

621.38: 621.317(045.8)

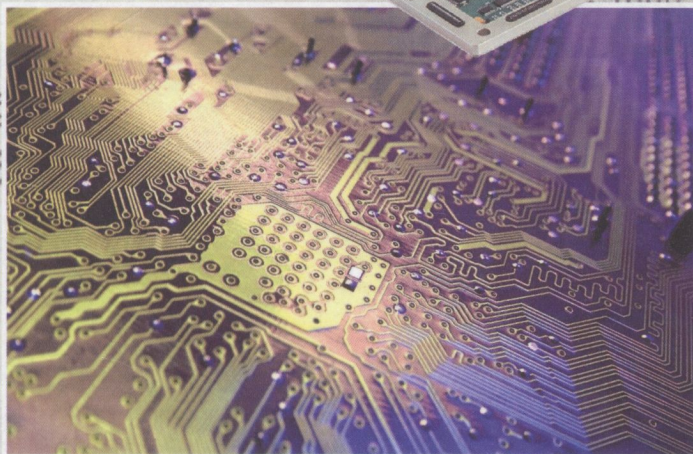
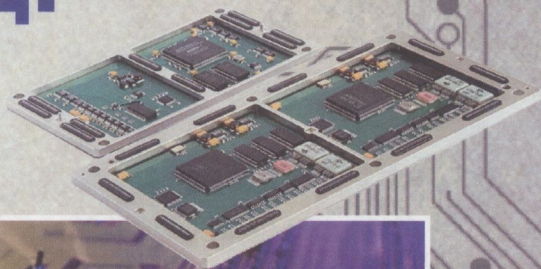
Д13

О. П. Давиденко

І. В. Григоренко

Р. П. Мигущенко

# ЕЛЕКТРОНІКА У ВИМІРЮВАЛЬНІЙ ТЕХНІЦІ



6д.1.38: 6д.1.317(0758)  
1/13

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
«Харківський політехнічний інститут»

**О. П. Давиденко, І. В. Григоренко, Р. П. Мигущенко**

# **ЕЛЕКТРОНІКА У ВИМІРЮВАЛЬНІЙ ТЕХНІЦІ**

Підручник  
для студентів напряму підготовки  
6.051001 «Метрологія та інформаційно-вимірювальні технології»  
денної та заочної форм навчання

Затверджено Вченою радою НТУ «ХПІ»

Харків  
Підручник НТУ «ХПІ»  
2015

УДК 621.389 (075)

ББК 32.859 я73

Д13

Рецензенти:

*В. Ю. Кучерук*, д-р. техн. наук, проф., завідувач кафедри метрології та промислової автоматизації Вінницького національного технічного університету;

*Ю. Ф. Павленко*, д-р. техн. наук, проф., головний науковий співробітник Національного наукового центру «Інститут метрології».

Затверджено Вченою радою Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» як підручник для студентів напрямку підготовки 6.051001 «Метрологія та інформаційно-вимірвальні технології» (протокол № 9 від 30.10.2015 р.)

**Давиденко О. П**

Д13 Електроніка у вимірвальній техніці : підручник / О. П. Давиденко, І. В. Григоренко, Р. П. Мигущенко. – Харків : Вид-во «Підручник НТУ «ХПІ»», 2015. – 428 с.

ISBN 978-617-687-061-6

Розглянуто елементну базу електронних пристроїв для вимірвальних пристроїв, принципи побудови, схемотехніку та застосування електронних пристроїв на базі аналогової та цифрової мікроелектроніки. Підручник відповідає програмам курсів «Основи електроніки» та «Електронні пристрої у вимірвальній техніці».

Призначено для студентів напрямку підготовки «Метрологія та інформаційно-вимірвальні технології» денної та заочної форм навчання при курсовому та дипломному проєктуванні, а може бути корисним аспірантам та студентам електротехнічних спеціальностей.

Лл. 314. Табл. 44. Бібліогр.: 37 назв.

УДК 32.859 я 73  
ББК 621.389 (075)

474601

- © Давиденко О. П., Григоренко І. В., Мигущенко Р. П., 2015  
© Вид-во «Підручник НТУ «ХПІ»», 2015

ISBN 978-617-617-061-6

**НТБ ВНТУ**  
**м. Вінниця**

## ВСТУП

Електроніка є універсальним і ефективним засобом для вирішення самих різних проблем в області збору і обробки інформації, автоматичного керування і перетворення енергії. Знання в області електроніки стають необхідними все більш широкому колу фахівців. Сфера застосування електроніки постійно розширюється. Практично кожна достатньо складна технічна система оснащується електронними пристроями. Важко назвати технологічний процес, керування яким здійснювалося б без використання електроніки.

В цілому електроніка включає два напрями: енергетичний (силовий), пов'язаний з перетворенням змінного і постійного струмів для потреб електроенергетики, металургії, електротяги і так далі, і інформаційний, до якого відносяться електронні засоби, що забезпечують вимірювання, контроль і керування різними процесами в багатьох інженерних та не інженерних галузях.

З практичної точки зору електроніка займається створенням електронних приладів і пристроїв, в яких взаємодія електронів з електромагнітними полями використовується для передачі, обробки і зберігання інформації. Найбільш характерними видами таких перетворень є генерування, посилення, функціональне перетворення, передача і прийом сигналів від постійного струму до частот  $10^{12}$  Гц, а також інфрачервоного, видимого, ультрафіолетового і рентгенівського випромінювань ( $10^{12}$ – $10^{20}$  Гц). Перетворення до таких високих частот можливо завдяки виключно малій інерційності електрона – найменшої з нині відомих заряджених частинок. У електроніці досліджуються взаємодії електронів як з макрополями в робочому просторі електронного приладу, так і з мікрополями усередині атома, молекули або кристалічних ґраток.

Електроніка спирається на багато розділів фізики – електродинаміку, класичну і квантову механіку, фізику твердого тіла, оптику, термодинаміку, а також на хімію, металургію, кристалографію, теоретичні положення та методи розрахунків електричних кіл та інші науки. Використовуючи результати цих і ряду інших галузей знань, електроніка, з одного боку, ставить перед іншими науками нові завдання, чим стимулює їх подальший

розвиток, а з іншого – створює нові електронні прилади і пристрої і тим самим озброює науки якісно новими засобами і методами дослідження.

Практичні завдання електроніки:

- розробка електронних приладів і пристроїв, що виконують різні функції в системах перетворення і передачі інформації в системах керування, в обчислювальній техніці, а також в енергетичних пристроях;
- розробка наукових основ технології виробництва електронних приладів і технологій, що використовують електронні і іонні процеси і прилади для різних галузей науки і техніки.

Електроніка відіграє провідну роль в науково-технічній революції. Впровадження електронних приладів в різні сфери людської діяльності значною мірою сприяє успішному вирішенню складних науково-технічних проблем, підвищенню продуктивності фізичної і розумової праці, поліпшенню економічних і екологічних показників виробництва.

На основі досягнень електроніки розвивається промисловість, що випускає електронну апаратуру для різних видів зв'язку, автоматики, телебачення, радіолокації, вимірювальної та обчислювальної техніки, систем керування технологічними процесами, а також апаратуру світлотехніки, інфрачервоної техніки, рентгенотехніки та ін.

Останніми роками визначилися такі основні сфери застосування електронних схем в промисловості:

- пристрої для вимірювання різних фізичних величин як електричних, так і неелектричних;
- пристрої для дослідження матеріалів, наприклад металів, електричними і магнітними методами без їх руйнування;
- пристрої для регулювання і автоматичного керування різними процесами або промисловими установками, а також для керування різними об'єктами господарства;
- промислові телевізійні установки, що використовуються для контролю і спостереження за різними об'єктами або процесами;
- допоміжні пристрої, використовувані в деяких технологічних процесах, наприклад термопроцесах (нагрів струмами високої частоти) або обумовлених ультразвуковим опромінюванням (коагуляція, обробка, очищення поверхні і т. д.).

При вимірюванні електричних величин електронні схеми потрібні в тих випадках, коли електричні ефекти настільки незначні, що досліджувати їх класичними методами неможливо. Це відбувається, наприклад, при вимірюванні малих струмів і напруг, малих змін параметрів електричних кіл і т. д., якщо чутливість звичайних вольтметрів, амперметрів або мостових схем недостатня для проведення вимірювань. В цьому випадку необ-

хідно підсилити вимірювану величину до значення, що фіксується звичайними методами. Подібні проблеми часто виникають при вимірюванні неелектричних величин електричними методами, коли сигнали, що виникають в первинному вимірювальному перетворювачі, незначні. В цьому випадку посилення проводиться за допомогою електронних схем.

Велике значення мають також електронні пристрої для дослідження властивостей матеріалів різними методами. Багато з цих методів засновані на зв'язку між механічними та електричними або магнітними властивостями досліджуваних матеріалів. Дослідження матеріалу можна звести до вимірювання його характеристик магнітним або електричним методом, що дуже зручно, оскільки таке вимірювання легко здійснити, і автоматизувати. При цьому дослідження не призводить до руйнування або пошкодження виробу.

Підготовка фахівців з електроніки напряму «Метрологія і інформаційно-вимірювальні технології» ускладнена, з одного боку, великою кількістю раніше виданих книг з електроніки, аналогової і цифрової мікросхемотехніки і складністю вибору сучасного підручника або навчального посібника. У більшості книг містяться розгорнені описи процесів, що відбуваються в елементах і вузлах апаратури, викладені або настільки широко що засвоїти такий матеріал за час, передбачений навчальним планом, не представляється можливим, або на такому рівні що в даній літературі здатний розібратися хіба що крупний фахівець з електроніки.

З іншого боку, відсутній підручник, в якому б матеріал був викладений з позицій забезпечення завдань вимірювальної техніки тобто з позицій забезпечення необхідної точності. У книгах, названих «Електроніка», «Мікросхемотехніка» або аналогічних, часто міститься матеріал, що не відповідає навчальним програмам.

Автори розуміють, що книгу з електроніки, яка охоплює всі проблеми і технічні рішення написати неможливо. Електроніка є галуззю науки і техніки, що динамічно розвивається. З кожним днем з'являються нові, високоінтегровані інтегральні схеми, що дозволяють ефективно вирішувати завдання створення вимірювальних пристроїв з унікальними функціональними і метрологічними характеристиками.

Хоча використання математики в цьому підручнику зведене до мінімуму, проте без деякої кількості формул, необхідних для розуміння електроніки, не обійтися. Математика і фізика представлені тут в обсязі, достатньому для подальшого практичного використання, тому практичні вправи відсутні. Наприклад, після пояснення роботи дільника напруги він кілька разів використовується при розгляді інших понять, і це є корисною практикою. У схеми входять і активні, і пасивні компоненти. Між собою

вони сполучені так, щоб виконувалася необхідна функція. Результуюче з'єднання компонентів називається схемою.

Розробка схеми є частиною мистецтва конструювання аналогових пристроїв. Майже для будь-яких завдань, які повинен вирішувати електронний пристрій, вже розроблені і опубліковані відповідні схеми; таким чином, інженер-розробник не зобов'язаний розробляти весь пристрій з нуля. Коли розробка доведена до схемного рівня, слід записати рівняння, необхідні для прогнозу і аналізу параметрів схеми.

Промисловість випускає всі електронні функціональні вузли, необхідні для створення пристроїв вимірювальної і обчислювальної техніки: інтегральні підсилювачі, комутатори, логічні елементи, цифрові пристрої і так далі.

Типові електронні вузли дозволяють зібрати потрібний електронний блок без детального розрахунку окремих каскадів. Необхідно тільки підібрати інтегральні мікросхеми, розробити схему їх з'єднання і ввести зворотні зв'язки необхідного вигляду.

Підручник складається з трьох розділів.

У першому розділі розглянуто елементну базу електронних пристроїв: пасивні елементи, фізичні основи напівпровідників, напівпровідникові пристрої різного призначення та їх схемотехніка.

Другий розділ присвячений питанням побудови аналогових електронних пристроїв на операційних підсилювачах, характеристикам операційних підсилювачів та розрахунку схем на них.

У третьому розділі розглянуто арифметичні та логічні основи цифрової електроніки, елементну базу та методи проектування цифрових пристроїв, що передують вивченню мікропроцесорних систем.

Автори спробували в стислій, доступній формі, розповісти про найбільш важливі процеси в електричних елементах і вузлах апаратури.

У підручнику був запропонований новий підхід до послідовності та наповненості викладання матеріалу по основним напрямкам розвитку сучасної електроніки.

Підручник оснований на матеріалі навчального посібника «Основи електроніки», обсягом 450 стр., виданого у 2013 році, який пройшов апробацію у навчальному процесі.

## ЕЛЕМЕНТИ ЕЛЕКТРОНІКИ

### 1.1. Базові поняття електроніки

Основними фізичними величинами, які вимірюються при перевірці й контролі в електроніці є напруга й струм. За відповідністю параметрів цих фізичних величин до заданих значень судять про правильне функціонування елементів і схем у цілому. Вони дають уявлення про працездатність і якість функціонування.

Розглянемо, що являють собою ці величини.

*Електричний струм* – упорядкований рух вільних електрично заряджених часток під впливом електричного поля. Такими частками можуть бути: у провідниках – електрони, в електролітах – іони (катіони та аніони), у газах – іони і електрони, у вакуумі за певних умов – електрони, у напівпровідниках – електрони й дірки (електронна – діркова провідність). Щоб струм виник, слід попередньо створити електричне поле, під дією якого вищезгадані заряджені частки прийдуть у рух.

Історично прийнято вважати, що напрямок струму збігається з напрямком руху позитивних зарядів у провіднику. При цьому, якщо єдиними носіями струму є негативно заряджені частки (наприклад, електрони у металі), то й напрямок струму протилежний напрямку руху електронів.

Швидкість спрямованого руху часток у провідниках залежить від матеріалу провідника, маси і заряду часток температури, прикладеної різниці потенціалів і становить величину, набагато меншу від швидкості світла.

За 1 секунду електрони у провіднику переміщуються за рахунок упорядкованого руху менше ніж на 0,1 мм. Незважаючи на це, швидкість розповсюдження електричного струму дорівнює швидкості світла, тобто швидкості поширення фронту електромагнітної хвилі.

Розрізняють змінний (англ. *alternating current, AC*), постійний (англ. *direct current, DC*) і пульсуючий струми, а так само їхні всілякі комбінації.

Постійний струм – струм, напрямок і значення якого слабо змінюються у часі.



Змінний струм – це струм, значення якого й (або) напрямок якого змінюються у часі.

Серед змінних струмів основним є струм, значення якого змінюється за синусоїдальним законом. У цьому випадку потенціал кожного кінця провідника змінюється стосовно потенціалу іншого кінця провідника поперемінно з позитивного на негативний і навпаки, проходячи при цьому через усі проміжні потенціали (включаючи й нульовий потенціал). У результаті виникає струм, що безупинно змінює напрямок: при русі в одному напрямку він зростає, досягаючи максимуму, іменованого амплітудним значенням, потім спадає, на якийсь момент стає таким, що дорівнює нулю, потім знову зростає, але вже в іншому напрямку й також досягає максимального значення, спадає, щоб потім знову пройти через нуль, після чого цикл усіх змін відновлюється.

Час, за який відбувається один такий цикл (час, що включає зміну струму в обидва боки), називається періодом змінного струму. Кількість періодів, чинена струмом за одиницю часу, зветься частотою. Частота вимірюється в герцах, один герц відповідає одному періоду за секунду.

Змінний струм високої частоти проходить по поверхні провідника, обтікаючи його з усіх боків. Цей ефект називається скін-ефектом.

*Сила й густина струму.* Силою струму називається фізична величина, що дорівнює відношенню кількості заряду, який пройшов за певний час через поперечний перетин, до значення цього проміжку часу. Силу струму у Міжнародній системі одиниць (СІ) вимірюють в амперах.

За законом Ома, сила струму  $I$  на ділянці кола прямо пропорційна напрузі  $U$ , прикладеній до цієї ділянки кола, і обернено пропорційна його опору  $R$ :

$$I = \frac{U}{R}.$$

Густиною струму називається вектор, модуль якого дорівнює відношенню сили струму, що протікає через деякий майданчик, перпендикулярно напрямку струму, до площини перерізу цього майданчика, а напрямок вектора збігається з напрямком руху позитивних зарядів, що утворюють струм.

Згідно із законом Ома, густина струму в середовищі  $\vec{j}$  пропорційна напруженості електричного поля  $\vec{E}$  й провідності середовища  $\sigma$ :

$$\vec{j} = \sigma \cdot \vec{E}.$$

*Напруга* ( $U$  або  $E$ ) між двома точками – це енергія або робота, яка витрачається на переміщення одиниці позитивного заряду із точки з низьким потенціалом до точки з високим потенціалом тобто перша точка має більш негативний потенціал у порівнянні із другою. Іншими словами, – це енергія, яка вивільняється, коли одиничний заряд спадає від високого потенціалу до низького. Напругу також називають різницею потенціалів або електрорушійною силою (ЕРС). Для того щоб перемістити заряд в 1 кулон між точками, що мають різницю потенціалів значення якої 1 вольт, необхідно зробити роботу в 1 Дж. (Кулон служить одиницею виміру електричного заряду й дорівнює заряду приблизно  $6 \cdot 10^{18}$  електронвольт).

Напруга завжди вимірюється між двома точками схеми, струм завжди протікає через точку в схемі або через який-небудь елемент схеми.

Одиницею виміру напруги в системі СІ є вольт.

Для опису кіл змінного струму прийняті такі поняття:

- *Миттєва напруга* – різниця потенціалів між двома точками, обмірювана в цей момент часу. Вона є функцією часу:  $u = u(t)$ .

- *Амплітуда напруги* – максимальне за модулем значення миттєвої напруги за весь період коливань:  $U_m = \max(|u(t)|)$ .

Для гармонічних (синусоїдальних) коливань напруги миттєве значення напруги виражається як:  $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ .

Для мережі змінної синусоїдальної напруги із середньоквадратичним значенням 220 В амплітуда напруга дорівнює 311,127 В.

Амплітудну напругу можна визначити за допомогою осцилографа.

- *Середнє значення напруги*  $\bar{U}$  (постійна складова напруги) визначається за весь період коливань, за такою формулою:

$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt.$$

Для чистої синусоїди середнє значення напруги дорівнює нулю.

- *Середньоквадратичне значення* (інші найменування: діюче, ефективне)  $U_{\text{СКЗ}}$  або  $U_{\text{RMS}}$  (root mean square), іноді просто  $U$ , найбільш зручне для практичних розрахунків, тому що на лінійному активному навантаженні воно робить ту ж роботу (наприклад, лампа розжарювання має ту ж яскравість світіння, нагрівальний елемент виділяє стільки ж тепла), що й відповідна до нього постійна напруга:

$$U_{\text{СКЗ}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}.$$

Для синусоїдальної напруги справедлива рівність

$$U_{\text{СКЗ}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_m \approx 0,707 U_m; \quad U_m = \sqrt{2} U_{\text{СКЗ}} \approx 1,414 U_{\text{СКЗ}}.$$

У техніці й побуті при використанні змінного струму під терміном «напруга» мається на увазі саме це значення, і всі вольтметри проградуїровані виходячи з її визначення. Однак конструктивна більшість приладів фактично вимірюють не середньоквадратичне, а середньовипрямлене (див. нижче) значення напруги, тому для несинусоїдального сигналу їх показання можуть відрізнятися від дійсного значення.

- *Середньовипрямлене значення*  $U_{\text{СВЗ}}$  є середнє значення модуля напруги

$$U_{\text{СВЗ}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt.$$

Для синусоїдальної напруги справедлива рівність

$$U_{\text{СВЗ}} = \frac{2}{\pi} U_m \approx 0,637 U_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{\text{СКЗ}}.$$

На практиці це значення використовується рідко, однак більшість вольтметрів змінного струму (ті, у яких струм перед виміром випрямляється) фактично вимірюють саме цю величину, хоча їх шкала й проградуїрована за середньоквадратичними значеннями.

Кілька правил, що стосуються струму й напруги:

1. Сума струмів, що втікають у точку, дорівнює сумі струмів, що випливають із неї (закон Кірхгофа для струму).

2. При паралельному з'єднанні елементів напруга на кожному з елементів однакова. Іноді говорять, що сума падінь напруг у замкненому контурі дорівнює нулю (закон Кірхгофа для напруги).

3. Потужність (робота, чинена за одиницю часу), споживана схемою, визначається як  $P = UI$  (справедливо для визначення миттєвого значення потужності). Потужність в 1 Вт – це робота в 1 Дж, чинена за 1 сек.

Потужність розсіюється у вигляді тепла (як правило), або іноді витрачається на механічну роботу (мотори), переходить в енергію випроміню-

вання (лампи, передавачі) або накопичується (батареї, конденсатори). При розробці складних систем одним з основних моментів є визначення їх теплового навантаження.

**Взасмозв'язок напруги й струму.** Зв'язок між напругою й струмом реалізується за допомогою окремих елементів, що мають ту або іншу характеристику, яка виражає певну залежність між струмом і напругою. Прикладами таких елементів служать резистори (струм прямо пропорційний напрузі), конденсатори (струм пропорційний швидкості зміни напруги), діоди (струм протікає тільки в одному напрямку), і т. д.

## 1.2. Елементи електричних кіл

### 1.2.1. Опір і резистор

Резистор (англ. *resistor*, від лат. *resisto* – пручаюся) – це пасивний елемент електричного кола, що, в ідеалі, характеризується тільки опором електричному струму, тобто для ідеального резистора в будь-який момент часу повинен виконуватися закон Ома для ділянки кола. Миттєве значення напруги на резисторі пропорційне струму що проходить через нього:  $U(t) = I(t) \cdot R$ . На практиці ж резистори тією чи іншою мірою мають також паразитну ємність, паразитну індуктивність і нелінійну вольтамперну характеристику.

Без цих елементів не обходиться практично жодна електронна схема. Вони виконують роль навантаження для активних елементів (транзисторів, операційних підсилювачів), використовуються як елементи фільтрів, кіл, що задають час, кіл зсуву й зворотного зв'язку. З їхньою допомогою можна встановлювати необхідні значення струму й напруги (додаткові опори і подільники напруги). Резистори є найпростішими перетворювачами «струм-напруга» при вимірюванні струму.

Їхня простота й невибагливість в експлуатації призводить до того, що розробник електронних пристроїв не приділяє належну увагу правильному їхньому вибору. Тим часом резистори неідеальні й можуть звести нанівець усі ваші зусилля щодо забезпечення необхідної точності розроблюваного пристрою. Велика різноманітність типів резисторів, що випускаються промисловістю, і відрізняються матеріалом провідного шару (вуглецеві, металеві, композиційні), технологією виготовлення (об'ємні, поверхневі, плів-

кові, дрові), конструктивним виконанням (лаковані, емальовані, спресовані, герметичні, вакуумні, із гнучкими виводами), потужністю, точністю, умовами експлуатації, шумовими й частотними властивостями, вимагає від розробника вміння орієнтуватися в ній й враховувати при виборі резистора, як мінімум, 6–8 його параметрів. Розглянемо докладніше основні характеристики резисторів.

**Номінальне значення опору.** Це значення опору при нормальних умовах експлуатації, зазначених у технічних умовах. Промисловість випускає резистори з номінальним значенням опору в дуже широкому діапазоні, від 0,01 до  $10^{12}$  Ом, забезпечуючи практично будь-які потреби розробника електронної апаратури. Однак якщо в результаті розрахунків ви одержали деяке значення опору, це не означає, що такий резистор можна виявити в номенклатурі значень резисторів, що випускаються серійно. Звичайно, можна такий резистор замовити на фірмі-виробнику, але його вартість може виявитися неприпустимо високою. Можна спробувати відібрати з великої партії резисторів ті, у яких значення опору відповідає необхідному. Але й це не завжди приводить до успіху в силу ряду причин, про які буде йтися далі. Оскільки забезпечити будь-які номінальні значення опору в такому широкому діапазоні неможливо, то «Міжнародною Електротехнічною Комісією» (МЕК або ІЕС) регламентовано кілька типових рядів номінальних значень опорів резисторів. Це ряди E6, E12, E24, E48, E96, E192, де число позначає кількість дозволених значень у межах декади, тобто десятикратної зміни опору. Значення опорів у кожному ряді наведено в додатку А. Для того щоб одержати перелік усіх можливих значень, необхідно значення з ряду помножити на  $10^n$ , де  $n$  – будь-яке ціле позитивне, негативне й нуль у діапазоні від  $-2$  до  $12$ .

Якщо розрахункове значення опору збіглося зі значенням з ряду, то це зовсім не означає що резистор, який ви встановите в схему, буде мати це значення опору, тому що номінальне значення характеризує лише центр розсіювання, а саме значення є випадковою величиною й може суттєво відрізнятись від номінального. Розсіювання значень навколо центра характеризується другим параметром резистора – класом точності або допуском.

**Класи точності резисторів.** Промисловість випускає резистори як широкого застосування, із припустимим відхиленням опору від номінального –  $\pm 30$ ,  $\pm 20$ ,  $\pm 10$ ,  $\pm 5$ ,  $\pm 2$  %, так і прецизійні – з відхиленням від  $\pm 0,001$  до  $\pm 1$  %. Природно, що для резисторів з низьким класом точності не використовуються ряди типових значень, для яких відстань між номінальними

значеннями менша від допуску для даного класу. Так для резисторів з допуском  $\pm 20\%$ , відстань між номіналами повинна бути не менш ніж  $0,4 \cdot R_{\text{ном}}$ , тобто відповідати ряду не вище Е6, для якого кожне наступне значення відрізняється від попереднього в 1,47 рази.

Якщо серед великої кількості резисторів з допуском  $\pm 10\%$  спробувати виявити резистори з опором, що дорівнює номінальному, то навряд чи це вийде. Справа в тому, що при їхньому виготовленні, на етапі вихідного контролю, резистори сортують на кілька груп з допусками  $\pm 10$ ,  $\pm 5$ ,  $\pm 2\%$ , і в групу з допуском  $\pm 10\%$  увійдуть резистори, опір яких відрізняється від номінального в ту або іншу сторону більш ніж на  $5\%$ , а резистори з номінальним значенням можна виявити лише в найточнішій групі сортування. Оскільки вартість резистора пропорційна його точності, то малоімовірно, що в групу  $\pm 10\%$  увійдуть резистори з меншим допуском.

Група точності, як правило, визначає також температурну й часову залежність опору резистора. Можна з великої кількості  $20\%$  резисторів відібрати деяку кількість елементів, опір яких відрізняється від номінального значення не більше ніж на  $1\%$ . Однак в елементів із кращою вихідною точністю, як правило, інші параметри також кращі. Тому при проектуванні слід дотримуватися наступного правила: не можна відбирати для роботи в прецизійній схемі елементи з необхідним значенням параметра, якщо цей тип елемента належить до класу з гіршими характеристиками, тому що часова й температурна стабільність таких елементів будуть відповідати значенням для обраного класу (див. Додатки Б, В).

**Температурний коефіцієнт опору.** Електропровідність будь-якої речовини тією чи іншою мірою залежить від температури, тому опір резистора також змінюється при зміні як температури зовнішнього середовища, так і в результаті саморозігріву резистора за рахунок потужності, що розсіюється на ньому. Відносна зміна опору резистора при зміні температури на  $1^\circ\text{C}$  називають температурним коефіцієнтом опору (ТКО). Залежно від матеріалу провідного шару, ТКО резисторів може бути як позитивним, так і негативним, що при правильному їх використанні дозволяє розв'язувати задачі температурної компенсації. Для сучасних резисторів значення ТКО перебуває в межах від  $(10^{-6}$  до  $10^{-4})$   $1/^\circ\text{C}$ .

**Послідовне й паралельне з'єднання резисторів.** Послідовне з'єднання резисторів застосовується для збільшення опору; тобто тоді, коли резистори з'єднані послідовно, загальний опір дорівнює сумі опорів кожного резистора.

При послідовному з'єднанні резисторів зміна опору будь-якого резистора із цього кола спричиняє як зміну опору всього кола, так і зміну сили струму в цьому колі, якщо напруга живлення незмінна.

Паралельне з'єднання резисторів необхідне для зменшення загального опору й, як варіант, для збільшення потужності декількох резисторів у порівнянні з одним.

З визначення опору випливає кілька висновків:

1. Опір двох послідовно з'єднаних резисторів становить  $R_{\Sigma} = R_1 + R_2$ .

При послідовному з'єднанні резисторів завжди виходить більший опір, ніж опір окремого резистора (рис. 1.1, а)

2. Опір двох паралельних резисторів (рис. 1.1, б) становить

$$R_{\Sigma} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

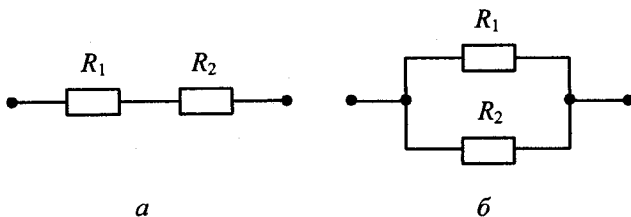


Рисунок 1.1 – Схеми з'єднання резисторів

При паралельному з'єднанні резисторів завжди виходить менший опір, ніж опір окремого резистора.

Провідність – це величина обернена до опору. Чим менший опір провідника, тим більша його провідність і тим більший струм, що протікає під впливом напруги, прикладеної між кінцями провідника.

Потужність, що розсіюється резистором, за законом Ома може бути визначена як  $P = I^2 \cdot R$  або  $P = U^2 / R$ .

**Вхід і вихід.** Практично у всіх електричних схемах щось подається на вхід (зазвичай напруга) і щось знімається з виходу (теж найчастіше напруга). Зв'язок виходу із входом реалізується через передавальну функцію, яка являє собою відношення вихідної напруги до її вхідної напруги.

**Подільник напруги.** Одним з видів перетворень сигналу є зміна його амплітуди. Зменшити амплітуду сигналу можна за допомогою подільника напруги. Подільник напруги – пристрій, у якому вхідна й вихідна напруга зв'язані коефіцієнтом передачі.

Подільники напруги призначені для одержання певного співвідношення між вхідною  $U_1$  і вихідною  $U_2$  напругами ( $U_2 < U_1$ ). Виконуються вони на параметричних елементах. Найчастіше це резистори й конденсатори (рис. 1.2).

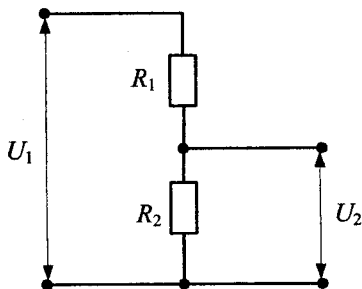


Рисунок 1.2 – Схема найпростішого резисторного подільника напруги

Якщо вихід подільника не навантажений (холостий хід), то рівняння перетворення (коефіцієнт перетворення  $K_{\Pi}$ ) на постійному струмі має вигляд

$$K_{\Pi} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + (R_1/R_2)}.$$

Застосовують також поняття коефіцієнта ділення  $n = 1/K_{\Pi}$ .

Як опір резистора  $R_1$  може виступати вихідний опір першого каскаду (пристрою), а як опір  $R_2$  – вхідний опір наступного каскаду (пристрою). У цьому випадку, скориставшись рівнянням для подільника напруги, можна визначити, яка частина вихідної напруги потрапить на вхід наступного каскаду (мається на увазі теорема про еквівалентне перетворення схем).

Подільники використовуються для розширення меж виміру приладів з високим опором (таких, як вольтметри, компенсатори).



Відносна похибка подільника становить

$$\delta K_{\Pi} = \frac{\partial K_{\Pi}}{\partial K_{\Pi}} = (1 - K_{\Pi}) \cdot (\delta_{R_2} - \delta_{R_1}),$$

де  $\delta_{R_1}$  й  $\delta_{R_2}$  – відносні похибки відповідних резисторів  $R_1$  і  $R_2$ , тобто відхилення дійсних значень їх опорів від номінальних.

Якщо на виході подільника включене навантаження  $R_H$ , то вираз для  $K_{\Pi}$  має вигляд

$$K_{\Pi}^H = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_H}\right)}.$$

Подільник напруги може бути й регульованим (рис. 1.3).

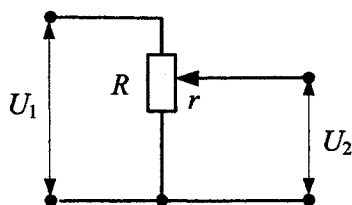


Рисунок 1.3 – Схема регульованого резисторного подільника напруги

Вхідна напруга  $U_1$  підводиться до затискачів, при цьому через резистор протікає струм  $I_1$ , що створює на ньому спадання напруги  $U_1$ .

Вихідна напруга  $U_2$  знімається з тієї частини резистора, яка розташована між движком (рухливою частиною змінного резистора) і загальною точкою подільника, тобто з опору  $r$ .

Якщо движок перебуває в нижньому положенні, то опір  $r$  між движком і нижньою загальною точкою, а також вихідна напруга  $U_2$  й  $K_{\Pi}$  дорівнюють нулю.

Якщо движок установлений у верхнє положення (тобто  $r = R$ ), то  $U_2 = U_1$ , а  $K_{\Pi} = 1$ .

Таким чином, у подільниках напруги, зібраних за схемою рис. 1.3,  $K_{\Pi}$  може плавно змінюватися від 0 до 1.

У реальних пристроях до вихідних затискачів подільника підключають резистивне навантаження. Опір цього навантаження є вхідним опором навантажувального пристрою, на вхід якого подається напруга, що знімається з подільника (рис. 1.4).

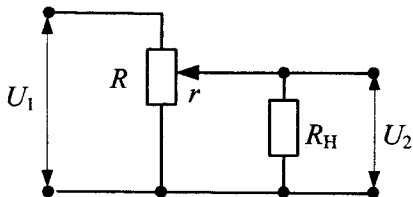


Рисунок 1.4 – Схема регульованого подільника напруги з навантаженням

Визначимо залежність  $K_{\Pi}$  плавного подільника напруги, навантаженого на резистор опором  $R_{\text{Н}}$  (рис. 1.4) залежно від коефіцієнта  $\alpha = r/R$ .

Якщо  $K_{\Pi}$  дорівнює відношенню вихідного опору  $R_{\text{ВИХ}} = r \cdot R_{\text{Н}} / (r + R_{\text{Н}})$  до вхідного  $R_{\text{ВХ}} = R - r + r \cdot R_{\text{Н}} / (r + R_{\text{Н}})$ , то після нескладних перетворень одержуємо

$$K_{\Pi} = \frac{R_{\text{ВИХ}}}{R_{\text{ВХ}}} = \frac{r R_{\text{Н}}}{R r - r^2 + R R_{\text{Н}}} = \frac{\frac{r}{R} \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R}}{\frac{r}{R} - \frac{r^2}{R^2} + \frac{R_{\text{Н}}}{R}} = \frac{\alpha \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R}}{\alpha - \alpha^2 + \frac{R_{\text{Н}}}{R}}$$

Якщо  $R_{\text{Н}} = \infty$  (режим холостого ходу), то  $K_{\Pi} = r/R$ . У цьому випадку  $K_{\Pi}$  змінюється лінійно зі зміною коефіцієнта  $\alpha$  і для змінних резисторів з лінійною функціональною характеристикою він пропорційний куту повороту движка резистора.

Якщо опір  $R_{\text{Н}}$  порівнянний з опором подільника  $R$ , то  $K_{\Pi}$  змінюється не пропорційно куту повороту. Відбувається це тому, що вихідний опір подільника  $R_{\text{ВИХ}} = r \cdot R_{\text{Н}} / (r + R_{\text{Н}})$  при повороті движка зростає повільніше, ніж збільшується опір  $r$ , вихідна ж напруга й  $K_{\Pi}$  залежать від вихідно-

го опору подільника. Тому вихідна напруга зростає спочатку повільно, а потім швидкість наростання збільшується.

Подільники напруги виготовляються з манганінового дроту або мікродроту в скляній ізоляції. Вони зазвичай мають кілька дискретних значень коефіцієнтів перетворення. Розрізняють подільники з постійним вхідним опором, у яких змінним є вихідний опір  $i$ , отже, вихідна напруга при постійному вхідному, а також подільники з постійним вихідним опором при змінному вхідному.

**Джерела сигналів** Джерела сигналів завжди мають внутрішній опір, який сумісно з опором навантаження утворює подільник напруги (рис. 1.5), тобто напруга на навантаженні відрізняється від напруги холостого ходу джерела (електрорушійної сили  $E$ ).

Напруга, що надходить до навантаження, може бути визначена за формулою  $U = E - I r$ , де  $r$  – внутрішній опір генератора,  $R$  – опір навантаження,  $E$  – ЕРС генератора.

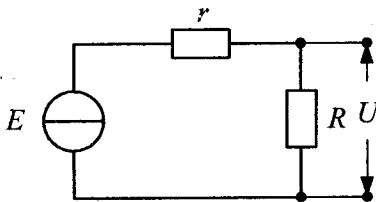


Рисунок 1.5 – Схема джерела сигналу

В залежності від співвідношення внутрішнього опору джерела та опору навантаження розрізняють два основних типи джерел.

**Джерело напруги** – джерело електричної енергії, яке на своїх зовнішніх затискачах має незмінну напругу, що не залежить від струму, споживаного від цього джерела (рис. 1.5). Це справедливо тоді, коли внутрішній опір джерела близький до 0 або неопорівнянно менший ніж опір навантаження  $R \gg r$  (ідеальні умови  $r = 0$ ).

**Джерело струму** – джерело електричної енергії, яке віддає в зовнішнє коло струм незмінного значення, незалежно від опору навантаження.

Це можливо, коли зовнішній опір навантаження малий, в порівнянні із внутрішнім опором джерела, та ним можна знехтувати:

$$I = \frac{E}{r + R} = |R \ll r| = \frac{E}{r}.$$

**Узгодження джерела з навантаженням.** Максимальна потужність виділяється на навантаженні в тому випадку, якщо її опір дорівнює опорю джерела:  $R = r \Rightarrow P_H = P_{\max}$ . Застосовується в передавачах для одержання максимальної потужності й у високочастотних колах для одержання мінімального відбиття хвилі від навантаження.

**Теорема про еквівалентне перетворення джерел.** Теорема твердить, що будь яку схему, яка складатиметься з резисторів і джерел напруги, і яка має два виводи, можна зобразити у вигляді еквівалентної схеми, що складатиметься з одного резистора, послідовно підключеного до одного джерела напруги.

**Еквівалентний опір джерела й навантаження схеми.** Подільник напруги, на який подається деяка постійна напруга, еквівалентний деякому джерелу напруги з послідовно підключеним до нього еквівалентним резистором (рис. 1.6).

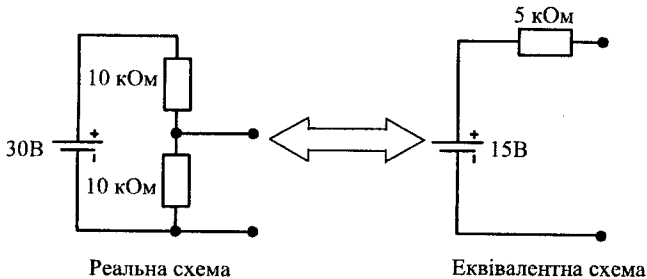


Рисунок 1.6 – Еквівалентне перетворення схеми

Підключення резистора навантаження викликає спадання напруги на виході подільника, обумовлене наявністю деякого опорю джерела. Дуже часто це є небажаним. Поняття еквівалентного внутрішнього опорю застосовне до всіх типів джерел, а не тільки до батарей і подільників напруги. Усі джерела сигналів мають еквівалентний внутрішній опір. Підключення навантаження, опір якого менший або навіть порівняний із внутрішнім опором, викликає значне зменшення вихідного параметра. У зв'язку із цим слід прагнути того, щоб виконувалася умова  $R_{\text{НАГР}} \gg R_{\text{ВНУТР}}$ , тому що

високоомне навантаження незначуще впливає на джерело напруги, послаблюючи його.

Для джерела струму умова змінюється на протилежну.

**Синусоїдальні сигнали.** Синусоїдальні сигнали поширені найбільше широко. Математичне вираз, що описує синусоїдальну напругу, має вигляд

$$U = A \cdot \sin 2\pi \cdot f \cdot t,$$

де  $A$  – амплітуда сигналу;  $f$  – частота в циклах за секунду або в герцах.

Синусоїдальний сигнал наведено на рис. 1.7.

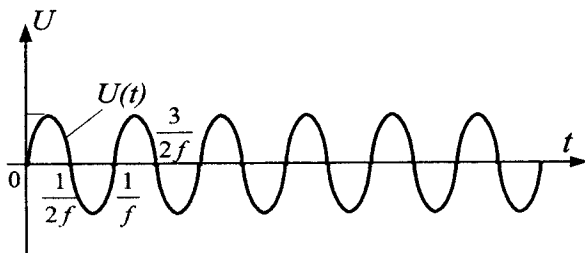


Рисунок 1.7 – Сигнал синусоїдальної форми

Якщо використовувати поняття кутової частоти, то вираз можна переписати у вигляді

$$U = A \cdot \sin \omega t,$$

де  $\omega$  – кутова частота в радіанах за секунду.

Основним достоїнством синусоїдальної функції є те, що вона є розв'язком лінійних диференціальних рівнянь, що описують як фізичні явища, так і властивості лінійних кіл.

Лінійне коло має таку властивість:  $\text{ВИХ}(A+B) = \text{ВИХ}(A) + \text{ВИХ}(B)$ , де  $\text{ВИХ}(A+B)$  – сумарний вихідний сигнал із двох вхідних сигналів  $A$  і  $B$ .

Значення сигналу звичайно оцінюють у вигляді ефективного значення (саме ефективне значення використовується для визначення потужності)

$$U = \frac{1}{\sqrt{2}} A = 0,707 A \text{ – що справедливо тільки для синусоїдального сигналу.}$$

Для іншого типу сигналу відношення буде іншим.

**Вимір амплітуди в децибелах.** Як порівняти амплітуди двох сигналів? Можна сказати, що один сигнал у два рази більший від іншого. Але іноді подібне відношення досягає мільйонів і тоді зручно користуватися логарифмічною залежністю й вимірювати відношення в децибелах (децибел – одна десята частина бела).

За визначенням відношення двох сигналів у децибелах – це  $\text{дБ} = 20 \lg(A_2/A_1)$ , де  $A_1$  і  $A_2$  – амплітуди двох сигналів. Якщо один сигнал у два рази більший від іншого, то відношення першого до другого становить 6 дБ, тому що  $\lg(2) = 0,301$ . Якщо один сигнал у десять разів більший від іншого, то відношення першого до другого складе 20 дБ, а якщо навпаки, то –20 дБ. Відношення потужностей двох сигналів визначається як  $\text{дБ} = 10 \lg(P_2/P_1)$ , де  $P_1$  і  $P_2$  – потужності двох сигналів.

Для порівняння сигналів різної форми, наприклад синусоїдальної та шумової, слід використовувати потужність (або ефективне значення).

### 1.2.2. Конденсатори

Конденсатор (від лат. condensare – ущільнювати, згущати) – двополюсник з певним значенням ємності й малою омичною провідністю; пристрій для накопичення заряду й енергії електричного поля. Конденсатор є пасивним електронним компонентом. Зазвичай він складається з двох електродів у формі пластин (що названі обкладинками), розділених діелектриком, товщина якого мала в порівнянні з розмірами обкладинок.

Конденсатори дозволяють створювати, наприклад, частотно-залежні кола, подільники напруги, нагромаджувачі електричної енергії.

Конденсатор (рис. 1.8), що має ємність  $C$ , до якого прикладена напруга  $U$ , накопичує заряд  $+Q$  на одній пластині й заряд  $-Q$  – на іншій.

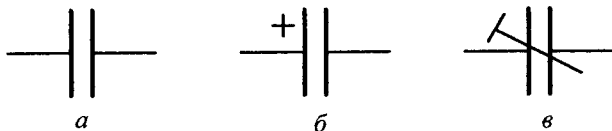


Рисунок 1.8 – Позначення конденсаторів на схемах:

- a* – конденсатор постійної ємності; *б* – поляризований конденсатор;  
*в* – конденсатор змінної ємності

Конденсатори не розсіюють енергію, тому що струм і напруга на конденсаторі зміщені по фазі на  $90^\circ$ . Якщо напруга на конденсаторі, що має ємність  $1 \text{ Ф}$ , зміниться на  $1 \text{ В}$  за  $1 \text{ секунду}$ , то одержимо струм  $1 \text{ А}$ .

Основною характеристикою конденсатора є його ємність, що характеризує здатність конденсатора накопичувати електричний заряд.

У позначенні конденсатора фігурує значення номінальної ємності, у той час як реальна ємність може значно змінюватися залежно від багатьох факторів. За визначенням ємності, заряд на обкладці пропорційний напрузі між обкладками ( $Q = CU$ ). Типові значення ємності конденсаторів становлять від одиниць пікофарад до тисяч мікрофарад. Однак існують конденсатори (іоністори) з ємністю до десятків фарад.

Конденсатор у колі постійного струму може проводити струм у момент включення його в коло (відбувається зарядження або перезарядження конденсатора); по закінченню перехідного процесу струм через конденсатор не тече, тому що його обкладки розділені діелектриком. У колі ж змінного струму він проводить коливання змінного струму за допомогою циклічного перезарядження конденсатора, замикаючись так званим струмом зсуву.

З погляду методу комплексних амплітуд, конденсатор має комплексний імпеданс

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = -\frac{j}{\omega C} = -\frac{j}{2\pi f C},$$

де  $j$  – уявна одиниця;  $\omega$  – циклічна частота (радіан/с) синусоїдального струму, що протікає;  $f$  – частота Гц;  $C$  – ємність конденсатора (фарад).

Звідси також випливає, реактивний опір конденсатора  $X_C = 1/\omega C$ . Для постійного струму частота дорівнює нулю, отже, реактивний опір конденсатора нескінченний (в ідеальному випадку).

Конденсатори також характеризуються питомою ємністю – відношенням ємності до об'єму (або до маси) діелектрика. Максимальне значення питомої ємності досягається при максимальній діелектричній проникності діелектрика та мінімальній товщині діелектрика, однак при цьому зменшується його напруга пробою.

Багато конденсаторів з оксидним діелектриком (електролітичні) функціонують тільки при коректній полярності напруги через хімічні особливості взаємодії електроліту з діелектриком. При зворотній полярності напруги електролітичні конденсатори звичайно виходять із ладу через хімічне

руйнування діелектрика з наступним збільшенням струму, скипанням електроліту усередині й, як наслідок, з імовірністю вибуху корпусу.

Для одержання більших ємностей конденсатори з'єднують паралельно. При цьому напруга між обкладками всіх конденсаторів однакова. Загальна ємність батареї паралельно з'єднаних конденсаторів дорівнює сумі ємностей усіх конденсаторів, що входять у батарею.

**Паралельне й послідовне з'єднання конденсаторів.** Ємність декількох паралельно з'єднаних конденсаторів дорівнює сумі їх ємностей:

$$C_{\Sigma} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n.$$

Для послідовного з'єднання конденсаторів маємо такий самий вираз, як і для паралельного з'єднання резисторів:

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3}.$$

В окремому випадку для двох конденсаторів  $C_{\Sigma} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ .

Струм заряду  $I = C \partial U / \partial t$  пропорційний швидкості зміни напруги.

Потужність, не перетворюється на тепло, а накопичується у вигляді енергії внутрішнього електричного поля в конденсаторі. При розряді відбувається віддання енергії.

### **Класифікація конденсаторів**

Основна класифікація конденсаторів проводиться за типом діелектрика в конденсаторі. Тип діелектрика визначає основні електричні параметри конденсаторів: опір ізоляції, стабільність ємності, величину втрат та ін.

За видом діелектрика розрізняють:

- вакуумні конденсатори (обкладки без діелектрика знаходяться у вакуумі);
- конденсатори з газоподібним діелектриком;
- конденсатори з рідким діелектриком;
- конденсатори з твердим неорганічним діелектриком: скляні, слюдяні, керамічні, тонкошарові із неорганічних плівок (K10, K15, K26, K32,);
- конденсатори з твердим органічним діелектриком: паперові, металопаперові, плівкові, комбіновані (K41, K42, K71, K72);
- електролітичні та окисно-напівпровідникові конденсатори. В якості діелектрика використовується шар оксиду металу. Наприклад для конденса-



торів оксидно-алюмінієвих (K50) це  $Al_2O_3$ , а для оксидно-танталових (K51) –  $Ta_2O_3$ . Однією обкладинкою слугує металева фольга (анод), а друга (катод) – це або електроліт (у електролітичних конденсаторах) або шар напівпровідника (у оксидно-напівпровідникових), нанесений безпосередньо на оксидний шар. Анод виготовляється, в залежності від типу конденсатора, з алюмінієвої, ніобієвої чи танталової фольги. Такі конденсатори відрізняються від інших типів перш за все своєю великою питомою ємністю, але здатні працювати при відносно низьких напругах і мають значні діелектричні втрати.

Крім того, конденсатори розрізняються за можливістю зміни своєї ємності:

- постійні конденсатори – основний клас конденсаторів, який має сталу ємність (окрім як зменшення її на протязі терміну служби);
- змінні конденсатори – конденсатори, які дозволяють зміну ємності в процесі функціонування апаратури. Керування ємністю може відбуватися механічно, електричною напругою (варіконди) та температурою (термоконденсатори). Позначення характеристик конденсаторів наведені в Додатках Г, Д, Е.
- конденсатори підлаштування – конденсатори, ємність яких змінюється при разовому чи періодичному регулюванні і не змінюється в процесі функціонування апаратури. Їх використовують для підлаштування та вирівнювання початкових ємностей сполучених контурів, для періодичного підлаштування та регулювання кіл схем, де потрібна незначна зміна ємності.

В залежності від призначення конденсатори можна умовно розділити на конденсатори загального та спеціального призначення. Конденсатори загального призначення використовуються практично у більшості видів і класів апаратури. Традиційно до них відносять найбільш розповсюджені низьковольтні конденсатори, до яких не висуваються особливі вимоги. Решта конденсаторів є спеціальними. До них відносяться високовольтні, імпульсні, дозиметричні, пускові та інші конденсатори.

Конденсатори знаходять застосування практично у всіх галузях електротехніки. Конденсатори (разом з котушками індуктивності й/або резисторами) використовуються для побудови різних кіл із частотно-залежними властивостями, зокрема, фільтрів, кіл зворотного зв'язку, коливальних контурів і т. п.

**RC-кола: зміни в часі напруги й струму.** Які властивості мають схеми, до складу якої входять конденсатори? Розглянемо найпростіше RC-коло (рис. 1.9).

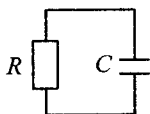


Рисунок 1.9 – Найпростіше RC-коло

Скористаємося отриманим раніше виразом для ємності

$$I = C \partial U / \partial t = -U / R .$$

Цей вираз являє собою диференціальне рівняння, розв'язок якого має вигляд  $U = A \cdot e^{\frac{-t}{RC}}$ . Звідси випливає, що якщо заряджений конденсатор підключити до резистора, то він буде розряджатися так, як показано на рис. 1.10.

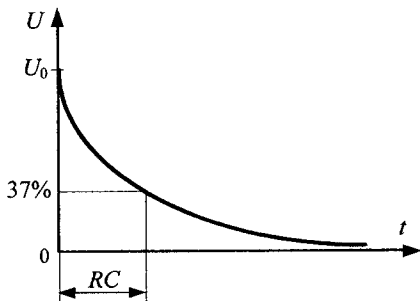


Рисунок 1.10 – Крива розряду RC-кола

**Стала часу.** Добуток  $RC$  називається сталою часу кола. Якщо  $R$  – вимірюється в омах, а  $C$  – у фарадах, то добуток буде вимірюватися в секундах. Для конденсатора ємністю 1 мкФ, підключеного до резистора опором 1 кОм, стала часу складе 1 мс. Якщо конденсатор був попередньо заряджений і напруга на ньому становить 1 В, то при підключенні резистора в колі з'явиться струм, що дорівнюватиме 1 мА. Розглянемо схему наведену на рис. 1.11.

У момент часу  $t = 0$  схема підключається до батареї. Рівняння, що описує роботу такої схеми, має вигляд  $I = C \partial U / \partial t = (U_{\text{ВХ}} - U) / R$  і

розв'язок  $U = U_{\text{ВХ}} + A e^{\frac{-t}{RC}}$ . Постійна величина  $A$  визначається з початкових умов (рис. 1.12). Якщо  $U = 0$  при  $t = 0$ , тоді

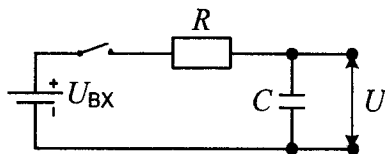


Рисунок 1.11 –  $RC$ -коло на постійному струмі

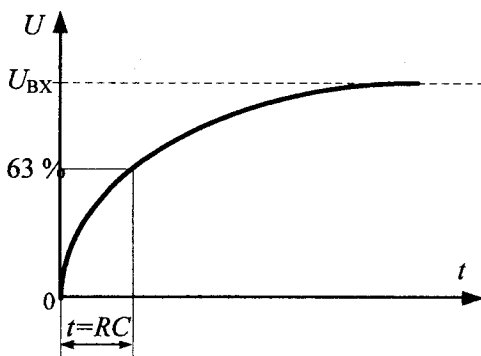


Рисунок 1.12 – Крива заряду  $RC$ -кола

$$A = -U_{\text{ВХ}} \quad \text{й} \quad U = U_{\text{ВХ}} \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right).$$

За умови  $t \gg RC$  напруга досягає значення  $U_{\text{ВХ}}$ .

Процес заряджання й розряджання конденсатора підкоряється правилу п'яти  $RC$ , яке говорить: за час, що дорівнює п'яти сталим часу конденсатор заряджається й розряджається на 99%. Якщо потім змінити вхідну напругу, то напруга на конденсаторі  $U$  буде змінюватися, прямуючи до нового значення за експонентним законом  $e^{-t/RC}$ . Якщо на вхід схеми рис. 1.11 подати прямокутний сигнал  $U_{\text{ВХ}}$ , то сигнал на виході  $U$  буде мати форму наведену на рис. 1.13 при досить великому значенні сталої часу  $t = 5RC$ .

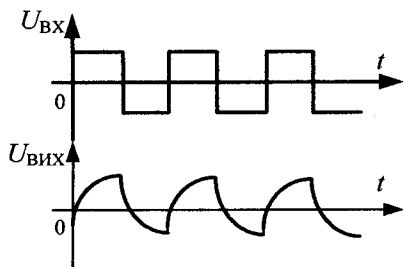


Рисунок 1.13 – Вхідний і вихідний сигнали  $RC$ -кола

Якщо до конденсатора прикласти занадто велику напругу, то він пробивається, тобто через діелектрик між пластинами пройде електричний струм. Це означає, що конденсатор втрачає свою основну здатність накопичувати електричний заряд. Щоб не допустити пробоя конденсатора, на його корпусі крім ємності, вказують максимально допустиму напругу.

### 1.3. Інтегруючі та диференціюючі електричні кола

#### 1.3.1. Інтегруючі кола

Розглянемо схему, наведену на рис. 1.14.

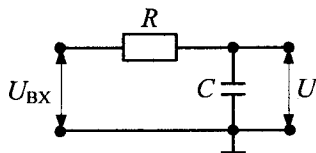


Рисунок 1.14 – Схема найпростішого інтегруючого  $RC$ -кола

Напруга на резисторі  $R$  в перший момент часу становить  $U_{ВХ} - U$ , а отже, якщо забезпечити виконання умови  $I = C \partial U / \partial t = (U_{ВХ} - U) / R$   $U \ll U_{ВХ}$  за рахунок великого значення добутку  $RC$ , то одержимо  $I = C \partial U / \partial t \cong U_{ВХ} / R$  або

$$U(t) = \int_0^t U_{\text{ВХ}}(t) dt + \text{const.}$$

Одержуємо схему, що інтегрує вхідний сигнал у часі.

Коло називається інтегруючим, тому що напруга на конденсаторі є інтегралом від струму заряду конденсатора. Струм заряду конденсатора в перший момент часу дорівнює  $U_{\text{ВХ}}/R$ , тобто в перший момент часу напруга на виході кола, є інтегралом від вхідної напруги.

У наступні моменти часу струм буде зменшуватися й залежність  $I = U_{\text{ВХ}}/R$  буде порушуватися, тому можна вважати, що інтегруюче  $RC$ -коло інтегрує вхідну напругу тільки до того часу доки виконується умова  $U \ll U_{\text{ВХ}}$ . Для забезпечення ідеального інтегрування слід замість джерела напруги використати джерело струму, тобто виконати умову  $I = \text{const}$ .

Розглянемо, яким чином ця схема забезпечує апроксимацію інтегрування у випадку вхідного сигналу прямокутної форми:  $U(t)$  являє собою графік експонентної залежності, що визначає заряд конденсатора (рис. 1.13).

Перша ділянка експоненти (інтеграл від майже постійної величини) – пряма з постійним кутом нахилу; при збільшенні сталої часу  $RC$  використовується менша ділянка експоненти, тим самим забезпечується краща апроксимація ідеального пилкоподібного сигналу. Інтегруючі кола знаходять широке застосування в аналоговій техніці. Їх використовують у керуючих системах, схемах зі зворотним зв'язком, при аналого-цифровому перетворенні й генерації коливань.

### 1.3.2. Диференціюючі кола

Найпростіше диференціююче  $RC$ -коло утворюється з інтегруючого кола шляхом заміни конденсатора на резистор, а резистора на конденсатор (рис. 1.15).

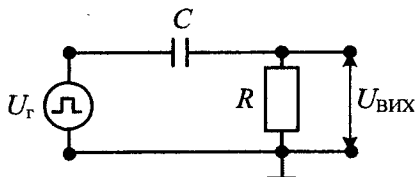


Рисунок 1.15 – Схема найпростішого диференціюючого  $RC$  кола,

Напряга на виході кола буде визначатися спаданням напруги на резисторі  $R$ :  $U_{\text{ВИХ}}(t) = U_R(t) = I(t)R$ , а отже, напруга на виході буде мати вигляд, наведений на рис. 1.16.

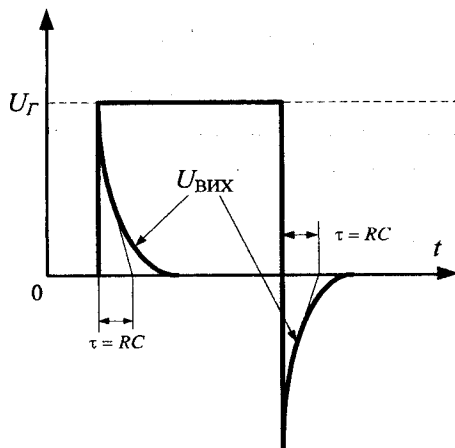


Рисунок 1.16 – Сигнали на вході й виході диференціюючого  $RC$ -кола,

Коло називається диференціюючим, оскільки струм через конденсатор можна визначити як похідну від прикладеної напруги

$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_C(t) dt + \text{const}$ , звідси  $I_C(t) = C \frac{\partial U_C}{\partial t}$ . Оскільки  $I_C(t) = I_R(t)$ , то

$U_{\text{ВИХ}} = I_C(t)R = RC \frac{\partial U_C}{\partial t}$ . Як і у випадку з інтегруючим колом можна вважати, що диференціювання вхідної напруги відбувається лише в перший момент вхідного імпульсу. Розглянемо схему наведену на рис. 1.17.

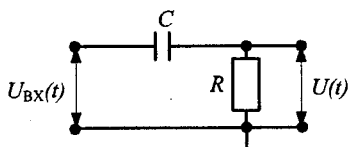


Рисунок 1.17 – Схема диференціюючого  $RC$ -кола

Напруга на конденсаторі в перший момент часу  $U_{\text{ВХ}} - U$ , тому  $I = C \partial(U_{\text{ВХ}} - U) / \partial t = U / R$ . Якщо опір і ємність вибрати досить малими, щоб виконувалася умова  $\partial U(t) / \partial t \ll \partial U_{\text{ВХ}}(t) / \partial t$ , то

$$C(\partial U_{\text{ВХ}}(t) / \partial t) = U(t) / R \text{ або } U(t) = RC(\partial U_{\text{ВХ}}(t) / \partial t).$$

Таким чином, одержуємо, що вихідна напруга пропорційна швидкості зміни вхідного сигналу. Якщо на вхід схеми подати прямокутний сигнал, то на виході одержимо сигнал, наведений на рис. 1.18.

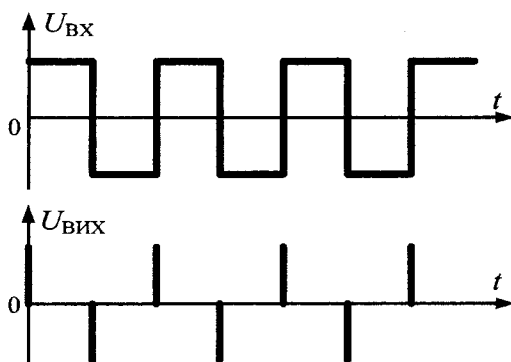


Рисунок 1.18 – Сигнали на вході й виході диференціюючого  $RC$ -кола

Диференціюючі кола зручно використовувати для виділення переднього й заднього фронтів імпульсних сигналів.

### 1.3.3. Електричні кола при синусоїдальному сигналі

Розглянемо характер процесів, що відбуваються в металевих провідниках, при додавання до них синусоїдального джерела ЕРС.

У початковий момент часу (при відсутності ЕРС) електрони, що перебувають на зовнішній орбіті й слабо пов'язані з атомами, при кімнатній температурі хаотично й з більшими швидкостями рухаються в різних напрямках, періодично зустрічаючись із іонізованими атомами. Усереднений у часі сумарний вектор швидкості руху електронів дорівнює 0.

При додаванні ЕРС з'являється усереднений за часом сумарний вектор швидкості електронів, спрямований до + джерела ЕРС, тобто виникає дрейф електронів в одному напрямку. При постійній ЕРС цей стійкий у часі вектор не змінює амплітуду та напрямку.

При додаванні синусоїдальної ЕРС усереднений вектор швидкості буде змінюватися за синусоїдальним законом. Якщо в розглянутому металевому провіднику виникає розрив, то електрони не можуть рухатися в напрямку дії ЕРС і струм припиниться.

Але якщо замість розриву включити конденсатор, то струм у колі не припиниться, тому що конденсатор здатний на одній пластині накопичувати заряди, а потім звільнятися від них, віддаючи їх у зовнішнє коло.

Розглянемо дію конденсатора, якщо до його клем підключити ідеальне джерело синусоїдального струму (рис. 1.19).

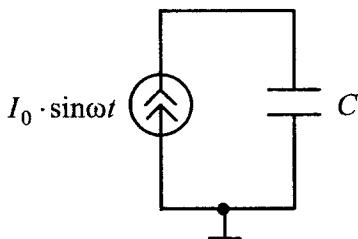


Рисунок 1.19 – Конденсатор, що заряджається та розряджається джерелом синусоїдального струму

Оскільки напрямок струму в джерелі періодично змінюється на протилежний, конденсатор, щоби загальної шини, буде заряджатися то до позитивної напруги, то до негативної.

Очевидно, що при позитивній півхвилі синусоїдального струму конденсатор від деякої негативної напруги буде перезаряджатися до позитивної.

Зростання позитивної напруги закінчиться, коли струм зменшиться до нуля. Цей момент буде відповідати максимуму позитивної напруги на конденсаторі. Після цього починається період убуття позитивної напруги.

Зміна напруги на конденсаторі буде відбуватися також за синусоїдальним законом.



Оскільки  $U_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_C(t) dt + \text{const}$ , а  $I_C(t) = I_0 \sin \omega t$ , отримуємо

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_0 \cdot \sin \omega t dt = -\frac{I_0}{\omega C} \cdot \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (1.1)$$

З отриманого виразу випливає, що синусоїдальний струм, який протікає через конденсатор, викликає на ньому синусоїдальну напругу, що відстає від струму на кут  $90^\circ$  (рис. 1.20).

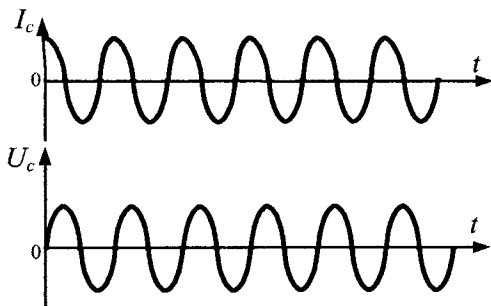


Рисунок 1.20 – Синусоїдальні струм й напруга в конденсаторі

У теорії електричних кіл використовують символічний метод, при якому вводять комплексний струм  $\dot{I}$  у такий спосіб:

$\dot{I} = I_0 (\cos \varphi + j \sin \varphi) = I_0 e^{j\varphi}$ . Звідси з урахуванням виразу (1.1), одержуємо напругу на конденсаторі

$$U_C = \frac{I_0}{\omega C} \cdot e^{j\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)} = \frac{I_0}{\omega C} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}}.$$

Оскільки  $e^{-j\frac{\pi}{2}} = \cos\left(-\frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(-\frac{\pi}{2}\right) = -j = \frac{1}{j}$ , одержуємо

$$\dot{U}_C = \frac{\dot{I}}{j\omega C}. \quad (1.2)$$

Уведемо поняття комплексного опору конденсатора  $Z_C$ . Використовуючи закон Ома для схеми, наведеної на рис. 1.19, застосуємо його до синусоїдальних струмів і напруг:

$$\dot{U}_C = \dot{I}_C Z_C. \quad (1.3)$$

Порівнюючи наведений вираз з отриманим раніше виразом (1.2), можна встановити, що  $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ .

Ця формула є ключовою при аналізі кіл, що містять джерела ЕРС і струму синусоїдальної форми. У випадку, якщо вхідний генератор є джерелом синусоїдальної напруги  $\dot{U}_Г$ , схема найпростішого інтегруючого кола буде виглядати так, як показано на рис. 1.21.

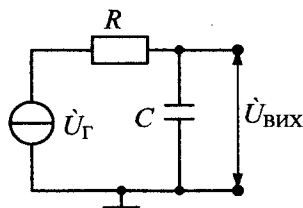


Рисунок 1.21 – Найпростіше інтегруюче коло із джерелом синусоїдальної напруги

Для знаходження частинних характеристик кола скористаємося символічним методом і визначимо коефіцієнт передачі кола  $\dot{K} = \dot{U}_{\text{вих}} / \dot{U}_Г$ .

За другим законом Кірхгофа сума ЕРС у замкненому контурі дорівнює сумі падінь напруг на ділянках кола. Звідси  $\dot{U}_Г = \dot{I}R + \dot{I}/j\omega C$ , а  $\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{I}/j\omega C$ . Тоді коефіцієнт передачі в комплексній формі можна записати у вигляді

$$K(j\omega) = \frac{\dot{I}/j\omega C}{\dot{I}(R + 1/j\omega C)} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}, \quad (1.4)$$

де  $\tau = RC$  – стала часу інтегруючого  $RC$ -кола.

З отриманого виразу (1.4) можна одержати формулу для розрахунків амплітудно-частотної (АЧХ) і фазочастотної (ФЧХ) характеристик. Для одержання АЧХ необхідно знайти модуль  $K(j\omega)$ :

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}. \quad (1.5)$$

З умови  $\omega^2 \tau^2 = 1$  визначимо значення верхньої границі частоти  $\omega_B$ , при якій модуль коефіцієнта підсилення зменшується в порівнянні з коефіцієнтом передачі при  $\omega = 0$  в  $\sqrt{2}$  рази:  $\omega_B = 1/\tau$  і  $|K(j\omega)| = 1/\sqrt{2}$ .

На рис. 1.22 наведено АЧХ інтегруючого RC-кола. При побудові враховувалося, що  $f = \omega/2\pi$ , тобто  $f_B = 1/2\pi\tau$ .

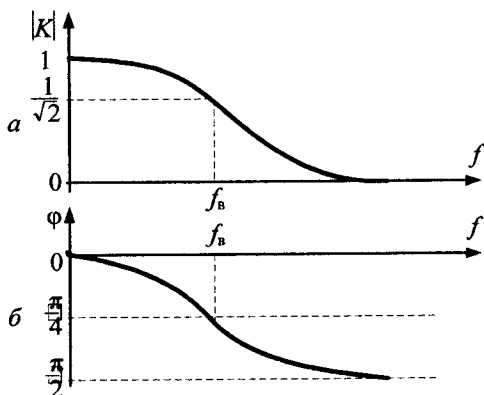


Рисунок 1.22 – АЧХ (а) і ФЧХ (б) інтегруючого RC-кола

Для побудови ФЧХ помножимо чисельник і знаменник передавальної функції (1.4) на комплексно спряжену величину й одержимо

$$K(j\omega) = \frac{1 - j\omega\tau}{1 + j\omega^2\tau^2}. \quad (1.6)$$

З цього виразу маємо  $\varphi(\omega) = \text{arctg}(-\omega\tau) = -\text{arctg}(\omega\tau)$ . ФЧХ наведена на рис. 1.22, б. На верхній граничній частоті зсув фази становить  $45^\circ$ .

Диференціююче RC-коло відрізняється від інтегруючого тим, що вихідний сигнал знімається з резистора. АЧХ і ФЧХ одержують із виразів

для коефіцієнтів передачі, які можна одержати аналогічно коефіцієнту передачі для інтегруючого кола

$$\dot{K} = \frac{R}{R + 1/j\omega C} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau},$$

де  $\tau = RC$  – стала часу диференціюючого  $RC$ -кола.

Тоді АЧХ (рис. 1.23, а) визначається з виразу  $|K(j\omega)| = \frac{1 - j\omega\tau}{1 + j\omega^2\tau^2}$ ,

а ФЧХ (рис. 1.23, б) – з виразу  $\varphi = \text{arctg}(1/\omega\tau)$ .

При цьому формула для нижньої граничної частоти пропускання аналогічна формулі для верхньої граничної частоти інтегруючого  $RC$ -кола,  $fH = 1/2\pi\tau$ .

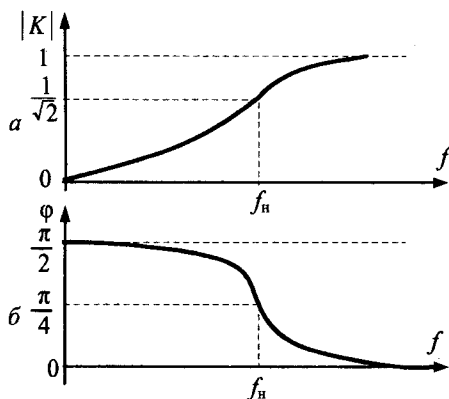


Рисунок 1.23 – АЧХ (а) і ФЧХ (б) диференціюючого  $RC$ -кола

Елементи, з яких будують інтегруючі та диференціюючі кола, можуть бути виготовлені й з використанням напівпровідників.

Напівпровідникова електроніка суттєво змінила Світ. Багато речей, які довгий час не сходили зі сторінок творів фантастів стали можливі.

Щоб знати, як і чому працюють напівпровідникові прилади, необхідно розуміти різні фізичні процеси, що перебігають усередині них.

Розглянемо принципи роботи основних напівпровідникових пристроїв.

## 1.4. Основні поняття теорії електропровідності напівпровідників.

### Електронно-дірковий $p$ - $n$ -перехід

Електропровідність твердих тіл пояснюється рухом вільних електронів, тобто електронів, що втратили валентний зв'язок з ядрами атомів. За електропровідністю всі речовини умовно прийнято поділяти на провідники, напівпровідників і діелектрики.

Напівпровідникові матеріали поділяються на власні (чисті) і домішкові. При температурі 0 К електрони в напівпровідниках відсутні, і вони є діелектриками. Для того щоб у напівпровіднику утворювалися вільні електрони, його кристал необхідно нагріти або освітити, тобто затратити для розриву ковалентних зв'язків деяку кількість енергії, підведеної ззовні. Порушення ковалентного зв'язку приводить до одночасного утворення вільного електрона й дірки. У чистому напівпровіднику кількість вільних електронів дорівнює числу дірок  $n_i = p_i$ , де  $n$  – число електронів,  $p$  – число дірок. Процес утворення електронно-діркових пар при підвищенні температури називається термогенерацією, а зворотний процес – рекомбінацією носіїв зарядів.

Дірка, як і вільний електрон, робить хаотичний рух у кристалі напівпровідника й поводить подібно до частки з позитивним елементарним зарядом. При внесенні кристала напівпровідника в електричний струм, рух електронів і дірок упорядковується. Вони починають рухатися в протилежних напрямках. Тому розрізняють електропровідності електронну  $n$ -типу й діркову  $p$ -типу.

Принцип дії більшості напівпровідникових приладів заснований на явищах, що відбуваються на границі двох напівпровідників з різними видами провідності:  $p$ -типу й  $n$ -типу.

Перехід між двома напівпровідниками різного типу провідності називається електронно-дірковим переходом або  $p$ - $n$ -переходом.

У напівпровідниках  $p$ -типу концентрація дірок  $pp$  значно вища від концентрації електронів  $pn$

$$pp \gg pn,$$

а в напівпровідниках  $n$ -типу концентрація електронів  $nn$  значно вище концентрації дірок  $np$

$$nn \gg np.$$

Введемо в зіткнення ці два напівпровідники й розглянемо процеси на границі їх зіткнення (рис. 1.24).

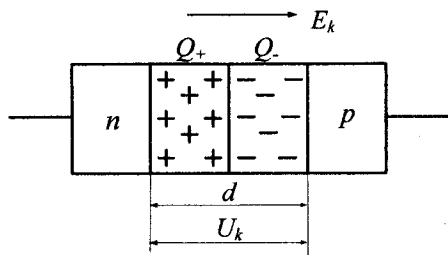


Рисунок 1.24 – Утворення електронно-діркового переходу

Внаслідок різниці концентрацій електронів і дірок у  $n$ - і  $p$ -областях буде відбуватися процес вирівнювання концентрацій зарядів шляхом дифузії (проникнення) електронів з  $n$ -області в  $p$ -область, а дірок з  $p$ -області в  $n$ -область. У прикордонному шарі у  $p$ -області утворюється об'ємний негативний заряд електронів  $Q_-$ , а у прикордонному шарі  $n$ -області – позитивний заряд дірок  $Q_+$ . Наявність цих зарядів товщиною  $d$  приводить до появи між  $n$ - і  $p$ -областями контактної різниці потенціалів  $U_k$  і електричного поля  $E_k$ .

Контактна різниця потенціалів  $U_k$  створює потенційний бар'єр, що перешкоджає подальшому переходу електронів з  $n$ -області в  $p$ -область і переходу дірок з  $p$ -області в  $n$ -область. Значення  $U_k$  дорівнює десятим часткам вольт, а товщина шару зарядів  $Q_-$  і  $Q_+$  дуже мала й лежить у межах міжатомних відстаней. Опір прикордонної зони дуже великий, тому шар зарядів називають замикаючим шаром, або електронно-дірковим переходом, або  $p$ - $n$ -переходом.

Розглянемо процеси в  $p$ - $n$ -переході при підключенні до нього зовнішнього джерела напруги  $U_{\text{зовн}}$ .

Якщо  $U_{\text{зовн}}$  підключене плюсом до  $p$ -області, а мінусом до  $n$ -області (рис. 1.25, а), то електричне поле  $E_{\text{зовн}}$ , створене зовнішнім джерелом  $U_{\text{зовн}}$ , компенсує гальмуючу дію замикаючого поля  $E_k$ , у результаті чого сумарне електричне поле в  $p$ - $n$ -переході  $E_{\Sigma} = E_{\text{зовн}} - E_k$  буде мати напрямок від  $p$ -області до  $n$ -області.

Таке включення  $p$ - $n$ -переходу називається прямим, а струм у колі – прямим струмом  $I_{\text{пр}}$ . При прямому включенні товщина  $d_n$  запирного шару зменшується в порівнянні з товщиною  $d$  (рис. 1.24), опір  $p$ - $n$ -переходу при прямому включенні  $R_{\text{пр}}$  стає малим і становить від десятих часток Ома до одиниць Ом.

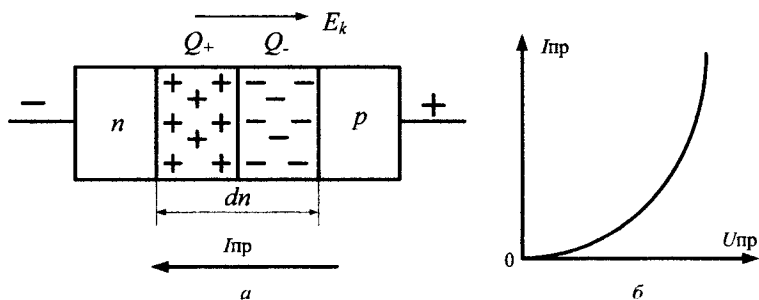


Рисунок 1.25 – Пряме включення  $p$ - $n$ -переходу

Прямий струм  $I_{пр}$  тим більший, чим більша прикладена до  $p$ - $n$ -переходу пряма напруга  $U_{пр}$  (рис. 1.25, б).

Залежність  $I_{пр} = f(U_{пр})$  на рис. 1.25, б є вольт-амперною характеристикою  $p$ - $n$ -переходу при прямому включенні.

Якщо джерело зовнішньої напруги  $U_{зовн}$  підключене плюсом до  $n$ -області, а мінусом до  $p$ -області (рис. 1.26, а), то електричне поле  $E_{зовн}$ , створене зовнішнім джерелом  $U_{зовн}$ , буде збігатися за напрямком з гальмуючим полем  $E_k$   $p$ - $n$ -переходу, збільшуючи сумарне електричне поле в  $p$ - $n$ -переході  $E_{\Sigma} = E_{зовн} + E_k$ .

Замикаючий шар  $d_{зв}$  розширюється, потенційний бар'єр збільшується на величину  $U_{зв}$ . Перехід основних носіїв через перехід ускладнюється. Опір  $R_{зв}$   $p$ - $n$ -переходу при зворотному включенні великий й через нього протікає малий зворотний струм  $I_{зв}$  (ділянка 0-1 на рис. 1.26, б), обумовлений неосновними носіями.

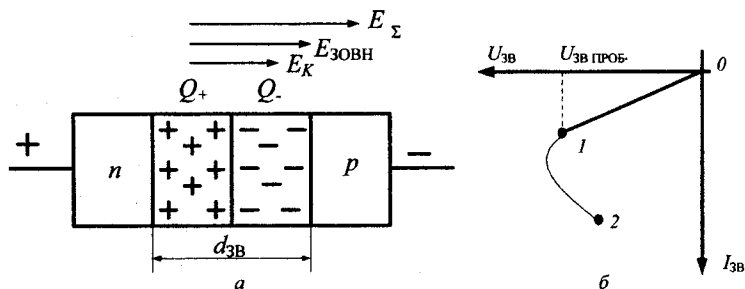


Рисунок 1.26 – Зворотнє включення  $p$ - $n$ -переходу

При збільшенні зворотної напруги  $U_{ЗВ}$  до деякого значення  $U_{ЗВ\text{ ПРИБ}}$  зворотний струм різко зростає (ділянка 1-2 на рис. 1.26, б). Лавиноподібний процес збільшення струму  $I_{ЗВ}$ , що почався в точці 1, приводить на ділянці 1-2 до пробою  $p$ - $n$ -переходу.

Зворотна напруга, при якій відбувається пробій, називається зворотною напругою пробою  $U_{ЗВ\text{ ПРИБ}}$ . Для різних  $p$ - $n$ -переходів значення його лежить у межах від одиниці до сотні вольт. Зворотний опір  $R_{ЗВ}$  становить на ділянці 0-1 від десятих кілоома до 1 МОм. Пробій може бути тепловим або електричним.

При тепловому пробії кристал з  $p$ - $n$ -переходом руйнується, а при електричному пробії, що не перейшов у тепловий, кристал не руйнується, властивості  $p$ - $n$ -переходу оборотні й при знятті зворотної напруги  $U_{ЗВ}$  відновлюються.

Розрізняють електричний (лавинний, тунельний) і тепловий пробії.

*Електричний пробій* є оборотний і використовується як робочий режим при створенні деяких напівпровідникових приладів – лавинних діодів, транзисторів, тиристорів, стабілітронів.

*Лавинний пробій* виникає при прикладанні до  $p$ - $n$ -перехода високої зворотної напруги. У цьому випадку неосновні носії можуть здобувати в полі  $p$ - $n$ -переходу настільки велику кінетичну енергію, що це викликає ударну іонізацію напівпровідника, тобто, залишаючись у колишній енергетичній зоні, носій передає енергію носієві валентної зони, переводячи його в зону провідності й створюючи електронно-діркові пари. Це приводить до лавиноподібного наростання зворотного струму.

*Тунельний пробій* виникає при менших зворотних напругах, ніж лавинний, і обумовлений просочуванням неосновних носіїв через бар'єр у зону, де вони стають основними носіями, за рахунок тунельного ефекту.

*Тепловий пробій* виникає внаслідок перегрівання й руйнування  $p$ - $n$ -перехода, струмом, що протікає через нього і він є необоротним. Для його запобігання потрібно обмежити струм.

Електронно-дірковий перехід має ємнісні властивості.

Ємність  $p$ - $n$ -переходу складається з бар'єрної  $C_{\text{БАР}}$  й дифузійної  $C_{\text{ДИФ}}$ :

$$C = C_{\text{БАР}} + C_{\text{ДИФ}}.$$

Дифузійна ємність  $C_{\text{ДИФ}}$  виявляється при прямому підключенні  $p$ - $n$ -переходу. Її значення залежить від значення прямої напруги  $U_{\text{ПР}}$ , і вона обумовлена зміною зарядів ліворуч і праворуч від  $p$ - $n$ -переходу в резуль-



таті протікання дифузійного струму через нього. Значення дифузійної ємності в багато разів більше від значення бар'єрної ємності й може сягати декількох тисяч пікофарад.

Бар'єрна ємність  $C_{\text{БАР}}$  виявляється при зворотному включенні  $p$ - $n$ -переходу. У всіх електронних схемах практичне значення має саме  $C_{\text{БАР}}$ . Значення бар'єрної ємності залежить від ширини й площі  $p$ - $n$ -переходу. Тому перехід можна умовно розглядати як плоско-паралельний конденсатор. Із зростанням зворотної напруги  $U_{\text{ЗВ}}$  ширина  $p$ - $n$ -переходу збільшується, тому бар'єрна ємність зменшується (рис. 1.27).

З розглянутих властивостей  $p$ - $n$ -переходу можна зробити головний висновок: він має одnobічну провідність електричного струму й вентильні властивості. Ця властивість  $p$ - $n$ -переходу лягла в основу створення напівпровідникового діода.

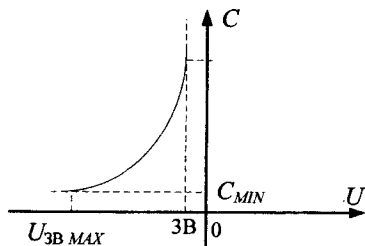


Рисунок 1.27 – Залежність бар'єрної ємності від зворотної напруги.

Для виготовлення напівпровідникових приладів застосовують домішкові (леговані) напівпровідники, що мають, на відміну від чистих, значно більшу електропровідність. Залежно від роду домішок у напівпровіднику в них переважає або електронна, або діркова електропровідність.

При легуванні чотиривалентного елемента (Si – кремнію або Ge – германію) п'ятивалентним елементом (Sb – сурмою, As – миш'яком, P – фосфором) – донорної домішки – число вільних електронів перевищує число дірок. Такий напівпровідник має електронну провідність і є напівпровідником  $n$ -типу.

При легуванні кристала Si – кремнію або Ge – германію домішкою тривалентного елемента (B – бору, In – індію, Al – алюмінію) – акцепторною домішкою – число вільних дірок перевищує число електронів. Такий напівпровідник має діркову провідність і є напівпровідником  $p$ -типу.

## 1.5. Класифікація напівпровідникових електронних приладів

Напівпровідникові прилади розділяють за їхнім функціональним призначенням, а також за кількістю електронно-діркових переходів.

Уся сукупність напівпровідникових приладів поділяється на безперехідні, з одним, двома й більше переходами (рис 1.28).



Рисунок 1.28 – Класифікація напівпровідникових електронних приладів

Застосування безперехідних приладів засноване на використанні фізичних процесів, що відбуваються в обсязі напівпровідникового матеріалу.

Прилади, у яких використовується залежність електричного опору напівпровідника від температури, називаються термісторами. У цю групу приладів входять терморезистори (їх опір падає на кілька порядків при збільшенні температури), а також позистори (їх опір збільшується зі збільшенням температури).

Терморезистори й позистори застосовуються для вимірювання й регулювання температури, у колах автоматики і т. д.

Як нелінійні опори застосовуються напівпровідникові прилади, у яких використовується залежність опору від значення прикладеної на-

пруги. Такі прилади називаються варисторами. Їх застосовують для захисту електричних кіл від перенапруги, у колах стабілізації й перетворення фізичних величин.

Фоторезистор – це прилад, у фоточутливому шарі якого при опроміненні світлом виникає надлишкова концентрація електронів, а отже їхній опір зменшується.

Значно більшу групу представляють напівпровідникові прилади з одним  $p$ - $n$ -переходом і двома виводами для включення в схему. Їхня загальна назва – діоди. Розрізняють діоди випрямні, імпульсні й універсальні.

До цієї групи належать стабілітрони (вони застосовуються для стабілізації струмів і напруг за рахунок значної зміни диференціального опору  $p$ - $n$ -переходу під час пробою), варикапи (ємність їх  $p$ - $n$ -переходу залежить від прикладеної напруги), фото й світлодіоди й т.п.

Напівпровідникові прилади із двома й більш  $p$ - $n$ -переходами, трьома й більш виводами називаються транзисторами. Дуже велика кількість транзисторів, що різняться за функціональними і іншими властивостями, розділяють на дві групи: біполярні й польові. До цієї ж групи приладів (із трьома й більш  $p$ - $n$ -переходами) можна віднести прилади перемикання – тиристри.

Самостійну групу приладів представляють інтегральні мікросхеми (ІМС). ІМС – це виріб, що виконує певну функцію перетворення або обробки сигналу (посилення, генерація, АЦП і т. д.) Вони можуть містити від десятків до мільйонів  $p$ - $n$ -переходів і інших електрично з'єднаних елементів. Усі інтегральні мікросхеми діляться на два сильно відмінні один від одного класи: напівпровідникові ІМС; гібридні ІМС.

## 1.6. Безперехідні напівпровідникові прилади.

Безперехідні прилади містять однорідний напівпровідник.

Різновид їх – **термістори** – напівпровідникові резистори, опір яких сильно зменшується в міру зростання температури. Явище пояснюється збільшенням числа носіїв заряду в них – електронів або дірок у процесі нагрівання, впливом температури на швидкість руху рухливих носіїв заряду й дією інших факторів. Термістори виготовляють у вигляді стрижнів, дисків, шайб, мініатюрних бусинок, тонких пластинок або плівок з однорідного напівпровідника.

Використовуваний для виготовлення багатьох приладів германій або кремній  $p$ - або  $n$ - типу в термісторах не застосовується. При кімнатній тем-

пературі атоми домішок у цих матеріалах практично іонізовані, зміна температури на кілька градусів викликає лише невелике збільшення концентрації носіїв заряду внаслідок іонізації атомів основного напівпровідника, зміна провідності виходить незначною. У термісторах середніх температур, що працюють у діапазоні  $-60...+120^{\circ}$ , використовують оксиди марганцю, кобальту, нікелю, міді, а що працюють у діапазоні до  $300...400^{\circ}$  – карбід кремнію ( $SiC$ ), в інтервалі більш високих температур – оксид алюмінію ( $AlO_3$ ), сполуки магнію, цинку, кадмію, суміші оксидів титану й кобальту.

Є різновид термісторів, які називаються **позисторами**. При підвищенні температури опір їх підвищується, причому це збільшення виходить значним.

Провідним матеріалом позисторів виступає кераміка, що включає титан і барій з додаванням спеціальних домішок, германій або кремній з низькою концентрацією домішок.

Збільшення опору в деякому інтервалі зміни температури пов'язане зі зміною швидкості переміщення рухливих носіїв заряду в міру нагрівання.

Позначення термісторів складається з букв і цифр. Кобальтомарганцеві термістори позначають буквами КМТ або буквами й цифрами СТ1, мідномарганцеві – ММТ або СТ2, міднокобальтові – СТ3 і т. д. Особливість конструкції відзначається цифрами, записуваними через риску після перших елементів позначення, наприклад ММТ-4, КМТ-1, СТ3-24. Термістори використовують як елементи – датчики в пристроях для виявлення змін температури і її вимірювань, теплового захисту, контролю над її коливаннями й для сигналізації. Напівпровідникові резистори, у яких виявляється сильне зменшення опору при збільшенні прикладеної до них напруги, називають **варисторами**. Вони включають порошок карбиду кремнію з домішками алюмінію, кальцію, магнію. Застосовують варистори для захисту контактів реле від руйнувань, захисту електричних кіл від небезпечного підвищення напруги на них, у колах стабілізації напруги.

До безперехідних напівпровідникових приладів належать також, **фоторезистори** (рис. 1.29).

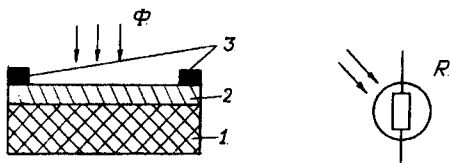


Рисунок 1.29 – Структура фоторезистора і його умовна позначка на схемі

Це напівпровідникові прилади, провідність яких змінюється під дією світла. У процесі виготовлення фоторезистора на скляну пластинку наносять шар золота, срібла або платини. У металевому шарі виконують прорізи для утворення двох ізольованих один від одного електродів. На поверхню скла й металу наносять тонкий шар напівпровідникового матеріалу. Захищений напівпровідник від впливу вологи шаром лаку. Для герметизації елемент розміщують у пластмасовому або металевому корпусі прямокутної або круглої форми.

Світло, що падає на напівпровідник, відриває електрони від атомів, утворюючи електронно-діркові пари. Збільшення концентрації рухливих носіїв заряду викликає зменшення опору напівпровідника. Кількість пар, що утворюються, носіїв заряду, а отже, і опір фоторезистора залежать від довжини хвилі падаючого світла і його інтенсивності.

Як провідний матеріал фоторезисторів застосовується сірчистий свинець (PbS), селенистий кадмій (CdSe), селенистий свинець (PbSe), селен, германій, кремній, різні сполуки селену, телуру й інших елементів.

Позначення фоторезисторів містить три елементи: перший – букви ОФ (опір fotocутливий); другий – цифра, що позначає напівпровідниковий матеріал (2 – сірчистий кадмій, 3 – селенистий кадмій, 4 – селенистий свинець); третій елемент – цифра, що означає порядковий номер розробки. Позначення СТФ-12 ставиться до розробки № 12 сірково-кадмієвого фоторезистора. Структура фоторезистора й умовна позначка показані на рис. 1.29, де 1 – діелектрична пластина; 2 – напівпровідник; 3 – контакти фоторезистора.

Позитивною якістю фоторезисторів є їх висока інтегральна чутливість, а недоліком – невисока швидкодія. Застосовується в турнікетах метро, автоматах вуличного освітлення, системах автоматичного регулювання.

## 1.7. Напівпровідникові діоди

### 1.7.1. Принцип дії, характеристики

Напівпровідниковим діодом називається напівпровідниковий прилад з одним *p-n*-переходом і двома выводами, які пропускають струм в одному напрямку.

В основі класифікації діодів лежать різні ознаки:

- вид електричного переходу (точковий, площинний);
- фізичні процеси в переході (тунельний, лавино-пролітний);

- характер перетворення енергії сигналу (фотодіод, світлодіод, магнітодіод і т. д.);
- діапазон робочих частот (низькочастотні, високочастотні, СВЧ діоди);
- конструктивно-технологічні особливості (дифузійні, епітаксціальні, Шоттки і т.д.);
- застосовуваний вихідний матеріал для виготовлення діодів: кремнієві, германієві, селенові і т. д.;

До основних **статичних параметрів** діода відносять пряме падіння напруги  $U_D$  при заданому прямому струмі  $I_{пр}$ , і постійний зворотний струм  $I_{зв}$  при заданій зворотній напрузі  $U_{зв}$ .

**Динамічні властивості** діода визначаються при роботі в режимі перемикавання, тобто при переході зі стану включення (прямий напрямок) у стан вимикання (зворотний напрямок) або навпаки.

Ідеальний діод практично не має інерційності при перемиканні, тоді як реальний напівпровідниковий діод характеризується обмеженою швидкістю перемикавання, що є наслідком явищ, що відбуваються в замикаючому шарі. Ці явища виключають можливість дуже швидкої зміни концентрації носіїв.

Однієї із причин такого стану є наявність ємності переходу, називаною також перехідною ємністю.

Динамічні параметри діода характеризує диференціальний опір діода  $R_{диф}$ . Диференціальний опір залежить від прикладеної напруги та струму, що протікає.

За своєю конструкцією діоди підрозділяються на точкові й площинні.

Точковий діод являє собою контакт пластинки напівпровідника з металевою голкою. Через малу площу контакту прямий струм  $I_{пр}$  і бар'єрна ємність  $C_{бар}$  таких діодів мала, тому вони застосовуються на високих частотах.

Площинний діод являє собою пластинку напівпровідника  $n$ -типу, з однієї сторони якої вплавляється крапля тривалентного індію. Атоми індію дифундують у пластинку й утворюють у її поверхні  $p$ -область. Між областями  $p$ - і  $n$ -типів утворюється  $p$ - $n$ -перехід. Вивід від індію є анодом, а вивід від пластин катодом (рис. 1.30).

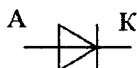


Рисунок 1.30 – Умовне графічне позначення діода

Розглянемо приклади вимірювання вольтамперної характеристики напівпровідникового діода. Радіоаматор-початківець може мати всього лише один універсальний прилад – мультиметр (який ми звикли називати тестером), але й у цьому випадку можна зняти вольтамперну характеристику (ВАХ) діода або будь-якого іншого нелінійного двополюсника.

Простіше всього в цьому випадку вимірювати напругу на діоді у схемі рис. 1.31, приєднуючи до діода через резистор джерела напруги різної величини.

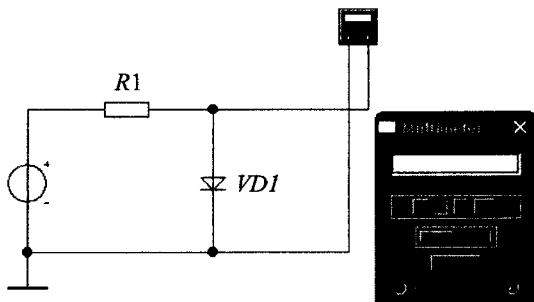


Рисунок 1.31 – Комп’ютерна модель схеми для вимірювання напруги на діоді

Струм діода при цьому можна обчислювати як

$$I_{\text{пр}} = (E - U_{\text{пр}})/R,$$

де  $I_{\text{пр}}$  – струм діода в прямому напрямку;  $E$  – напруга джерела живлення;  $U_{\text{пр}}$  – напруга на діоді в прямому напрямку.

Змінивши полярність включення діода в тій же схемі (рис. 1.32), можна зняти ВАХ діода за тією ж методикою й у зворотному напрямку

$$I_{\text{зв}} = (E - U_{\text{зв}})/R,$$

де  $I_{\text{зв}}$  – струм діода у зворотному напрямку;  $U_{\text{зв}}$  – напруга на діоді у зворотному напрямку.

Точність при таких вимірюваннях невисока через розкид опорів у резисторів одного номіналу. І якщо необхідно одержати більш точну характеристику, використовуючи тільки один мультиметр, необхідно спочатку виміряти напругу в схемі рис. 1.31, а потім струм у схемі рис. 1.32.

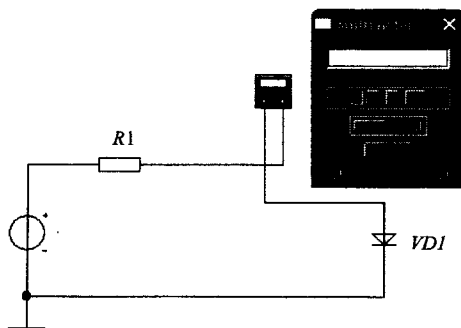


Рисунок 1.32 – Комп’ютерна модель схеми для вимірювання струму через діод

При цьому можна користуватися, як і раніше, тільки мультиметром, підключаючи його то як вольтметр, то, як амперметр. Набагато швидше можна виконати цю роботу, якщо є й вольтметр і амперметр. Тоді, включивши їх за схемою рис. 1.33, можна відразу бачити струм і напругу на відлікових пристроях цих приладів.

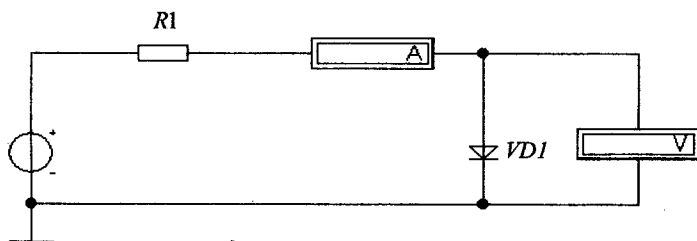


Рисунок 1.33 – Комп’ютерна модель схеми для зняття ВАХ діода за допомогою амперметра й вольтметра

Вольтамперна характеристика (ВАХ) може бути отримана шляхом вимірювання напруг на діоді при протіканні різних струмів за рахунок зміни напруги джерела живлення  $V_s$ . І нарешті, найбільш швидко й зручно можна досліджувати ВАХ, безпосередньо спостерігаючи її на екрані осцилографа (рис. 1.34).



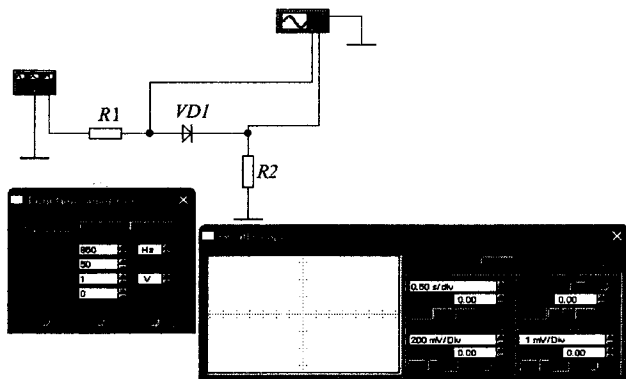


Рисунок 1.34 – Комп'ютерна модель схеми для зняття ВАХ діода за допомогою осцилографа

При такому підключенні координата точки по горизонтальній осі осцилографа буде пропорційна напрузі, а по вертикальній – струму через діод. Оскільки напруга у вольтах на резисторі 1 Ом чисельно дорівнює току через діод в амперах ( $I=U/R=U/1=U$ ), по вертикальній осі можна безпосередньо зчитувати значення струму. Якщо на осцилографі обраний режим В/А, то величина, пропорційна току через діод (канал В), буде відкладатися по вертикальній осі, а напруга (канал А) – по горизонтальній. Це й дозволить одержати вольтамперну характеристику безпосередньо на екрані осцилографа. При одержанні ВАХ діода за допомогою осцилографа на канал А замість точної напруги на діоді подається сума напруги діода й напруги на резисторі 1 Ом. Помилка через це буде мала, тому що падіння напруги на резисторі буде значно менше, ніж напруга на діоді. Для більш точного вимірювання напруги можна вимірювати струм за допомогою датчика струму.

Через нелінійність діода його не можна характеризувати величиною опору, як лінійний резистор. Відношення напруги на діоді до струму через нього  $U/I$ , називане статичним опором, залежить від значення струму.

У ряді застосувань на істотну постійну складову струму діода накладається невелика змінна складова (звичайно при цьому говорять, що елемент працює в режимі малих сигналів). У цьому випадку інтерес викликає диференціальний (або динамічний) опір  $dU/dI$ . Значення динамічного опору залежить від постійної складової струму діода, що визначає робочу точку на характеристиці. Вольтамперна характеристика діода наведена на рис. 1.35.

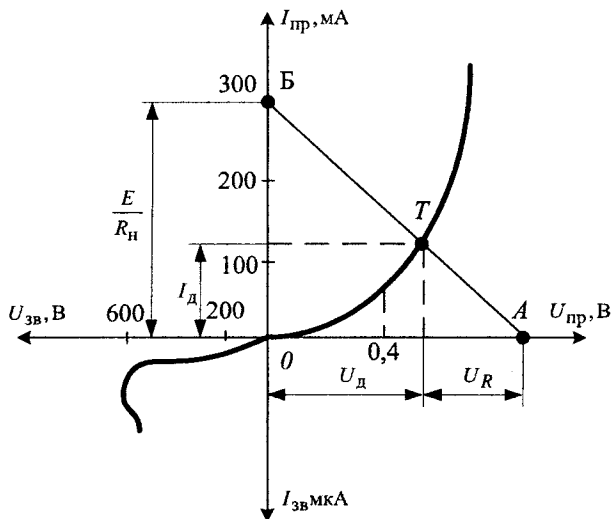


Рисунок 1.35 – Вольтамперна характеристика діода

Падіння напруги на окремому діоді залежить від величини прямого струму  $I_{пр}$  й температури й знаходиться в діапазоні  $0,15 \leq U_{пр} \leq 0,4$  В (для германієвих діодів) і  $0,5 \leq U_{пр} \leq 0,9$  В (для кремнієвих). Зворотний струм  $I_{зв}$ , що протікає через діод, сильно залежить від температури, і при деякому значенні  $U_{зв}$  наближається до деякого постійного значення  $I_{зв}$  (зі збільшенням температури відбувається збільшення зворотного струму). Граничне значення температури для германієвих діодів становить  $+65 \div 75$  °С, а для кремнієвих –  $+120 \div 150$  °С. В електричних схемах діоди включаються в коло у прямому напрямку (рис. 1.36).  $E$  – напруга джерела живлення. У практичних схемах у коло діода завжди включається яке-небудь навантаження, наприклад, резистор. Такий режим роботи діода називається робочим. Його розрахунки проводяться за відомими значеннями  $E$ ,  $R_H$  і ВАХ діода.

Розрахунки проводяться за формулою

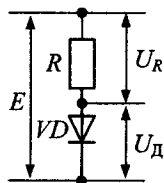
$$I_{пр} = U_R / R_H = E - U_D / R_H .$$


Рисунок 1.36 – Схема прямого включення діода

У цій формулі дві невідомі:  $I_{\text{ПР}}$  та  $U_{\text{Д}}$ . Розв'язання проводиться графічно. Для цього на ВАХ діода накладається пряма навантаження, яка будується за двома точками на осях координат:

1. При  $I_{\text{Д}} = 0$  маємо  $E = U_{\text{Д}} + U_{\text{Р}}$ , що відповідає точці А на рис. 1.35.
2. При  $U_{\text{Д}} = 0$  маємо  $I_{\text{ПР}} = E/R_{\text{Н}}$ , що відповідає точці Б на рис. 1.35.

Через ці точки проводимо пряму, яка і є лінією навантаження. Координати точки Т визначають робочий режим діода.

Робочий режим характеризується такими параметрами:  $I_{\text{ПР max}}$ ,  $U_{\text{ЗВ max}}$ ,  $P_{\text{max}}$  – максимально припустимі прямий струм, зворотна напруга та потужність, що розсіюється діодом;  $T_{\text{max}}$ ,  $T_{\text{min}}$  – граничні температури діода.

Розглянемо групу напівпровідникових діодів, особливість роботи яких пов'язана з використанням нелінійних властивостей  $p$ - $n$ -переходу.

Випрямні діоди призначені для перетворення змінної напруги низької частоти 50 Гц ÷ 20 кГц в постійну. За потужністю вони підрозділяються на діоди:

- малої потужності  $I_{\text{ПРСЕР}} < 0,3 \text{ А}$ ,
- середньої потужності  $I_{\text{ПРСЕР}} < 10 \text{ А}$ ,
- великої потужності  $I_{\text{ПН СЕР}} > 10 \text{ А}$ .

Основними параметрами, що характеризують випрямні діоди, є:

- $U_{\text{ПР}}$  – напруга, яка створюється на діоді при зсуві  $p$ - $n$ -переходу в прямому напрямку й при протіканні через нього робочих струмів. Зазвичай ця напруга для більшості кремнієвих діодів становить приблизно 0,6 ÷ 0,8 В;

- $I_{\text{ПР max}}$  – максимально припустимий струм, при якому діод ще не втрачає свої випрямні властивості через тепловий пробій  $p$ - $n$ -переходу;

- $I_{\text{ЗВ}}$  – максимальний струм діода, зміщеного у зворотному напрямку при зворотних напругах не перевищуючих  $U_{\text{ЗВ max}}$ ;

- $U_{\text{ЗВ max}}$  – максимально припустима зворотна напруга на діоді, при якій  $p$ - $n$ -перехід ще не пробивається через надмірно високу напруженість поля, що виникає в  $p$ - $n$ -переході.

Для перетворення змінної напруги в постійну застосовують випрямні пристрої. У випрямний пристрій зазвичай входять трансформатор, один

або кілька діодів, згладжувальний фільтр. Залежно від умов роботи окремі елементи випрямного пристрою можуть бути відсутні.

Вибір тієї або іншої схеми джерела напруги вторинного живлення обумовлений параметрами живильної мережі, вимогами до вихідних електричних параметрів, конструктивними особливостями пристрою, температурним діапазоном роботи, терміном служби, гарантованою надійністю й переліком дозволених до застосування елементів.

У більшості випадків для живлення вимірювальних приладів використовується однофазна мережа, з діючим значенням напруги 220 В, 50 Гц. Схема однонапівперіодного випрямляча наведена на рис. 1.37.

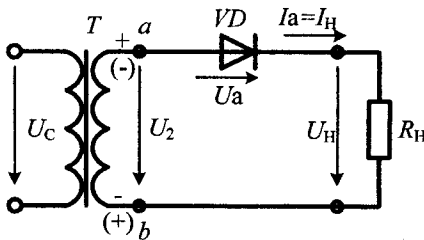


Рисунок 1.37 - Схема однонапівперіодного випрямляча

Для спрощення аналізу будемо вважати діод ідеальним, тобто таким опір якого у прямому напрямку дорівнює нулю, а у зворотному – нескінченності. Тоді протягом першого півперіоду входної напруги, коли на аноді діода  $VD$  буде позитивний щодо катода потенціал, діод буде відкритий. Напруга  $U_2$  на вторинній обмотці трансформатора буде прикладена безпосередньо до навантаження  $R_H$  і в ній буде протікати струм  $I_H$  (рис. 1.38), який буде повторювати форму напруги на вторинній обмотці трансформатора.

Протягом другого півперіоду входної напруги коли на аноді діода  $VD$  буде негативний щодо катода потенціал, діод буде закритий, а струм у навантаженні виявиться таким що дорівнює нулю.

Постійна складова вихідної напруги однонапівперіодної схеми випрямляча

$$U_{H,CP} = U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t \, dt = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2,$$

де  $U_2$  - діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора.

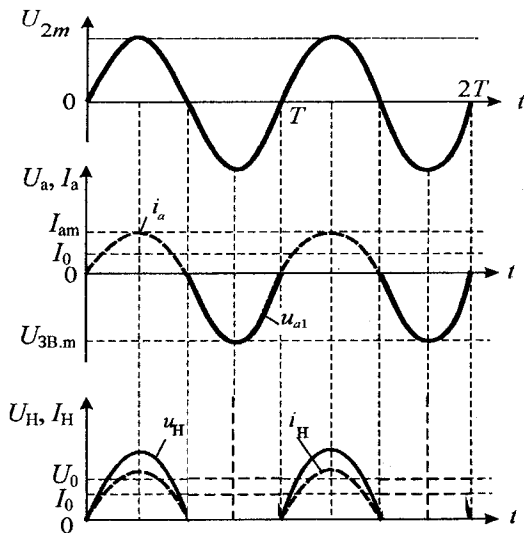


Рисунок 1.38 - Часові діаграми однонапівперіодного випрямляча

Зі змінних складових максимальну амплітуду  $u_{1m}$  має складова із частотою  $\omega$ , яка може бути легко знайдена з розкладання вихідної напруги в ряд Фур'є. В однонапівперіодній схемі випрямляча амплітуда першої гармоніки  $U_{1m} = 1,57 U_0$ , тобто пульсації вихідної напруги великі, що є її істотним недоліком.

При проектуванні однонапівперіодних випрямлячів важливо правильно вибрати тип діода, який працював би задовільно в такій схемі. Цей вибір проводять на основі двох міркувань. По-перше, припустимий струм діода повинен перевищувати значення  $I_m$ . По-друге, діод повинен мати певну електричну міцність. Остання пов'язана з тим, що протягом тих півперіодів, коли діод закритий, до нього прикладена напруга, що дорівнює напрузі на вторинній обмотці трансформатора, причому ця напруга має зворотну для діода полярність (мінус на аноді). Максимальне значення цієї напруги, називана зворотною напругою  $U_{3B}$ , у нашому випадку дорівнює амплітуді напруги на вторинній обмотці трансформатора, тобто в однонапівперіодній схемі випрямляча  $U_{3B} = U_{2m}$ , а припустима зворотна напруга діода повинна бути більше  $U_{2m}$ .

Один з варіантів двонапівперіодного випрямляча, зібраного за мостовою схемою, наведено на рис. 1.39, а. Тут змінна напруга підводиться до однієї діагоналі моста, а напруга, що випрямлена, знімається з іншої.

Розглянемо роботу схеми. Нехай у деякий момент часу змінна напруга на вторинній обмотці трансформатора така, що потенціал точки *a* вище потенціалу точки *b*. Тоді від точки *a* («+» джерела напруги) струм буде проходити через діод *VD1* до точки *z*, далі через навантаження до точки *b* і через діод *VD3* до точки *b* («-» джерела напруги).

Протягом наступного півперіоду, коли потенціал точки *b* вище потенціалу точки *a*, струм від точки *b* буде проходити через діод *VD4*, навантаження й діод *VD2* до точки *a*.

Для першого півперіоду напрямок струму показаний суцільними стрілками, для другого – пунктирними стрілками. У будь-який півперіод струм через навантаження проходить в одному напрямку. Часові діаграми напруг і струмів для мостової схеми випрямляча наведено на рис. 1.39, б.

Відношення діючого значення напруги вторинної обмотки до середнього значення напруги, що випрямлена дорівнює коефіцієнту форми синусоїдальної напруги, тому

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_0 \approx 1,11 U_0,$$

де  $U_0 = U_H$  – напруга навантаження.

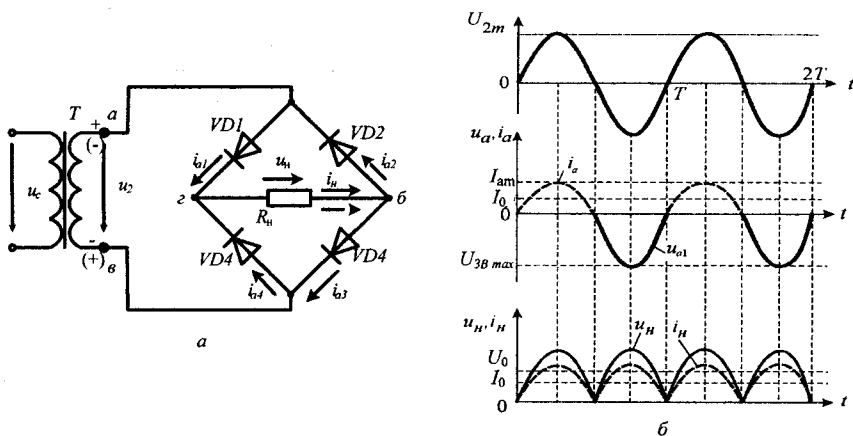


Рисунок 1.39 - Схема (а) і часові діаграми (б) двонапівперіодного випрямляча

Максимальне значення зворотної напруги на вентиля дорівнює амплітудному значенню прикладеної напруги, тому що в один з півперіодів, коли струм проходить через діоди 1 і 3, діоди 2 і 4 виявляються включеними в зворотному напрямку паралельно їм до них прикладена напруга  $U_2$ , а в інший півперіод напруга  $U_2$  прикладена до паралельно включених діодів 1 і 3. Таким чином,

$$U_{ЗВ.макс} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2}U_0 \approx 1,57U_0.$$

Середнє значення струму вентиля

$$\bar{I}_a = 0,5I_H.$$

Для згладжування пульсацій паралельно навантажувальному резистору  $R_H$  включають ємнісний фільтр  $C_\Phi$  (рис. 1.40, а). При такому включенні конденсатор  $C_\Phi$  заряджається через діод до амплітудного значення напруги  $U_{2m}$  у момент часу, коли напруга  $u_2$  на вторинній обмотці трансформатора перевищує напругу  $u_c$  на конденсаторі (рис. 1.40, б).

Цьому режиму відповідає інтервал часу  $t_1 \dots t_2$ . Протягом інтервалу часу  $t_2 \dots t_3$  напруга  $u_c > u_2$ , діод закритий, а конденсатор розряджається через навантажувальний резистор  $R_H$  з сталою часу  $\tau = C_\Phi \cdot R_H$ . При цьому напруга  $U_H$  знижується до свого найменшого значення. Починаючи з моменту часу  $t_3$ , напруга  $u_c$  на конденсаторі стає менше напруги  $u_2$ . Діод відкривається, конденсатор  $C_\Phi$  починає заряджатися, і процеси повторюються. Як показують часові діаграми (рис. 1.40, б), при включенні ємнісного фільтра напруга  $u_n$  не зменшується до нуля, а пульсує в деяких межах, збільшуючи середнє значення напруги, що випрямлена.

Часові діаграми двонапівперіодного мостового випрямляча з ємнісним фільтром (рис. 1.40, в) наведені на рис. 1.40, г.

Ємність конденсатора  $C_\Phi$  вибирають такої величини, щоб виконувалася умова

$$C_\Phi \gg \frac{1}{2\pi f_{осн.гarm} R_H}.$$

При такому виборі значення ємності конденсатора постійна часу розрядження  $\tau_{роз}$  значно більше від періоду зміни напруги, що випрямлена:

$$\tau_{роз} = C_\Phi R_H \gg \frac{1}{2\pi f_{осн.гarm}} = T,$$

і конденсатор  $C_{\phi}$  розряджається порівняно повільно, тобто напруга на ньому зменшується несуттєво. Це приводить до збільшення середнього значення напруги на навантажувальному резисторі, у порівнянні з величиною  $U_H$  при відсутності фільтра й зменшенню змінної складової, а, отже, й до зниження коефіцієнта пульсацій  $\epsilon$ .

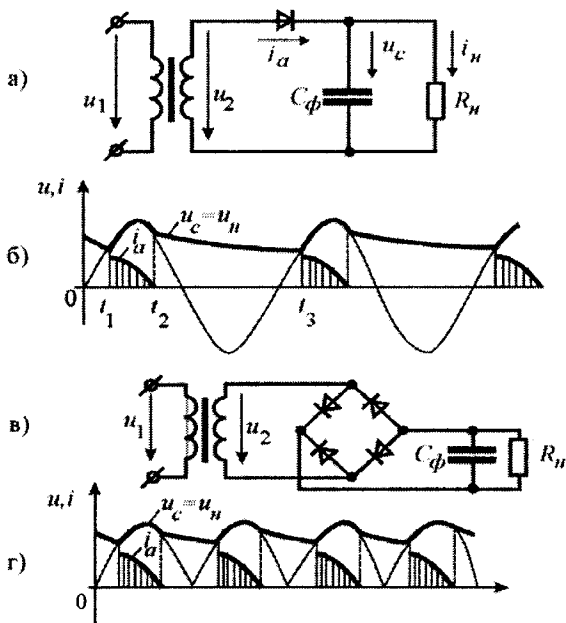


Рисунок 1.40 - Схеми ємнісних фільтрів з однонапівперіодним (а) і мостовим (б) випрямлячами; часові діаграми напруг і струмів однонапівперіодного (б) і мостового (г) випрямлячів з ємнісним фільтром

При використанні ємнісних фільтрів слід мати на увазі, що імпульси струму при відкритому діоді визначаються опором діода.

Такі перевищення струму можуть призвести до виходу діода з ладу. Це особливо небезпечно для напівпровідникових та іонних електровакуумних діодів, тому що їхні опори при прямому включенні мають невелике значення. Для обмеження струму через діод послідовно з ним слід включати додатковий резистор.



Застосування ємнісного фільтра більш ефективно при високоомному навантажувальному резисторі, тому напруга, що випрямлена, й коефіцієнт згладжування мають більші значення, ніж при низькоомному навантажувальному резисторі.

Оцінка згладжувальної дії фільтра проводиться за коефіцієнтом фільтрації, під яким розуміють відношення коефіцієнта пульсації по основній гармоніці на вході фільтра  $\varepsilon_1$  до коефіцієнта пульсації  $\varepsilon$  на його виході

$$p = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon}.$$

Для практичних розрахунків зазвичай під коефіцієнтом пульсації розуміють відношення

$$\varepsilon = \frac{\Delta U_m}{U_0},$$

де  $\Delta U_m$  - амплітуда змінної складової напруги, що випрямлена;  $U_0$  - середнє значення випрямленої напруги, яке дорівнює постійній складовій ряду Фур'є.

Приклад визначення коефіцієнта пульсації напруги на вході випрямляча з фільтром наведено на рис. 1.41.

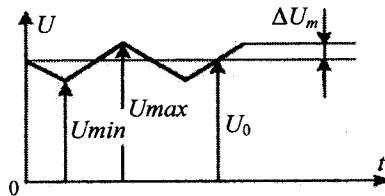


Рисунок 1.41 - Визначення пульсації випрямляча

При роботі випрямного пристрою частина напруги, що випрямлена, падає на активному опорі вторинної обмотки трансформатора й на прямому опорі відкритого діода. Отже, із зростанням випрямленого струму  $I_H$  збільшується падіння напруги на цих опорах і напруга на навантажувальному пристрої  $U_H$  зменшується.

Залежність  $U_H = f(I_H)$  називається зовнішньою характеристикою. Ця характеристика є однією з найважливіших характеристик випрямного при-

строю. Опір відкритого діода залежить від значення струму, тому й залежність  $U_H = f(I_H)$  нелінійна (рис. 1.42, крива 1).

Якщо у випрямний пристрій включений ємнісний фільтр, то залежність  $U_H = f(I_H)$  зміниться. Ємнісному фільтру відповідає крива 2.

Крім ємнісних фільтрів, для фільтрації випрямленої напруги можна використовувати індуктивність (дросель), що включається послідовно з опором навантаження.

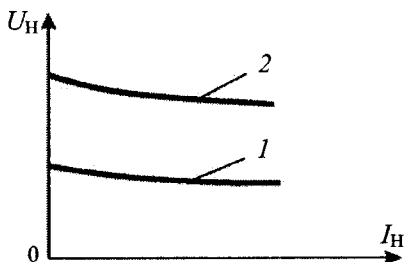


Рисунок 1.42 - Зовнішні характеристики випрямлячів

Показники якості роботи більшості електронних пристроїв суттєво залежать від якості джерела живлення. На виході випрямляча напруга може змінюватись при коливаннях вхідної напруги, температури, тощо.

Для забезпечення якісної роботи електронних пристроїв напругу живлення слід стабілізувати. Для цього використовують спеціальні діоди – стабілітрони та більш складні схеми на їх основі. У стабілітронах використовується керований пробій  $p-n$ -переходу при досить великих прикладених до нього зворотних напругах. Розглянемо їх принцип дії детальніше.

### 1.7.2. Стабілітрони

**Стабілітрони** – напівпровідникові діоди, що працюють на зворотній ділянці ВАХ в інтервалі, де зміна напруги електричного пробію мало залежить від значення зворотного струму й застосовуються для стабілізації напруги (рис. 1.43). На зворотній ділянці ВАХ таким інтервалом є відрізок  $D-F$ . При значних змінах напруги  $U_{зв}$  напруга на стабілітроні змінюється незначно від  $U_{СТ.мін}$  до  $U_{СТ.макс}$ . При цьому зворотний струм через ста-

білітрон змінюється від  $I_{СТ.мін}$  до  $I_{СТ.макс}$ . На ділянці  $D-F$  стабілітрон працює в режимі неруйнуючого електричного пробою; при цьому електричний пробій у тепловий не переходить. Він настає на ділянці  $F-H$ .

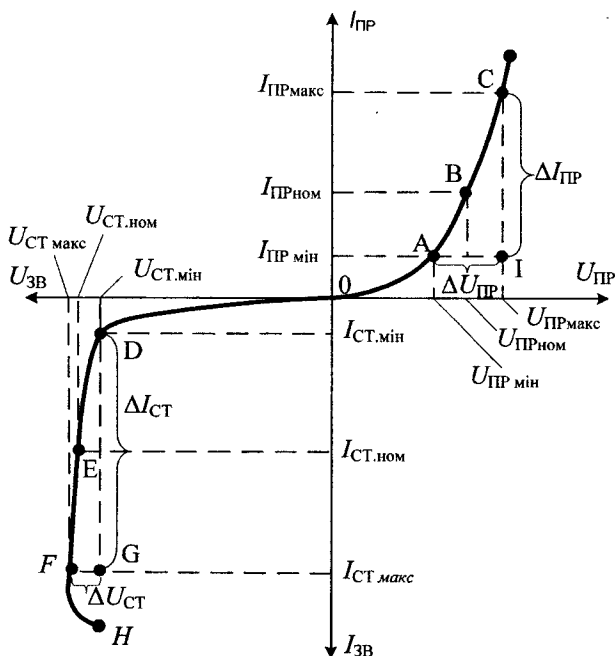


Рисунок 1.43 – Вольтамперна характеристика стабілітрона

Основними параметрами стабілітронів є:

- $U_{СТ.ном}$  - номінальна напруга стабілізації, що відповідає номінальному струму стабілізації  $I_{СТ.ном}$ ;
- $\Delta U_{СТ}$  - розкид напруги стабілізації (інтервал напруги стабілізації  $U_{СТ}$ , у межах якого вона перебуває):

$$\Delta U_{СТ} = U_{СТ.макс} - U_{СТ.мін}.$$

- $\Delta I_{СТ}$  - інтервал струму стабілізації:

$$\Delta I_{СТ} = I_{СТ.макс} - I_{СТ.мін},$$

де  $I_{CT, \max}$  - максимально припустимий струм стабілізації, при перевищенні якого настає руйнуючий тепловий пробій (точка  $F$  на рис. 1.43);  $I_{CT, \min}$  - мінімально припустимий струм стабілізації, нижче від якого опір стабілітрона  $R_{CT}$  різко зростає й зменшується  $U_{CT}$  (точка  $D$  на рис. 1.43);

- $\alpha_{U_{CT}}$  - середній температурний коефіцієнт напруги стабілізації, що показує, на скільки відсотків змінюється  $U_{CT}$  при зміні температури на  $1^\circ C$ :

$$\alpha_{U_{CT}} \% = \frac{\Delta U_{CT} \cdot 100\%}{U_{CT} \Delta t};$$

- $R_{\text{диф}}$  - диференціальний опір, що визначає стабілізуючі властивості стабілітрона, й що показує, наскільки  $U_{CT}$  залежить від  $I_{CT}$ :

$$R_{\text{диф}} = \frac{\Delta U_{CT}}{\Delta I_{CT}}.$$

Визначення диференціального опору стабілітрона проводиться шляхом побудови трикутника в районі точки  $E$  з  $U_{CT, \text{ном}}$ . Чим менші розміри трикутника  $DFG$  (рис. 1.43), тим точніше визначається  $R_{\text{диф}}$ . Трикутник, за допомогою якого обчислюються потрібні параметри на вольтамперних характеристиках, називається характеристичним.

У першому квадранті на рис. 1.43 наведена також пряма гілка ВАХ стабілітрона. Видно, що при змінах прямої напруги від  $U_{\text{пр.мін}}$  до  $U_{\text{пр.мін}}$ , прямий струм через діод змінюється від  $I_{\text{пр.мін}}$  до  $I_{\text{пр.макс}}$ . Диференціальний опір діода при прямому включенні обчислюється за допомогою характеристичного трикутника  $ACI$ :

$$R_{\text{пр}} = \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\Delta I_{\text{пр}}}.$$

Діоди, що мають малу залежність  $U_{\text{пр}}$  від  $I_{\text{пр}}$ , застосовуються для стабілізації малих напруг і називаються стабісторами.

Стабілітрони застосовуються для стабілізації напруги в широких межах (від одиниць до сотень вольт). Стабілізатори напруги на основі стабілітронів називаються параметричними стабілізаторами (рис. 1.44).

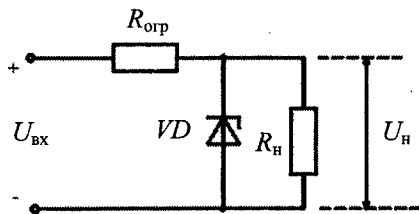


Рисунок 1.44 – Схема параметричного стабілізатора напруги

Основним параметром параметричного стабілізатора напруги є коефіцієнт стабілізації  $K_{СТ}$ , що визначає відношення відносної зміни вхідної напруги  $U_{ВХ}$  до відносної зміни вихідної напруги  $U_{H}$ :

$$K_{СТ} = \frac{\frac{\Delta U_{ВХ}}{U_{ВХ}}}{\frac{\Delta U_{H}}{U_{H}}}$$

При підключенні стабілітрона до джерела постійної напруги через резистор виходить найпростіша схема параметричного стабілізатора (рис. 1.45).

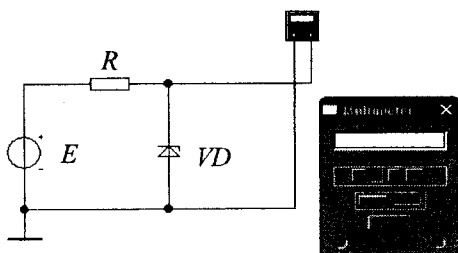


Рисунок 1.45 – Комп'ютерна модель схеми дослідження параметричного стабілізатора напруги

Струм  $I_{СТ}$  стабілітрона може бути визначений обчисленням падіння напруги на резисторі  $R$ :

$$I_{СТ} = (E - U_{СТ})/R,$$

де  $E$  - напруга джерела живлення.

Напруга стабілізації  $U_{CT}$  стабілітрона визначається точкою на вольт-амперній характеристиці, у якій струм стабілітрона різко збільшується. Потужність розсіювання стабілітрона  $P_{CT}$  обчислюється як добуток струму  $I_{CT}$  на напругу  $U_{CT}$ :

$$R_{CT} = I_{CT} \cdot U_{CT}.$$

Диференціальний опір стабілітрона обчислюється так само, як для діода, за нахилом вольтамперної характеристики.

### **1.7.3. Стабістори**

**Стабістори** – це напівпровідникові діоди, аналоги стабілітронів, але на відміну від останніх у стабісторів використовується не зворотна напруга, а пряма. Значення цієї напруги мало залежить від струму в деяких межах.

Напруга стабілізації стабісторів звичайно не більш 2 В, найчастіше 0,7 В при струмі до декількох десятків міліампер.

Особливість стабісторів – негативний температурний коефіцієнт напруги, тобто напруга стабілізації з підвищенням температури зменшується. Тому стабістори застосовуються також як термокомпенсуючі елементи, разом зі звичайними стабілітронами, що мають позитивний температурний коефіцієнт напруги (ТКН) за умови неперевиконання струму самого слабко-струмового з них. Напруги при цьому складаються.

Узгоджене паралельне включення не використовується.

Зустрічне паралельне й послідовне включення дозволяє одержати при необхідності різні рівні обмеження напруги, для різних полярностей змінного струму, що протікає через навантаження.

### **1.7.4. Варикапи**

**Варикапи** – це напівпровідникові діоди, у яких використовується бар'єрна ємність р-п переходу. Ця ємність залежить від прикладеної до діода зворотної напруги й з її збільшенням зменшується. Добротність бар'єрної ємності варикапа може бути досить високою, тому що вона шунтується досить високим опором діода при зворотному зсуві.

Схематичне зображення варикапа наведено на рис. 1.46, а, а його вольтфарадна характеристика – на рис. 1.46, б.

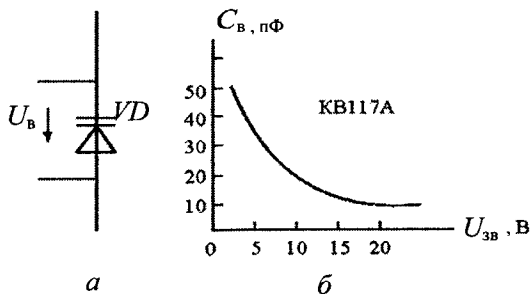


Рисунок 1.46 – Схематичне зображення варикапа (а), вольтфарадна характеристика (б)

Умовна позначка варикапа складається з п'яти елементів.

Перший елемент позначає матеріал, з якого виготовлений варикап (К – кремній).

Другий елемент позначає належність діода до підкласу варикапів (В – варикап).

Третій елемент – цифра, що визначає призначення варикапа (1 – для підстроювальних варикапів, 2 – для варикапів, що перемножують).

Четвертий елемент – це порядковий номер розробки.

П'ятий елемент відповідає розбракуванню за параметрами.

Так, наприклад, на рис. 1.46, б наведена характеристика варикапа KV117A.

Теоретичне значення ємності варикапа можна визначити за формулою

$$C_B = C_0 \cdot \left(1 - \frac{U_B}{\Phi_k}\right),$$

де  $C_0$  – початкова ємність варикапа при  $U_B = 0$ ;  $U_B$  – напруга на варикапі;  $\Phi_k$  – термічний потенціал (25,5 мВ при температурі 20°C).

Основними параметрами варикапа є: його початкова ємність  $C_0$ , добротність  $Q_C$ , коефіцієнт перекриття за ємністю  $K_C$ . Добротність варикапа визначається відношенням реактивної потужності варикапа  $Q$  до потужності  $P$ :

$$Q_C = \frac{Q}{P}.$$

### 1.7.5. Тунельний діод

Звичайні діоди при збільшенні прямої напруги монотонно збільшують струм, що пропускається. У тунельному діоді квантово-механічне тунелювання електронів додає горб у вольтамперній характеристиці, при цьому через високий ступінь легування  $p$ - та  $n$ -областей напруга пробією зменшується практично до нуля. Тунельний ефект дозволяє електронам подолати енергетичний бар'єр у зоні переходу із шириною 50...150 Å при таких напругах, коли зона провідності в  $n$ -області має однакові енергетичні рівні з валентною зоною  $p$ -області. Схемне позначення тунельного діода та його вольтамперна характеристика зображені на рис. 1.47.

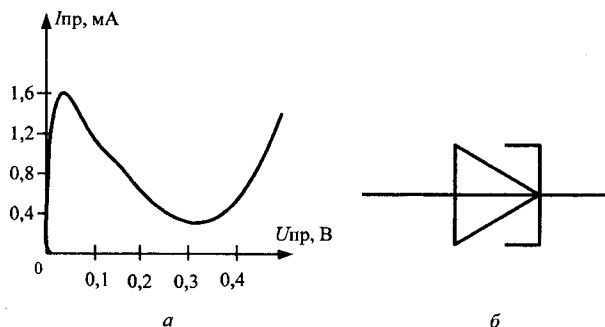


Рисунок 1.47 – Вольтамперна характеристика (а) і схемне позначення тунельного діода (б)

При подальшому збільшенні прямої напруги рівень Фермі  $n$ -області піднімається відносно  $p$ -області, потрапляючи на заборонену зону  $p$ -області, а оскільки тунелювання не може змінити повну енергію електрона, імовірність переходу електрона з  $n$ -області в  $p$ -область різко падає (рис. 1.47, а).

Це створює на прямій ділянці вольтамперної характеристики ділянку, де збільшення прямої напруги супроводжується зменшенням сили струму.

Це область негативного диференціального опору, яка й використовується для посилення слабких надвисокочастотних сигналів.

### 1.7.6. Обернений діод

**Обернений діод** – напівпровідниковий діод, на властивості якого значно впливає тунельний ефект в області  $p$ - $n$  переходу. На відміну від тунельного діода, вольтамперна характеристика оберненого діода практично не має



«горба», що обумовлене набагато меншою, ніж у тунельного діода, конденсацією домішок у напівпровіднику. Через неповне легування він має значну температурну залежність.

Схемне позначення оберненого діода наведено на рис. 1.48.

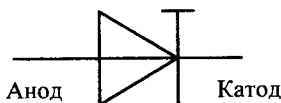


Рисунок 1.48 – Схемне позначення оберненого діода

### 1.7.7. Діод Шоттки

**Діод Шоттки** (також правильно Шотки, скорочено ДШ) – напівпровідниковий діод з малим падінням напруги при прямому включенні.

Бар'єр Шоттки (відкрив нім. фізик Вальтер Шоттки – Walter Schottky) має малу електричну ємність переходу, що дозволяє помітно підвищити його робочу частоту. Ця властивість використовується в інтегральних мікросхемах, де діодами Шоттки шунтуються переходи транзисторів логічних елементів.

У силовій електроніці малий час відновлення дозволяє будувати випрямлячі на частоти в сотні кілогерц і вище.

Наприклад, діод MBR4015 (15 В, 40 А), оптимізований під високочастотне випрямлення, нормований для роботи при  $dV/dt$  до 10 кВ/мкс.

Діоди Шоттки використовують як бар'єр Шоттки перехід метал-напівпровідник (замість *p-n*-переходу, як у звичайних діодів).

Припустима зворотна напруга діодів Шоттки, що промислово випускаються, обмежена 250 В (MBR40250 і аналоги), на практиці більшість діодів Шоттки застосовується в низьковольтних колах при зворотній напрузі порядку одиниць і декількох десятків вольт.

Схемне позначення зворотного діода Шоттки показано на рис. 1.49.

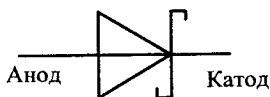


Рисунок 1.49 – Схемне позначення діода Шоттки

### **Переваги діодів Шоттки**

У той час, як звичайні кремнієві діоди мають пряме падіння напруги близько 0,6–0,7 В, застосування діодів Шоттки дозволяє знизити це значення до 0,2–0,4 В. Настільки мале пряме падіння напруги властиве тільки діодам Шоттки з максимальною зворотною напругою порядку десятків вольт, вище ж спадання напруги стає порівняним з аналогічним параметром кремнієвих діодів, що обмежує застосування діодів Шоттки.

### **Недоліки діодів Шоттки**

При короткочасному перевищенні максимальної зворотної напруги діод Шоттки незворотно виходить із ладу (КЗ діодів Шоттки – коротке замикання), на відміну від звичайних кремнієвих *p-n*-діодів, які переходять у режим оборотного пробую, і, за умови неперевищення максимальної потужності, що розсіюється на діоді після спадання напруги, повністю відновлюють свої властивості.

Діоди Шоттки характеризуються підвищеними (відносно звичайних кремнієвих *p-n*-діодів) зворотними струмами, що зростають із зростанням температури кристала. Для діода 30CPQ150 зворотний струм при максимальній зворотній напрузі змінюється від 0,12 мА при +25 °С до 6,0 мА при +125 °С. У низьковольтних діодів у корпусах TO220 зворотний струм може перевищувати сотні міліамперів (MBR4015 – до 600 мА при +125 °С). При незадовільних умовах тепловідведення в діодів Шоттки може виникати тепловий позитивний зворотний зв'язок, що приводить до теплового пробую його напівпровідникової структури.

### **1.7.8. Фотодіод**

**Фотодіодом** називається напівпровідниковий фотоелектричний прилад, що має один *p-n*-перехід. В основі його роботи лежить явище зростання зворотного струму *p-n*-переходу при його освітленні, тобто світловий потік управляє зворотним струмом фотодіода. Фотодіоди мають структуру звичайного *p-n*-переходу (рис. 1.50). Внаслідок оптичного порушення в *p*- і *n*-областях виникає нерівновага концентрації носіїв заряду.

При освітленні фотодіода з'являється додаткове число електронів і дірок, внаслідок чого збільшується перехід неосновних носіїв заряду: електронів з *p*-області в *n*-область і дірок у зворотному напрямку, де вони є основними носіями. Це приводить до збільшення струму в ланцюзі. При правильно підбраному опорі навантаження  $R_n$  і напрузі джерела живлен-

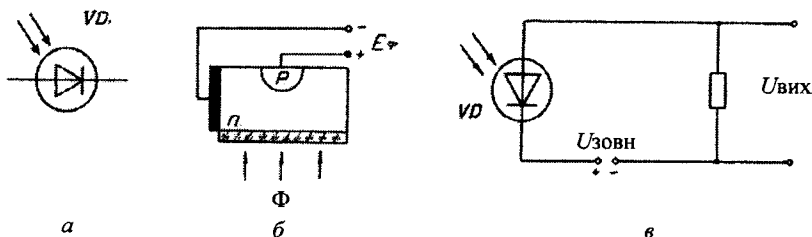


Рисунок 1.50 – Структура фотодіода і його умовна позначка на схемі:

- a* – умовна позначка фотодіода; *б* – структура фотодіода;  
*в* – схема включення з зовнішнім джерелом

ня  $E$  цей струм буде залежати тільки від освітленості приладу, а спадання напруги на опорі можна розглядати як корисний сигнал, що впливає на інші елементи схеми. Електричний струм, створений ними, є повним фотострумом. Якщо  $p$ - $n$ -перехід розімкнути, то перенос носіїв заряду, що генеруються світлом, приводить до нагромадження негативного в  $n$ -області й позитивного в  $p$ -області зарядів. Новий рівноважний стан відповідає меншій висоті потенційного бар'єра, що дорівнює  $(U_K - E_\phi)$ . ЕРС  $E_\phi$ , що виникає при цих процесах, на значення якої знижується потенційний бар'єр  $U_K$  у  $p$ - $n$ -переході, називають фотоелектрорушійною силою (фотоЕРС). У даній ситуації фотодіод працює в режимі фотогенератора, перетворюючи світлову енергію в електричну.

Фотодіод може працювати разом із зовнішнім джерелом (рис. 1.50, *в*). При освітленні фотодіода потік неосновних носіїв заряду через  $p$ - $n$ -перехід зростає. Збільшується струм у зовнішньому колі, обумовлений напругою джерела й світловим потоком. Значення фотоструму можна знайти з виразу  $I_\phi = S_{\text{инт}}\Phi$ , де  $S_{\text{инт}}$  – інтегральна чутливість. Фотодіод може включатися двома способами (рис. 1.51, *а, б*):

У вентильному режимі фотодіод працює як батарея. Створює напругу 0,6–0,7 В. В цьому режимі фотодіод не вимагає джерела живлення, але має низьку швидкодію.

У фотодіодному режимі фотодіод завжди включається у зворотному напрямку. При освітленні  $p$ - $n$ -переходу генеруються пари електрон-дірка, які збільшують зворотний струм. Вольтамперні характеристики освітленого  $p$ - $n$ -переходу показані на рис. 1.52.

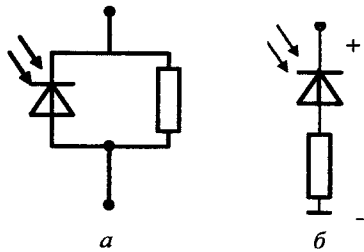


Рисунок 1.51 – Способи включення фотодіода:  
*a* – у вентильному (гальванічному) режимі; *б* – у фотодіодному режимі

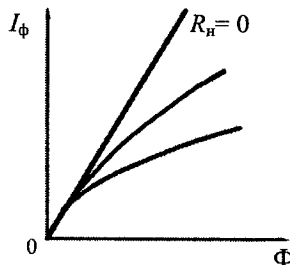


Рисунок 1.52 – Вольтамперні характеристики освітленого *p-n*-переходу фотодіода

Перевагою фотодіода є велика швидкодія, а недоліком – невисока фоточутливість.

### 1.7.9. Випромінюючі напівпровідникові прилади

До випромінюючих напівпровідникових приладів належать світлодіоди й лазерні діоди.

**Світлодіод або діод, що випромінює світло** (СД, СВД, LED англ. *Light-emitting diode*) – напівпровідниковий прилад з електронно-дірковим переходом, що створює оптичне випромінювання при пропусканні через нього електричного струму. Випромінюване світло лежить у вузькому діапазоні спектра. Його спектральні характеристики залежать багато в чому від хімічного складу використаних у ньому напівпровідників. Іншими словами, кристал світлодіода випромінює світло конкретної довжини хвилі (кольору – якщо мова йде про

СД видимого діапазону), на відміну від лампи, що випромінює більш широкий спектр і де конкретний колір відсівається зовнішнім світлофільтром. При пропусканні електричного струму через  $p$ - $n$ -перехід у прямому напрямку, носії заряду – електрони й дірки – рекомбінують із випромінюванням фотонів (внаслідок переходу електронів з одного енергетичного рівня на інший).

Не всі напівпровідникові матеріали ефективно випромінюють світло при рекомбінації. Крайні випромінювачі належать до прямозонних напівпровідників (тобто до таких, у яких дозволені прямі оптичні переходи зона-зона), типу  $АІІІВV$  (наприклад,  $GaAs$  або  $InP$ ) і  $АІІВVI$  (наприклад,  $ZnSe$  або  $CdTe$ ). Варіюючи склад напівпровідників, можна створювати світлодіоди для всіляких довжин хвиль – від ультрафіолету ( $GaN$ ) до середнього інфрачервоного діапазону ( $PbS$ ).

Діоди, зроблені з непрямозонних напівпровідників (наприклад, з кремнію, германію або карбїду кремнію), світло практично не випромінюють. Втім, у зв'язку з розвитком кремнієвої технології, активно ведуться роботи зі створення світлодіодів на основі кремнію. Так жовтий світлодіод КЛ 101 на основі карбїду кремнію випускався ще в 70-х роках, однак мав дуже низьку яскравість. Останнім часом великі надії пов'язують з технологією квантових точок і фотонних кристалів.

Вольтамперна характеристика світлодіодів у прямому напрямку нелінійна. Діод починає проводити струм з деякої граничної напруги. Ця напруга дозволяє досить точно визначити матеріал напівпровідника.

Сучасні над'яскраві світлодіоди мають менш виражену напівпровідність, ніж звичайні діоди. Високочастотні пульсації в живильному колі (так звані «голки») і викиди зворотної напруги приводять до прискореного деградування кристала. Швидкість деградування також залежить від живильного струму (нелінійно) і температури кристала (нелінійно).

Схемне позначення світлодіода наведено на рис. 1.53.

Основні параметри світлодіода:

- сила світла (десять частки ÷ одиниці мілікандел);
- яскравість (десять частки ÷ сотні кандел

на квадратний сантиметр);

- постійна пряма напруга 2-3 В;
- колір світіння й довжина хвилі, що

відповідають максимальному світловому потоку;



Рисунок 1.53 – Позначення світлодіода на схемі

- максимально припустимий постійний прямий струм (десятки міліампер);
- максимально припустима постійна зворотна напруга (одиниці вольт).

У порівнянні з іншими електричними джерелами світла (перетворювачами електроенергії в електромагнітне випромінювання видимого діапазону), світлодіоди мають такі відмінності:

- висока світлова віддача. Сучасні світлодіоди зрівнялися за цим показником з натрієвими газорозрядними лампами [9] і металогалогенними лампами, досягнувши 150 лм/Вт;
- висока механічна міцність, вібростійкість (відсутність волоска розжарення та інших чутливих складових);
- тривалий термін служби – від 30000 до 100000 год. (при роботі 8 годин на день – 34 роки). Але й він не нескінченний – при тривалій роботі й/або при поганому охолодженні відбувається «отруєння» кристала й поступове падіння яскравості;
- широкий спектр випромінювання сучасних світлодіодів – від теплого білого, що відповідає яскравісній температурі 2700 К до холодного білого, що відповідає 6500 К;
- мала інерційність – включаються відразу на повну яскравість, у той час як у ртутно-фосфорних (люмінесцентних/економічних) ламп час включення становить від 1 с до 1 хв., а яскравість збільшується від 30 до 100 % за 3 – 10 хв., залежно від температури навколишнього середовища;
- кількість циклів включення-вимикання не виявляють істотного впливу на термін служби світлодіодів (на відміну від традиційних джерел світла – ламп розжарювання, газорозрядних ламп);
- різний кут випромінювання – від 15 до 180°;
- низька вартість індикаторних світлодіодів, але відносно висока вартість при використанні у освітленні, яка знизиться при збільшенні виробництва й продажів;
- безпека – не потрібні високі напруги, низька температура світлодіода або арматури, зазвичай не вище 60°C;
- стійкість до низьких і дуже низьких температур. Однак високі температури протипоказані світлодіоду, як і будь-яким напівпровідникам.
- екологічність – відсутність ртуті, фосфору й ультрафіолетового випромінювання, на відміну від люмінесцентних ламп.

Світлодіоди мають широкий діапазон використання:

- у вуличному, промисловому, побутовому освітленні (у тому числі світлодіодними стрічками);
- як індикатори – як у вигляді одиночних світлодіодів (наприклад, індикатор включення на панелі приладу), так і у вигляді цифрового або буквено-цифрового табло (наприклад, цифри на годиннику);
- у великих вуличних екранах, у рядках, що біжать. Такі масиви часто називають світлодіодними кластерами або просто кластерами;
  - в оптопарах;
  - як джерело світла в ліхтарях і світлофорах;
  - як джерела модульованого оптичного випромінювання (передача сигналу по оптоволокну, пульти дистанційного керування (ДК), світло-телефони, Інтернет);
  - у підсвічуванні рідкокристалічних (РК) екранів (мобільні телефони, монітори, телевізори і т. д.);
  - в іграх, іграшках, значках, USB-пристроях та інше;
  - у світлодіодних дорожніх знаках;
  - у гнучких ПВХ світлових шнурах – дюралайтах.

### **1.7.10. Лазерний діод**

**Лазерний діод** – напівпровідниковий лазер, в якому активним середовищем є електронно-дірковий газ, а робочою областю напівпровідниковий *p-n*-перехід, аналогічний *p-n*-переходу звичайного світлодіода. Його робота заснована на виникненні інверсії населеності в області *p-n*-переходу при інжекції носіїв заряду. У лазерному діоді відбувається одночасний спонтанний перехід електронів з одного енергетичного рівня на іншій з випромінюванням кванта світла. Лазерні діоди відрізняються високою спрямованістю й когерентністю – вузькою спектральною смугою – і високою синфазністю випроміненої електромагнітної хвилі.

Коли на анод звичайного діода подається позитивний потенціал, то говорять, що діод зміщений у прямому напрямку. При цьому дірки з *p*-області інжектуються в *n*-область *p-n*-переходу, а електрони з *n*-області інжектуються в *p*-область напівпровідника. Якщо електрон і дірка виявляються «поблизу» (на відстані, коли можливе тунелювання), то вони можуть рекомбінувати з виділенням енергії у вигляді фотона певної довжини хвилі (у силу збереження енергії) і фону (у силу збереження

імпульсу, тому що фотон несе імпульс). Такий процес називається спонтанним випромінюванням і є основним джерелом випромінювання у світлодіодах.

Однак за певних умов електрон і дірка перед рекомбінацією можуть перебувати в одній області простору досить довгий час (до мікросекунд). Якщо в цей момент через цю область простору пройде фотон потрібної (резонансної) частоти, він може викликати змушену рекомбінацію з виділенням другого фотона, причому його напрямок, вектор поляризації й фаза будуть у точності збігатися з тими ж характеристиками першого фотона.

У лазерному діоді напівпровідниковий кристал виготовляють у вигляді дуже тонкої прямокутної пластинки. Така пластинка по суті є оптичним хвилеводом, де випромінювання обмежене у відносно невеликому просторі. Верхній шар кристала легується для створення  $n$ -області, а в нижньому шарі створюють  $p$ -область. У результаті виходить плоский  $p$ - $n$ -перехід великої площі. Дві бічні сторони (торці) кристала поліруються для отримання гладких паралельних площин, які утворюють оптичний резонатор, називаний резонатором Фабрі-Перо. Випадковий фотон спонтанного випромінювання, випущений перпендикулярно цим площинам, пройде через увесь оптичний хвилевід і кілька разів відіб'ється від торців, перш ніж вийде назовні. Проходячи уздовж резонатора, він буде викликати змушену рекомбінацію, створюючи нові й нові фотони з тими ж параметрами, і випромінювання буде підсилюватися (механізм змусеного випромінювання). Як тільки посилення перевищить втрати, почнеться лазерна генерація.

Лазерні діоди можуть бути декількох типів. В основній їхній частині шари зроблені дуже тонкими, і така структура може генерувати випромінювання тільки в напрямку, паралельному цим шарам. З іншого боку, якщо хвилевід зробити досить широким у порівнянні з довжиною хвилі, він зможе працювати вже в декількох поперечних режимах. Такий діод називається багатомодовим (англ. «*multi-mode*»). Застосування таких лазерів можливе в тих випадках, коли від пристрою потрібна висока потужність випромінювання і коли не ставиться умова гарної збіжності променя (тобто допускається його значне розсіювання). Такими областями застосувань є: друкувальні пристрої, хімічна промисловість, накачування інших лазерів. З іншого боку, якщо потрібне гарне фокусування променя, ширина хвилеводу повинна виготовлятися порівнянною з довжиною хвилі випромінювання. Тут уже ширина променя буде визначати-



ся тільки обмеженнями, що накладаються дифракцією. Такі пристрої застосовуються в оптичних запам'ятовуючих пристроях, лазерних цілепоказниках, а також у волоконній техніці. Однак такі лазери не можуть підтримувати кілька поздовжніх режимів, тобто не можуть випромінювати на різних довжинах хвиль одночасно. Довжина хвилі випромінювання лазерного діода залежить від ширини забороненої зони між енергетичними рівнями  $p$ - і  $n$ -областей напівпровідника.

У зв'язку з тим, що випромінюючий елемент досить тонкий, промінь на виході діода, внаслідок дифракції, практично відразу розходить. Для компенсації цього ефекту й для одержання тонкого променя необхідно застосовувати збиральні лінзи.

Для багатомодових лазерів найчастіше застосовуються циліндричні лінзи. Для одномодових лазерів, при використанні симетричних лінз, перетин променя буде еліптичним, тому що розбіжність у вертикальній площині перевищує розбіжність у горизонтальній. Наочніше за все це видно на прикладі променя лазерної указки.

У найпростішому пристрої, який був описаний вище, неможливо виділити окрему довжину хвилі, крім значення, характерного для оптичного резонатора. Однак у пристроях з декількома поздовжніми режимами й матеріалом, здатним підсилювати випромінювання в досить широкому діапазоні частот, можлива робота на декількох довжинах хвиль.

У багатьох випадках, включаючи більшість лазерів з видимим випромінюванням, вони працюють на єдиній довжині хвилі, яка, однак, має сильну нестабільність і залежить від безлічі факторів – від зміни сили струму, зовнішньої температури і т. д. В останні роки описана вище конструкція найпростішого лазерного діода зазнала численних удосконалень, для того, щоб пристрої на їхній основі могли відповідати сучасним вимогам.

### **Застосування лазерних діодів**

Лазерні діоди – важливі електронні компоненти. Вони знаходять широке застосування як керовані джерела світла у волоконно-оптичних лініях зв'язку. Також вони використовуються в різному вимірному устаткуванні, наприклад лазерних далекомірах. Інше розповсюджене застосування – зчитування штрих-кодів.

Лазери з видимим випромінюванням, звичайно червоні й іноді зелені використовуються у лазерних указках, комп'ютерних мишах; інфрачер-

вони й червоні лазери – у програвачах *CD*- і *DVD*-дисків; фіолетові лазери – у пристроях *HD DVD* і *Blu-Ray*; сині лазери – у проєкторах нового покоління як джерела синього світла й зеленого (одержуваного за рахунок флюоресценції спеціального складу під впливом синього світла). Досліджуються можливості застосування напівпровідникових лазерів у швидких і недорогих пристроях для спектроскопії. До моменту розробки надійних напівпровідникових лазерів, у програвачах *CD* і зчитувачах штрих-кодів розробники змушені були використовувати невеликі гелій-неонові лазери.

У 1955 році в роботі *Loebner E. E. «Optoelectronic devices network»* була запропонована ціла серія приладів з оптичними й електричними зв'язками між елементами, що дозволяло здійснювати посилення й спектральне перетворення світлових сигналів, створювати прилади із двома стійкими станами – бістабільні оптрони, оптоелектронні пристрої нагромадження й зберігання інформації логічні схеми, регістри зсуву. Там же був запропонований і термін «оптрон», утворений як скорочення від англійського *«optical - electronic device»*.

Лише в середині 60-х років двадцятого століття розвиток напівпровідникових світловипромінюючих діодів і технологічно зроблених високо-ефективних швидкодіючих кремнієвих фотоприймачів з *p-n*-переходами (фотодіоди й фототранзистори) привів до початку створення елементарної бази сучасної оптронної техніки. До початку 70-х років виробництво оптронів у провідних країнах світу перетворилося у важливу галузь електронної техніки, що швидко розвивається і успішно доповнює традиційну мікроелектроніку.

### **1.7.11. Оптопара (оптрон)**

**Оптопара (оптрон)** – електронний прилад, що складається з випромінювача світла (звичайно – світлодіод, у ранніх виробках – мініатюрна лампа розжарювання) і фотоприймача (біполярних і польових фототранзисторів, фотодіодів, фототиристорів, фоторезисторів), зв'язаних оптичним каналом і, як правило, об'єднаних у загальному корпусі. Принцип роботи оптрона полягає в перетворенні електричного сигналу у світло, у передачі його по оптичному каналу й у наступному перетворенні його назад в електричний сигнал.

## Класифікація оптронів

За ступенем інтеграції:

- оптопари (або елементарні оптрони), що складені із двох і більш елементів (зібрані в одному корпусі);
- оптоелектронні інтегральні схеми, що містять одну або декілька оптопар (з додатковими компонентами, наприклад підсилювачами, або без них).

За типом оптичного каналу:

- з відкритим оптичним каналом;
- із закритим оптичним каналом.

За типом фотоприймача:

- ◆ з фотодіодом (рис. 1.54, а);
- ◆ з фототиристором або фотосимістором (рис. 1.54, б);
- ◆ з біполярним (звичайним або складовим) фототранзистором (рис.1.54, в);
- ◆ з фоторезистором (резисторні оптопари) (рис. 1.54, г);
- ◆ з фотогальванічним генератором (сонячною батареєю); такі оптрони звичайно забезпечуються звичайним польовим транзистором, затвором якого управляє фотогальванічний генератор;

Оптрони з польовим транзистором або фотосимістором іноді йменують оптореле або твердотільним реле.

У цей час в оптоелектроніці можна виділити два напрямки:

1) електронно-оптичний, заснований на принципі фотоелектричного перетворення, реалізованого у твердому тілі внутрішнім фотоелектричним ефектом і електролюмінесценцією;

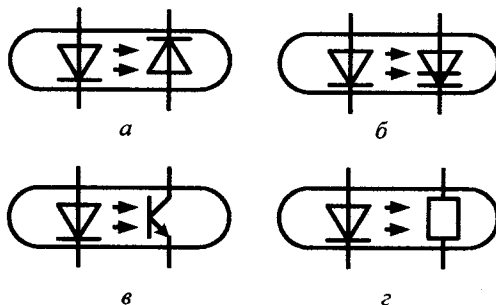


Рисунок 1.54 – Позначення оптронних пар на схемі

2) оптичний, заснований на тонких ефектах взаємодії твердого тіла з електромагнітним випромінюванням, що використовує лазерну техніку, голографію, фотохімію і т. д.

Існують два класи оптичних елементів, які можна використовувати при створенні оптичних ЕОМ:

- оптрони;
- квантовооптичні елементи.

Вони є представниками відповідно електронно-оптичного й оптичного напрямків.

Тип фотоприймача визначає лінійність передавальної функції оптрона. Найбільш лінійними й тим самим придатними для роботи в аналогових пристроях є резисторні оптрони, потім – оптрони із приймальним фотодіодом або одиночним біполярним транзистором. Оптрони зі складеними біполярними транзисторами або польовими транзисторами використовуються в імпульсних (ключових, цифрових) пристроях, у яких лінійність передачі не потрібна. Оптрони з фототристорами застосовуються для гальванічної розв'язки схем керування від кіл керування.

### **Застосування оптронних пар**

Оптрони мають кілька областей застосування, що використовують їхні різні властивості:

#### **1. Механічний вплив.**

Оптрони з відкритим оптичним каналом, доступним для механічного впливу (перекриття), використовуються як датчики у всіляких детекторах наявності (наприклад, у детекторах паперу в принтерах), датчиках кінця (або початку), лічильниках і дискретних спідометрах на їхній базі (наприклад, у координатних лічильниках в механічних маніпуляторах, анемометрах);

#### **2. Гальванічна розв'язка.**

Оптрони використовуються для гальванічної розв'язки кіл – передачі сигналу без передачі високої напруги живлення, для безконтактного керування й захисту. Деякі стандартні електричні інтерфейси, наприклад, *MIDI*, пропонують обов'язкову оптрону розв'язку.

Розрізняють два основні типи оптронів, призначених для використання в колах гальванічної розв'язки: оптопари й оптореле. Основна відмінність між ними в тому, що оптопари, як правило, використовуються для передачі інформації, а оптореле – для комутації сигнальних або силових кіл.

Транзисторні або інтегральні оптопари, як правило, застосовуються для гальванічної розв'язки сигнальних кіл або кіл з малим струмом кому-

тації. Як комутуючий елемент використовуються біполярні транзистори, кола керування цифровими входами, спеціалізовані кола (наприклад, для керування силовим *MOSFET* або *IGBT*).

### **Властивості й характеристики оптопар**

Електрична міцність (допустима напруга між вхідним і вихідним колами) залежить від конструктивного оформлення приладу. Оптопари гальванічної розв'язки випускаються в корпусах *DIP*, *SOP*, *SSOP*, *Mini flat-lead*. Для кожного типу корпусів характерні свої напруги ізоляції. Для того щоб забезпечити більші пробивні напруги, необхідно, щоб конструкція оптопар мала як можна більші відстані не тільки між світлодіодом і фотоприймачем, але й як можна більші відстані по внутрішній і по зовнішній стороні корпуса. Іноді виробники випускають спеціалізовані сімейства оптопар, відповідні до міжнародних стандартів безпеки. Ці оптопари характеризуються підвищеною електричною міцністю.

Одним з основних параметрів, що характеризують транзисторну оптопару, є коефіцієнт передачі струму. Виробники оптопар виконують сортування, привласнюючи залежно від коефіцієнта передачі той або інший рейтинг, який вказується в найменуванні.

Нижня робоча частота оптрона не обмежена: оптрони можуть працювати в колах постійного струму. Верхня робоча частота оптронів, оптимізованих під високочастотну передачу цифрових сигналів, досягає сотень мегагерц. Верхні робочі частоти лінійних оптронів суттєво нижче (одиночкі-сотні кілогерц). Найбільш повільні оптрони, що використовують лампи розжарювання, фактично є ефективними фільтрами нижніх частот із граничною смугою порядку одиниць герц.

### **Шуми транзисторної оптопар**

Для транзисторних оптопар характерним є поява шуму, пов'язаного з одного боку наявністю проходної ємності між світлодіодом і базою транзистора, а з іншого – наявністю паразитної ємності між колектором і базою фототранзистора. Для боротьби з першим типом шумів у конструкцію оптопар вносять спеціальний екран. Другого типу шумів вдається уникнути, правильно підібравши режими роботи оптопар.

### **Приклади застосування оптопар:**

- у телекомунікаційному устаткуванні;
- у колах сполучення з виконавчими пристроями;
- в імпульсних джерелах живлення;
- у високовольних колах;

- у системах керування двигунами;
- у системах вентиляції й кондиціонування;
- у системах висвітлення;
- в електрولیчильниках.

### 1.7.12. Оптореле

Оптореле (твердотільні реле), як правило, застосовуються для комутації кіл з великим струмом комутації. Як комутуючий елемент використовуються, як правило, пари зустрічно включених *MOSFET*-транзисторів, завдяки чому оптореле здатне працювати в колах змінного струму.

Схемне позначення оптореле наведено на рис. 1.55.

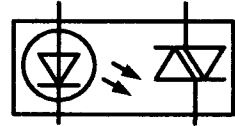


Рисунок 1.55 – Позначення оптореле на схемі

#### Властивості й характеристики оптореле

Оптореле мають три топології: 1) нормально розімкнута – топологія *A*; 2) нормально замкнена – топологія *B*; 3) перемикаюча – топологія *C*.

Нормально розімкнута топологія припускає замикання комутуючого кола тільки при подачі керуючої напруги на світлодіод.

Нормально замкнена топологія припускає розмикання комутуючого кола при подачі керуючої напруги на світлодіод.

Перемикаюча топологія, як випливає із назви, має комбінацію усередині оптореле нормально замкнених і нормально розімкнутих каналів.

Стандартними корпусами для оптореле є *DIP8*, *DIP6*, *SOP8*, *SOP4*, *Mini flat-lead 4*. Аналогічно оптопарам оптореле також характеризуються електричною міцністю.

## 1.8. Транзистори

Перейдемо до розгляду елементів в основі роботи яких лежить взаємодія двох *p-n*-переходів. Такі елементи називають транзисторами.

Транзистор – один з основних активних компонентів. Він являє собою пристрій, який може підсилювати потужність вхідного сигналу.

Збільшення потужності сигналу відбувається за рахунок зовнішнього джерела живлення. Збільшення амплітуди сигналу не є в цьому випадку

визначальним. Наприклад, трансформатор є пасивним елементом й забезпечує посилення сигналу за напругою, але не може підсилити його за потужністю.

Пристрої, які мають здатність до посилення сигналу за потужністю, характеризуються здатністю до генерації, обумовленою можливістю передачі частини вихідного сигналу назад на вхід.

Транзистор є невід'ємною частиною всякої електронної схеми, починаючи з найпростішого підсилювача або генератора і закінчуючи складною цифровою обчислювальною машиною.

Інтегральні мікросхеми, які замінили схеми, зібрані на дискретних транзисторах, являють собою сукупність транзисторів і інших елементів, побудованих на одному кристалі напівпровідникового матеріалу.

Розрізняють кремнієві й германієві транзистори. Вони бувають  $p-n-p$  і  $n-p-n$ -типу; на рис. 1.56 показані їхні позначення. Біполярний транзистор можна розглядати як два протилежно включені діоди, які мають один загальним  $n$ - або  $p$ -шар. Електрод, пов'язаний з ним називається БАЗОЮ. Два інших електрода називаються емітером і колектором.

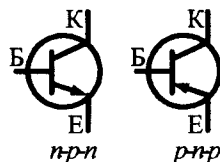


Рисунок 1.56 – Позначення біполярних транзисторів

### 1.8.1. Біполярні транзистори (БПТ)

Біполярний транзистор (у процесі переносу заряду беруть участь електрони й дірки) – напівпровідниковий прилад з трьома або більш виводами і двома взаємодіючими  $p-n$ -переходами, який служить для посилення або перемикування вхідного сигналу.

Принцип дії біполярного транзистора полягає в тому, що в ньому задіяні два  $p-n$ -переходи які розташовані настільки близько один до одного, що відбувається взаємний їхній вплив, внаслідок чого вони підсилюють електричні сигнали. На рис. 1.57 зображено три шари:  $n$ -шар з електронною електропровідністю, причому сильною, його позначають – емітер,  $p$ -шар з дірковою – база, і знову з електронною, але більш слабо легований (концентрація електронів менша) – колектор.

Товщина бази, тобто відстань між двома  $p-n$ -переходами  $L_B$  дуже мала. Вона повинна бути меншою від дифузійної довжини електронів у базі (від одиниць до десятка мікрометрів). Для порівняння, товщина людського

волосся 20–50 мкм. Відзначимо також, що це близько до межі роздільної здатності людського ока, тому що ми не можемо бачити нічого, що менше, ніж довжина хвилі світла, тобто приблизно 0,5 мкм). Усі інші розміри транзистора не перевищують 1 мм.

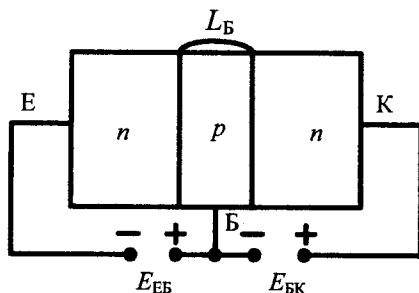


Рисунок 1.57 – Структура біполярних транзисторів

До шарів прикладають зовнішню напругу так, що емітерний  $p$ - $n$ -перехід зміщений у прямому напрямку, і через нього протікає великий струм, а колекторний  $p$ - $n$ -перехід зміщений у протилежний бік, так що через нього не повинен протікати струм. Однак внаслідок того, що  $p$ - $n$ -переходи розташовані близько, вони впливають один на одного, і картина змінюється: струм електронів, що пройшов з емітерного  $p$ - $n$ -переходу в базу, протікає далі, доходить до колекторного  $p$ - $n$ -переходу і під впливом електричного поля електрони втягуються в колектор. У результаті в гарних транзисторах практично весь струм колектора дорівнює току емітера. Різниця за рахунок струму бази дуже незначна: відсотки й-навіть частки відсотка.

Розрізняють транзистори  $n$ - $p$ - $n$ - і  $p$ - $n$ - $p$ -типу. Відмінність їх полягає у полярності підключення джерела живлення. Транзистори  $n$ - $p$ - $n$  підкоряються наступним правилам:

1. Колектор має більш позитивний потенціал, ніж емітер.
2. Переходи: БАЗА – ЕМІТЕР і БАЗА – КОЛЕКТОР працюють як діоди. (рис. 1.58).

Звичайно діод БАЗА – ЕМІТЕР відкритий, а діод БАЗА – КОЛЕКТОР зміщений у зворотному напрямку, тобто прикладена напруга перешкоджає протіканню струму через нього.



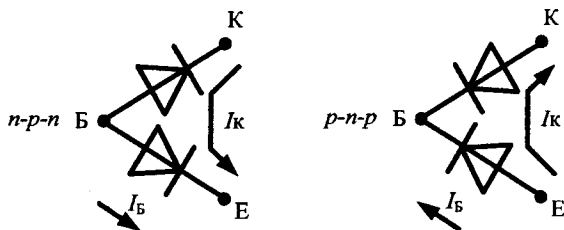


Рисунок 1.58 – Виводи транзистора з погляду омметра

3. Кожний транзистор характеризується максимальними значеннями  $I_K$ ,  $I_B$  і  $U_{KE}$ . Перевищувати ці встановлені значення не можна.

$$U_{BE} = U_B - U_E.$$

$I_E = I_K + I_B$  (оскільки струм колектора в багато разів більший від струму бази, то струми емітера й колектора приблизно рівні).

Для транзисторів *p-n-p*-типу правила зберігаються, але слід урахувати, що полярності напруг повинні бути змінені на протилежні:

4. Якщо правила 1–3 дотримані, то струм  $I_K$  прямо пропорційний струму бази й можна записати

$$I_K = h_{21E} \cdot I_B = \beta \cdot I_B,$$

де  $h_{21E}$  – коефіцієнт підсилення сигналу за струмом. Він позначається також як  $\beta$  і звичайно становить кілька десятків, а в деяких випадках і сотень.

Струми  $I_K$  і  $I_E$  втікають в емітер. Колекторний струм не пов'язаний із прямою провідністю діода БАЗА-КОЛЕКТОР; цей діод зміщений у зворотному напрямку.

Правило 4 визначає основну властивість транзистора: невеликий струм бази управляє більшим струмом колектора.

Параметр  $h_{21E}$  не можна назвати зручним: для різних транзисторів одного типу його величина може змінюватися від 50 до 250. Він залежить також від струму колектора, від напруги між колектором і емітером і від температури. Схему можна назвати поганою, якщо на її параметри впливає значення  $h_{21E}$ .

Входом підсилювального каскаду схеми із загальним емітером є емітерно-базовий *p-n*-перехід, тобто контакти Б – Е. При нормальному зсуві це пряма напруга для емітерного *p-n*-переходу.

Найбільш часто на практиці використовують вхідні й вихідні характеристики біполярного транзистора, які звичайно наводяться в довідковій літературі і являють собою усереднені залежності великої кількості однотипних транзисторів.

Вхідні характеристики – це залежність вхідного струму від вхідної напруги при сталості напруги на виході:

$$I_{вх} = f(U_{вх}) \text{ при } U_{вих} = \text{const}.$$

Для включення транзистора за схемою із загальним емітером вхідні характеристики  $I_B = f(U_{BE})$  при  $U_{KE} = \text{const}$  мають вигляд (рис. 1.59).

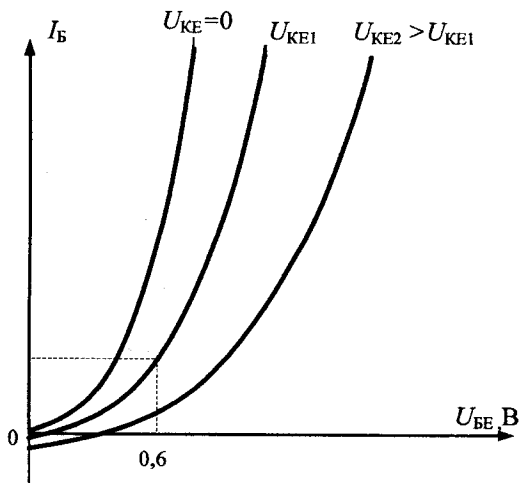


Рисунок 1.59 – Вхідні характеристики схеми із загальним емітером

При  $U_{KE} = 0$  ця характеристика являє собою пряму гілку вольтамперної характеристики емітерного переходу. При цьому колекторний перехід виявляється включеним у пряму напругу на напругу джерела.

Вихідні характеристики – це залежність вихідного струму від вихідної напруги при фіксованому значенні вхідного струму

$$I_{вих} = f(U_{вих}) \text{ при } I_{вх} = \text{const}.$$

Для включення транзистора за схемою із загальним емітером (рис. 1.60) вихідні характеристики мають вигляд

$$I_K = f(U_{KE}) \text{ при } I_B = \text{const}.$$

При  $I_B = 0$  ця характеристика являє собою зворотну гілку вольтамперної характеристики колекторного переходу. При  $I_B > 0$  характеристики мають більшу крутість в області малих значень  $U_{KE}$ . Колекторний перехід включений у пряму напрямку, тому опір його незначний, і достатньо невеликої зміни напруги на ньому, щоб струм  $I_K$  змінився значно.

Більше того, при  $U_{KE} = 0$  (рис. 1.60) усі характеристики, крім початкової ( $I_B = 0$ ), виходять не з початку координат.

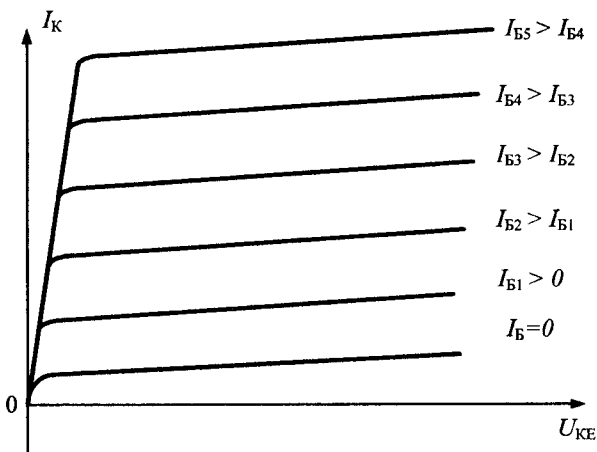


Рисунок 1.60 – Вихідні характеристики схеми із загальним емітером

Якщо транзистор відкритий, то напруга на  $p-n$ -переході приблизно дорівнює 0,6 В, а при її зменшенні струм падає.

Транзистор може перебувати в трьох станах:

- у режимі відсічення (відсутній струм колектора);
- в активному режимі (невеликий струм колектора, напруга на колекторі вища, ніж на емітері);

- у режимі насичення (напруга на колекторі приблизно дорівнює напрузі на емітері).

Існують три основні схеми включення біполярних транзисторів: схема із загальним колектором (рис. 1.61, а); схема із загальним емітером (рис. 1.61, б); схема із загальною базою (рис. 1.61, в).

Серед усіх трьох конфігурацій схема із загальною базою має найменший вхідний і найбільший вихідний опір. Вона має коефіцієнт підсилення за струмом, близький до одиниці, і великий коефіцієнт підсилення по напрузі. Фаза сигналу не інвертується. Вхідний опір для схеми із загальною базою малий й не перевищує 100 Ом для малопотужних транзисторів, тому що вхідне коло транзистора при цьому являє собою відкритий емітерний перехід.

До переваг схеми можна віднести: гарні температурні й частотні властивості; висока допустима напруга.

Працює на високих частотах. Використовується в широкосмугових підсилювачах.

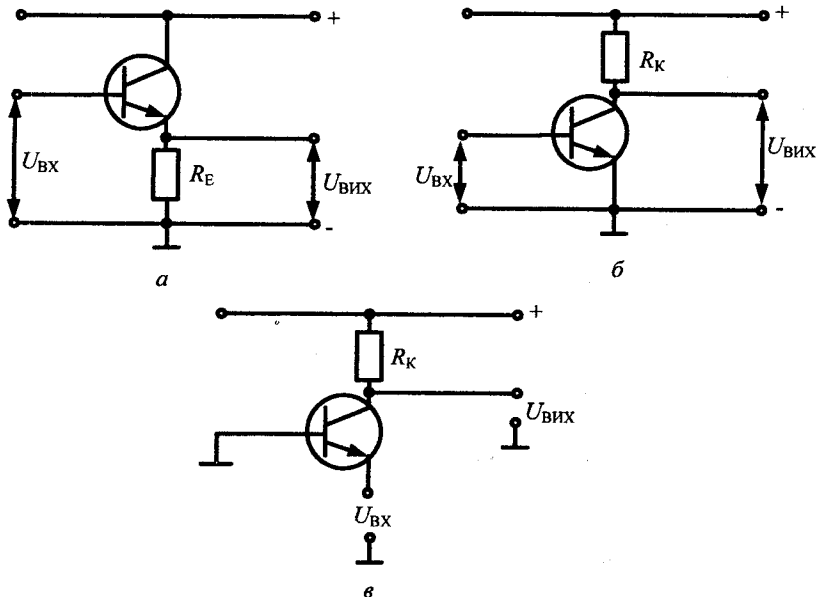


Рисунок 1.61 – Схеми включення біполярних транзисторів

### 1.8.2. Емітерний повторювач

Схема найпростішого емітерного повторювача наведена на рис. 1.60.

Він названий так тому, що вихідний сигнал знімається з емітера, напруга на якому дорівнює напрузі на вході (на базі) мінус спадання напруги на переході БАЗА- ЕМІТЕР.

$$U_E = U_B - 0,6 \text{ В.}$$

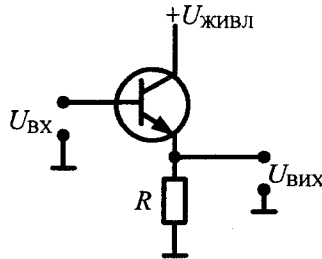


Рисунок 1.60 – Схема найпростішого емітерного повторювача

Вихідний сигнал за формою повторює вхідний, але рівень його напруги на 0,6 – 0,7 В нижче. Для наведеної схеми напруга  $U_{ВХ}$  повинна становити, принаймні, 0,6 В, інакше вихідна напруга буде дорівнювати потенціалу землі. Якщо до емітерного резистора підключити джерело негативної напруги, то вхідний сигнал може бути й негативним.

Вхідний імпеданс більший, ніж вихідний. Із цього випливає, що джерело вхідного сигналу буде віддавати меншу потужність, якщо навантаження підключити до нього не безпосередньо, а через емітерний повторювач. Тому, джерело, що має значний внутрішній імпеданс, може через повторювач працювати на навантаження, яке має порівнянний, або навіть більш низький імпеданс без втрати амплітуди сигналу. Таким чином, емітерний повторювач забезпечує посилення струму, хоча й не дає посилення напруги. Він також забезпечує посилення потужності.

### 1.8.3. Імпеданс джерела й навантаження

При аналізі схеми завжди прагнуть зв'язати вихідну величину з якою-небудь вхідною величиною. Як джерело сигналу може виступати вихід

підсилювального каскаду (з еквівалентним послідовним імпедансом) до якого підключений ще один каскад, або навантаження (що має вхідний імпеданс). Навантажувальний ефект наступного каскаду виявляється в ослабленні сигналу. У зв'язку із цим звичайно прагнуть того, щоб виконувалася умова  $Z_{\text{вих}} \ll Z_{\text{вх}}$ .

Якщо передається не напруга а струм, то ситуація змінюється на протилежну.  $Z_{\text{вих}} \gg Z_{\text{вх}}$ . Для джерела струму  $Z_{\text{вих}} = \infty$ .

Оскільки емітерний повторювач має високий вхідний імпеданс та малий вихідний, то він може бути використаний для узгодження імпедансів джерел сигналів і навантажень.

#### 1.8.4. Зсув в емітерному повторювачі

Якщо на емітерний повторювач повинен надходити сигнал з попереднього каскаду схеми, то найкраще підключати його безпосередньо до виходу попереднього каскаду (рис. 1.61).

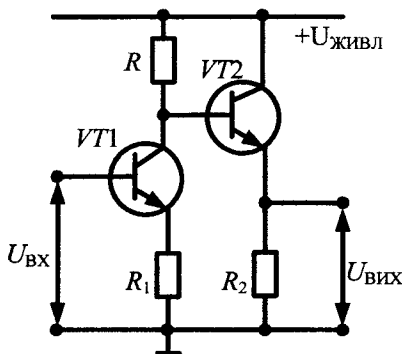


Рисунок 1.61 – Схема підключення емітерного повторювача до попереднього каскаду посилення

Оскільки сигнал на колекторі транзистора  $VT1$  змінюється в межах діапазону, обмеженого значеннями напруги джерела живлення, то потенціал бази транзистора  $VT2$  завжди знаходиться між напругою  $U_{\text{живл}}$  і потенціалом землі, і отже,  $VT2$  перебуває в активній області. При цьому перехід БАЗА-ЕМІТЕР відкритий, а потенціал колектора, принаймні, на декілька десятих часток вольтів більший, ніж потенціал емітера.

У деяких випадках вхід емітерного повторювача й напруга живлення невелико співвідносяться один з одним, і тоді може виникнути необхідність у ємнісному зв'язку (зв'язок за змінним струмом) із зовнішнім джерелом сигналу. У цьому випадку середня напруга сигналу дорівнює нулю, і безпосередній зв'язок з емітерним повторювачем приводить до того, що сигнал на виході буде змінюватися щодо входу. В емітерному повторювачі (як і в будь-якому транзисторному підсилювачі) необхідно створювати зсув для того, щоб колекторний струм протікав протягом повного періоду сигналу. Простіше всього для цього скористатися подільником напруги (рис 1.62).

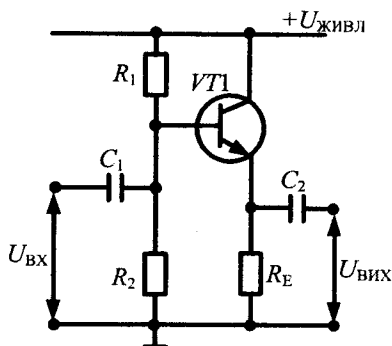


Рисунок 1.62 – Схема емітерного повторювача змінного струму

Резистори  $R_1$   $R_2$  обрані так, що під час відсутності вхідного сигналу потенціал бази дорівнює половині різниці між напругою джерела  $U_{живл}$  і потенціалом землі, тобто опори  $R_1$  і  $R_2$  однакові. Процес вибору робочої напруги в схемі під час відсутності поданих на її вхід сигналів називається установкою робочої точки або точки спокою. Для цієї схеми, як і для більшості випадків, точку спокою встановлюють так, щоб на виході формувалася максимально симетричний сигнал (без обмежень або зрізів).

Припустимо, що імпеданс джерела зсуву постійному струму (імпеданс із боку виходу дільника) малий, у порівнянні з імпедансом навантаження (імпеданс постійному струму з боку бази повторювача). Тоді

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \ll h_{21E} \cdot R_E \cdot$$

Із цього співвідношення витікає, що струм, який протікає через подільник напруги, повинен бути більшим, ніж струм бази.

### 1.8.5. Транзисторне джерело струму

Джерело струму являє собою засіб для забезпечення зсуву транзисторів, для підсилювальних каскадів з великим коефіцієнтом підсилення, незалежно від якості активного навантаження, і як джерело живлення емітерів для диференціальних підсилювачів.

Схема транзисторного джерела струму наведена на рис. 1.63.

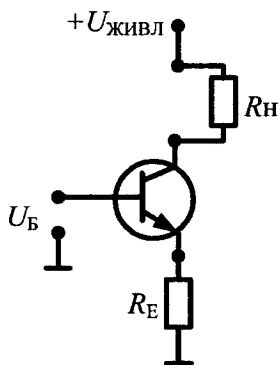


Рисунок 1.63 – Схема найпростішого транзисторного джерела струму

Робота джерела струму відбувається в такий спосіб: напруга на базі  $U_B > 0,6 \text{ В}$  підтримує емітерний перехід у відкритому стані  $U_E = U_B - 0,6 \text{ В}$ . У зв'язку із цим  $I_E = U_E / R_E = (U_B - 0,6) / R_E$ .

Оскільки для більшості значень коефіцієнта  $h_{21E} \cdot I_E \cong I_K$ , то  $I_K = (U_B - 0,6) / R_E$  незалежно від напруги  $U_K$  доти, поки транзистор не перейде в режим насичення ( $U_K > U_E + 0,2 \text{ В}$ ).

Джерела струму застосовують в таких пристроях, як інтегратори, генератори пилкоподібної напруги, в гальваностатах, диференціальних підсилювачах для забезпечення гарного подавлення синфазного сигналу, в мостових вимірювальних перетворювачах з струмовим режимом живлення.



### 1.8.6. Підсилювач із загальним емітером

У схемі включення біполярного транзистора із загальним емітером (ЗЕ) вхідний сигнал подається на базу, а знімається з колектора. При цьому вихідний сигнал інвертується щодо вхідного (для гармонійного сигналу фаза вихідного сигналу відрізняється від вхідного на  $180^\circ$ ). Каскад підсилює і струм, і напругу.

Таке включення транзистора дозволяє одержати найбільше посилення за потужністю, тому воно найпоширеніше. Однак при такій схемі нелінійні викривлення сигналу більші, ніж у схемах із загальною базою або із загальним колектором. Крім того, при даній схемі включення на характеристики підсилювача значний вплив справляють зовнішні фактори, такі, як напруга живлення, або температура навколишнього середовища. Звичайно для компенсації цих факторів застосовують негативний зворотний зв'язок, але він знижує коефіцієнт підсилення.

Біполярні транзистори управляються струмом, у схемі з загальним емітером – струмом бази. Напруга на переході база-емітер при цьому залишається майже постійною і залежить від матеріалу напівпровідника. Для германія вона становить близько 0,2 В, для кремнію близько 0,7 В, але на сам каскад подається керуюча напруга. Струм бази, колектора й емітера та інші струми і напруги в каскаді можна обчислити за законом Ома та за правилами Кірхгофа для розгалуженого багатоконтурного кола.

При положенні робочої точки в середині вхідних величин на вихідній характеристиці  $I_K = f(U_{KE})$  каскад з ЗЕ забезпечує лінійний режим посилення, відхилення від центрального стану й крайні положення переводить транзистор в режим насичення або відсічки (рис. 1.64).

При зсуві робочої точки в одне із двох крайніх положень на вихідній характеристиці каскад з ЗЕ має два стійкі крайні стани й нестійкий центральний стан, каскад при цьому є перемикальним, працює в ключовому режимі, як реле (закритий, відкритий) і застосовується як інвертор у логічних елементах. Як і контактні групи реле, перемикальні каскади можуть бути нормально закритими (розімкнутими) і нормально відкритими (замкненими), це визначається положенням робочої точки на вихідній характеристиці.

Робота електронного ключа на основі біполярного транзистора здійснюється в такий спосіб (рис. 1.65): коли на базі транзистора «0» відносно

емітера, транзистор «закритий», струм через нього не протікає, на колекторі падає вся напруга живлення (сигнал високого рівня – «1»). У момент часу, коли на базу транзистора надходить керуючий сигнал високого рівня «1», він «відкривається», виникає струм колектор-емітер і спадання напруги на опорі колектора, напруга на колекторі, а з ним і напруга на виході, зменшується до низького рівня «0».

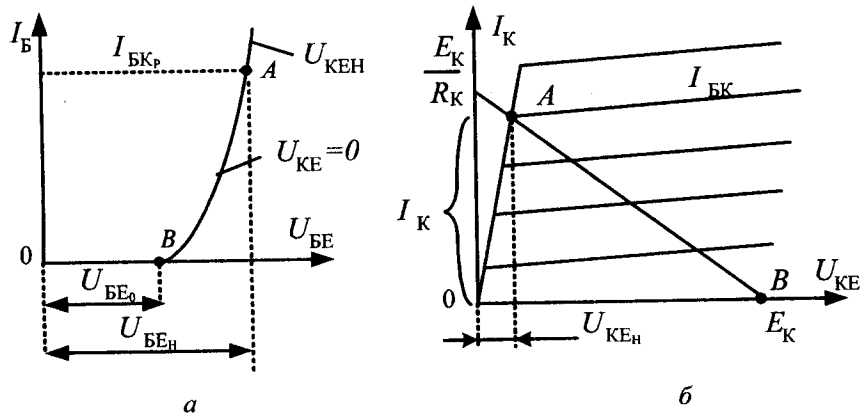


Рисунок 1.64 – Визначення робочої точки:

*a* – на вхідній і *б* – на вихідній характеристиках біполярного транзистора

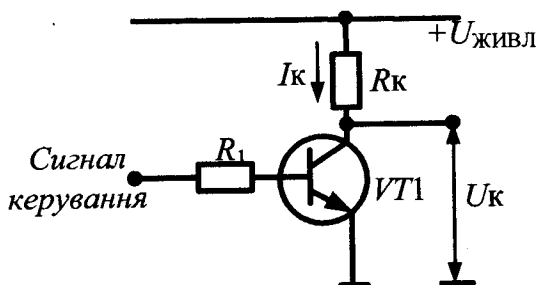


Рисунок 1.65 – Схема транзисторного ключа

Для одержання прямого зсуву емітерного переходу потенціал бази повинен бути вищий від потенціалу емітера тобто бути більш позитивним, ніж емітер в *n-p-n*-транзисторі, і більш негативним в *p-n-p*-транзисторі.

Взагалі, незалежно від типу використовуваного транзистора потенціал бази завжди вищий від потенціалу емітера, але нижчий від потенціалу колектора. (Зсув на базі може бути заданий або подільником напруги (задається  $U_{BE}$ ) або струмозадавальним резистором (задається  $I_B$ ))

Розглянемо джерело струму, навантаженням для якого служить резистор (рис. 1.66). Напруга на колекторі  $U_K = U_{живл} - I_K R_K$ .

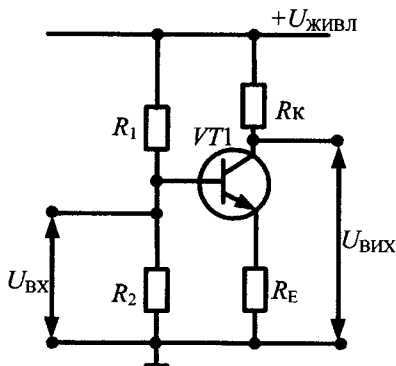


Рисунок 1.66 – Транзисторне джерело струму

Для забезпечення режиму стабільного струму незалежно від напруги живлення необхідно задати таку напругу на базі за якою струм колектора відповідає точці на пологій ділянці вихідної характеристики (рис 1.64, б)

Можна через емінь задати сигнал у коло бази, тоді напруга на колекторі буде змінюватися. Розглянемо схему, наведену на рис. 1.67.

Конденсатор  $C$  обраний так, що фільтр високих частот, утворений цим конденсатором і послідовно з'єднаними з ним резисторами зсуву бази, пропускає всі потрібні частоти (резистори в колі бази звичайно вибирають так, щоб імпеданс із боку бази, тобто вхідний опір транзистора, був набагато більше і їм можна було знехтувати).

Інакше кажучи,

$$C \geq 1/2\pi f (R_1 \cdot R_2 / R_1 + R_2); \quad U_K = U_{живл} - I_K R_K.$$

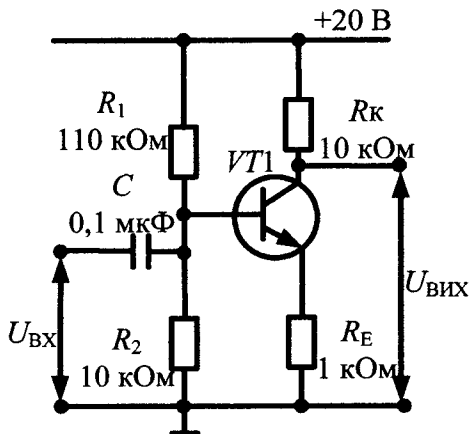


Рисунок 1.67 – Каскад посилення змінного струму із загальним емітером з негативним зворотним зв'язком у колі емітера

Завдяки напрузі зсуву, що прикладена до бази, і наявності емітерного резистора опором 1,0 кОм, струм спокою колектора становить 1,0 мА. Цей струм створює на колекторі напругу +10 В (+ 20В мінус спадання напруги на опорі 10 кОм при протіканні струму 1,0 мА). Припустимо тепер, що на базу поданий сигнал  $U_B$ . Напруга на емітері повторює зміну напруги на базі  $U_E - U_B$  і викликає зміну емітерного струму

$$I_E = U_E / R_E = U_B / R_E$$

і приблизно таку ж зміну колекторного струму (транзистор має великий коефіцієнт  $h_{21E}$ ). Отже, первісна зміна напруги на базі викликає зміну колекторної напруги

$$U_K = -I_K R_K = -U_B (R_K / R_E).$$

Схема являє собою підсилювач напруги, коефіцієнт підсилення якого визначається в такий спосіб:

$$K = U_{ВИХ} / U_{ВХ} = -R_K / R_E.$$

У нашому прикладі коефіцієнт підсилення дорівнює  $-10000/1000$ , або  $-10$ . Знак мінус говорить про те, що позитивний сигнал на вході дає на виході негативний сигнал (амплітуда якого в 10 разів більша, ніж

на вході). Така схема називається підсилювачем із загальним емітером з негативним зворотним зв'язком у колі емітера.

### ***1.8.7. Вхідний і вихідний опори підсилювача із загальним емітером***

Визначимо вхідний і вихідний опори підсилювача. Для вхідного сигналу схема являє собою паралельне з'єднання резисторів 110 кОм, 10 кОм й вхідного опору з боку бази. Останній приблизно дорівнює 100 кОм (опір  $R_E$ , збільшений в  $h_{21E}$  разів), а отже, вхідний опір дорівнює приблизно 8 кОм (переважну роль відіграє опір 10 кОм). Якщо використовується конденсатор, то одержуємо фільтр високих частот із точкою  $-3$  дБ на частоті 200 Гц. Для сигналів у робочій смузі частот (вище від частоти, що відповідає точці  $-3$  дБ на АЧХ) конденсатором ємністю 0,1 мкФ можна знехтувати й урахувати тільки опір 8 кОм, з'єднаний з ним послідовно.

Вихідний опір визначається як паралельне з'єднання опору 10 кОм й вихідного опору транзистора з боку колектора. Якби не колекторний резистор, то схема не відрізнялася б від джерела струму. Колектор має дуже великий опір (порядку мегаом), тому вихідний опір визначається колекторним резистором, опір якого становить 10 кОм. Нагадаємо, що опір з боку колектора великий, а з боку емітера малий (як і в схемі емітерного повторювача). У вихідному опорі підсилювача із загальним емітером переважає опір резистора навантаження, що знаходиться в колі колектора, а вихідний опір емітерного повторювача визначається вихідним опором транзистора з боку емітера, а не опором навантаження, що знаходиться в колі емітера.

### ***1.8.8. Струмове дзеркало***

Струмове дзеркало – генератор струму, керований струмом. Найчастіше вихідний струм дорівнює керуючому або відрізняється від нього в ціле число разів. Струмове дзеркало – це схема, призначена для копіювання струму через один активний пристрій, контролюючи струм в іншому активному пристрої кола, зберігаючи постійний струм на виході, незалежно від навантаження. Струм, що «копіюється», може бути іноді й змінним струмом. Струмове дзеркало використовується для зсуву струмів і для живлення активних навантажень у колах. Струмові дзеркала на транзисторах надзвичайно широко використовуються в аналогових інтегральних схемах завдяки своїй простоті (потрібні всього два погоджені транзистори) і ефективності. Струмові дзеркала звичайно використовуються для того,

щоб «скопіювати» один керуючий струм на безліч каскадів, і тим самим задати їхній струм спокою.

Є три основні характеристики, які характеризують струмове дзеркало. Перша з них – це коефіцієнт передачі або значення вихідного струму. Друга – його вихідний опір для змінного струму, який визначає, наскільки вихідний струм змінюється залежно від напруги, прикладеної до дзеркала. Третя – це мінімальне падіння напруги на виході дзеркала, необхідне, щоб змусити його працювати належним чином. Ця мінімальна напруга продиктована необхідністю підтримувати вихідний транзистор дзеркала в активному режимі. Діапазон напруг, у якому працює дзеркало, називається діапазоном відповідності. Є також декілька другорядних питань по роботі із дзеркалами, наприклад питання температурної стабільності.

Робота струмового дзеркала «програмується» шляхом завдання колекторного струму транзистора  $VT1$  (рис. 1.68).

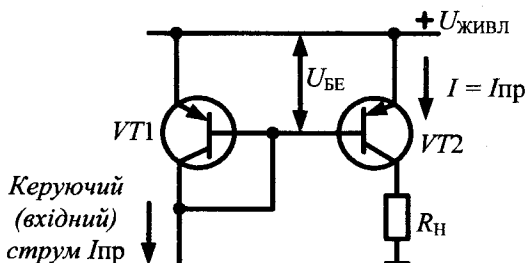


Рисунок 1.68 – Приклад найпростішого струмового дзеркала на біполярних транзисторах

Напруга  $U_{BE}$  для  $VT1$  встановлюється відповідно до заданого струму, температури навколишнього середовища й типом транзистора. У результаті встановлюється заданий режим схеми, і транзистор  $VT2$ , погоджений із транзистором  $VT1$  (найкраще використовувати монолітний здвоєний транзистор), передає в навантаження такий же струм, що заданий на  $VT1$ .

Невеликими базовими струмами можна знехтувати. Одна з переваг описаної схеми полягає в тому, що її діапазон стійкості за напругою дорівнює  $U_{живл}$  за винятком декількох десятих часток вольт, тому що немає падіння напруги на емітерному резисторі. Крім того, у багатьох випадках зручно задавати струм за допомогою струму. Легше за все одержати керу-

ючий струм  $I_{пр}$  за допомогою резистора. У зв'язку з тим що, емітерні переходи транзисторів являють собою діоди, падіння напруги на яких мале в порівнянні з  $U_{живвл}$ , резистор 14,4 кОм формує керуючий, а отже, й вихідний струм 1 мА.

Струмові дзеркала можна використовувати в тих випадках, коли в транзисторній схемі необхідне джерело струму. Їх широко використовують при проектуванні інтегральних схем, коли:

- під рукою є багато погоджених транзисторів;
- розробник прагне створити схему, яка б працювала в широкому діапазоні живильних напруг.

Існують навіть безрезисторні інтегральні операційні підсилювачі, у яких режимний струм усього підсилювача задається за допомогою зовнішнього резистора, а струми окремих внутрішніх підсилювальних каскадів формуються за допомогою струмових дзеркал.

Просте струмове дзеркало має один недолік: вихідний струм трохи змінюється при зміні вихідної напруги, тобто вихідний опір схеми не нескінченний. Це пов'язане з тим, що при заданому струмі транзистора  $VT1$ , напруга  $U_{BE}$  трохи змінюється залежно від колекторної напруги (прояв ефекту Ерлі); інакше кажучи, графік залежності колекторного струму від напруги між колектором і емітером при фіксованій напрузі між базою й емітером не є горизонтальною лінією. Практично струм може змінюватися приблизно на 25 % у діапазоні стійкої роботи схеми.

### 1.8.9. Складений транзистор (схема Дарлінгтона)

Якщо з'єднати транзистори, як показано на рис. 1.69, то отримана схема буде працювати як один транзистор, причому його коефіцієнт  $\beta$  буде дорівнювати добутку коефіцієнтів  $\beta$  складових транзисторів.

Складений транзистор (транзистор Дарлінгтона) – це об'єднання двох або більш біполярних транзисторів з метою збільшення коефіцієнта підсилення за струмом.

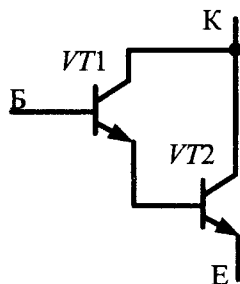


Рисунок 1.69 – Умовна позначка складеного транзистора

Такий транзистор використовується в схемах, що працюють із великими струмами (наприклад, у схемах стабілізаторів напруги, вихідних каскадів підсилювачів потужності), і у вхідних каскадах підсилювачів, якщо необхідно забезпечити великий вхідний імпеданс.

Складений транзистор має три виводи (база, емітер і колектор), які еквівалентні виводам звичайного одиночного транзистора.

Коефіцієнт підсилення за струмом типового складеного транзистора, (іноді помилково названого «супербета»), значно більший ніж у одиночного транзистора. Так для потужних транзисторів (наприклад – КТ825) він досягає 1000, а в малопотужних транзисторів (типу КТ3102 т.ін.) – 50000. Це означає, що невеликого струму бази достатньо для того, щоб складений транзистор відкрився.

У транзисторі Дарлінгтона падіння напруги між базою й емітером у два рази більше від звичайного, а напруга насичення дорівнює принаймні падінню напруги на діоді (тому що потенціал емітера транзистора  $VT1$  повинен перевищувати потенціал емітера транзистора  $VT2$ , на величину падіння напруги на переході база-емітер). Крім того, з'єднані в такий спосіб транзистори поведуться як один транзистор з досить малою швидкодією, тому що транзистор  $VT1$  не може швидко виключити транзистор  $VT2$ .

З урахуванням цієї властивості звичайно між базою й емітером транзистора  $VT2$  включають резистор (рис. 1.70).

Резистор  $R$  запобігає змищенню транзистора  $VT2$  в область провідності за рахунок струмів витоку транзисторів  $VT1$  і  $VT2$ .

Опір резистора вибирають так, щоб струми витоку (вимірювані в наноамперах для малосигнальних транзисторів і в сотнях мікроамперів для потужних транзисторів) створювали на ньому спадання напруги, що не перевищує спадання напруги на діоді, і разом для того, щоб через нього протікав струм, малий у порівнянні з базовим струмом транзистора  $VT2$ .

Зазвичай опір  $R$  становить кілька сотень ом у потужному транзисторі Дарлінгтона й кілька тисяч ом у малосигнальному транзисторі Дарлінгтона.

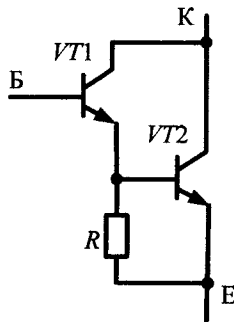


Рисунок 1.70 – Принципова схема складеного транзистора



Промисловість випускає транзистори Дарлінгтона у вигляді закінчених модулів, що включають, як правило, і емітерний резистор.

Прикладом такої стандартної схеми служить потужний *n-p-n*-транзистор Дарлінгтона типу 2N6282, його коефіцієнт підсилення за струмом дорівнює 4000 (типове значення) для колекторного струму 10 А.

### 1.8.10. Диференціальні підсилювачі

Диференціальний підсилювач – це широко відома схема, що використовується для посилення різниці напруг двох вхідних сигналів. В ідеальному випадку вихідний сигнал не залежить від рівня кожного із вхідних сигналів, а визначається тільки їх різницею. Коли рівні сигналів на обох входах змінюються одночасно, то таку зміну вхідного сигналу називають синфазною. Диференціальний або різницевий вхідний сигнал називають ще нормальним або корисним.

Недоліком підсилювача постійного струму (ППС) є «дрейф нуля» – наявність сигналу на виході при його відсутності на вході. Будь-які повільні процеси, пов'язані з коливаннями температури, напруги живлення, змінами параметрів усіх активних і пасивних елементів схеми підсилювача створюють низькочастотні флуктуації практично на всіх елементах схеми, у результаті яких на виході й з'являється якийсь рівень напруги і його, надалі, важко відрізнити від корисного сигналу. На рис. 1.71 показана основна схема диференціального підсилювача (ДП).

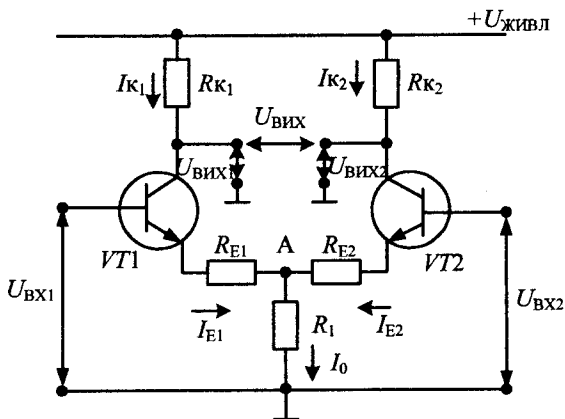


Рисунок 1.71 – Основна схема диференціального підсилювача

Вихідна напруга вимірюється на одному з колекторів щодо потенціалу землі; такий підсилювач називають схемою з однополюсним виходом або різницевим підсилювачем.

Він розповсюджений найбільше широко. Цей підсилювач можна розглядати як пристрій, який підсилює диференціальний сигнал і перетворює його в несиметричний сигнал, з яким можуть працювати звичайні схеми (повторювачі напруги, джерела струму й т. ін.). Якщо ж потрібний диференціальний сигнал, то його знімають між колекторами. У схемі диференціального підсилювача транзистори, працюють в активному режимі і відкриті увесь час.

Струм у колі резистора  $R_1$  повинен бути постійним. Надалі аналіз роботи ДП покаже, що в ланцюзі емітерів доцільніше використовувати не резистор, а генератор стабільного струму (ГСС), у якого дуже великий внутрішній опір. При відсутності вхідного сигналу потенціали колекторів, внаслідок повної симетрії, будуть однакові, і вихідна напруга буде дорівнювати нулю. Якщо струми будуть змінюватися однаково й одночасно в обох гілках схеми, то й у цьому випадку, якщо ДП ідеально симетричний, вихідна напруга буде дорівнювати нулю.

Залежно від характеру вхідного сигналу буде формуватися вихідна напруга. Розрізняють два різні види вхідних сигналів:

1. Синфазний сигнал – на базах обох транзисторів діють дві напруги, однакові за значенням й збіжні за фазою. Потенціали баз транзисторів міняються однаково, що викликає однакові за значенням зміни потенціалів колекторів. Якщо схема ДП абсолютно симетрична ( $R_{k1} = R_{k2}$ ), то напруга на виході ДП дорівнюватиме нулю («дрейф нуля» відсутній). У реальному ДП будь-які зміни температури, напруги живлення, поява перешкод, старіння елементів приводять до появи синфазного сигналу. Тільки при ідеально симетричній схемі ДП зміни напруги на виході в режимі диференціального сигналу не відбудеться при наявності синфазного сигналу, якщо «дрейф нуля» на виході повністю відсутній.

2. Диференціальний сигнал – на бази  $VT1$  і  $VT2$  подаються два однакові за значенням, але протилежні за фазою сигнали

$$U_{ВХ1} = \frac{U_{\text{диф}}}{2}; \quad U_{ВХ2} = \frac{U_{\text{диф}}}{2}.$$

Зростання потенціалу бази одного транзистора супроводжується одночасним зменшенням потенціалу бази іншого.

Таким чином, під впливом вхідного диференціального сигналу базові струми транзисторів одержують збільшення  $\pm \Delta I_B$ : збільшення струму  $I_{B1}$  буде позитивним, а струму  $I_{B2}$  – негативним. Отже, відбуваються зміна струмів колектора й емітера ( $\pm \Delta I_K, \pm \Delta I_E$ ). У результаті відбувається одночасне зростання потенціалу колектора одного транзистора ( $V_{T2}$ ) і зменшення потенціалу колектора іншого транзистора ( $V_{T1}$ ).

У цьому випадку

$$U_{ВХ1} = U_{ЖИВЛ} - (I_{K1} + \Delta I_{K1}) R_{K1} = U_{ЖИВЛ} - (0,5I_0 + \Delta I_{K1}) R_{K1};$$

$$U_{ВХ2} = U_{ЖИВЛ} - (I_{K2} + \Delta I_{K2}) R_{K2} = U_{ЖИВЛ} - (0,5I_0 + \Delta I_{K2}) R_{K2}.$$

Таким чином, сигнали, що діють на входах, можна представити як суму двох сигналів – диференціального й синфазного.

$$U_{ВХ1} = U_{СИНФ} + \frac{U_{ДИФ}}{2}; \quad U_{ВХ2} = U_{СИНФ} - \frac{U_{ДИФ}}{2}.$$

Робочим режимом для ДП є режим диференціального сигналу, і з рівнянь, наведених вище, маємо:

– для диференціального сигналу

$$U_{ДИФ} = U_{ВХ2} - U_{ВХ1};$$

– для синфазного сигналу

$$U_{СИНФ} = \frac{U_{ВХ1} + U_{ВХ2}}{2}.$$

Доти, поки обидва транзистора перебувають в активному режимі, потенціал точки А фіксований. Коефіцієнт підсилення диференціального сигналу можна визначити, як і у випадку підсилювача на одному транзисторі, якщо помітити, що вхідний сигнал виявляється двічі прикладеним до переходу БАЗА – ЕМІТЕР будь-якого транзистора:  $K_{ДИФ} = R_K / 2(r_E + R_E)$ . Опір резистора  $R_E$  звичайно невеликий (100 Ом і менше), а іноді цей резистор взагалі відсутній. Диференціальна напруга звичайно підсилюється в кілька сотень разів.

Для того щоб визначити коефіцієнт підсилення синфазного сигналу, на обидва входи підсилювача потрібно подати однакові сигнали  $U_{ВХ}$ . Через резистор  $R1$  протікають обидва емітерні струми, тоді

$$K_{СИНФ} = -R_K / (2R_1 + R_E).$$

Можна знехтувати опором  $r_E$ , тому що опір резистора  $R_1$  зазвичай вибирають більшим – його значення становить принаймні кілька тисяч ом. В деяких випадках опором  $R_E$  теж можна знехтувати.

Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу показує, у скільки разів коефіцієнт підсилення диференціального сигналу більший від коефіцієнта передачі синфазного сигналу

$$K_{\text{Осл}} = \frac{K_{\text{диф}}}{K_{\text{синф}}}.$$

Гарний диференціальний підсилювач має високий коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу (КОСС). Звичайно КОСС визначають у децибелах. Діапазон зміни синфазного вхідного сигналу задає припустимі рівні напруги, щодо якої повинен змінюватися вхідний сигнал.

Важливою особливістю ДП є той факт, що він підсилює диференціальний (робочий) сигнал, а синфазний послабляє.

Чим глибший негативний зворотний зв'язок (НЗЗ), тем сильніше послабляється синфазний сигнал. Збільшити НЗЗ можна збільшенням опору резистора  $R_1$ .

На жаль, збільшення  $R_1$  не завжди доцільне: збільшується потужність, що розсіюється на ньому, збільшується падіння напруги на емітерах транзисторів, а в інтегральному виконанні схеми ДП ступінь інтеграції інтегральної схеми знижується: активні елементи займають багато місця на кристалі інтегральної схеми.

З урахуванням названих недоліків у сучасних схемах ДП використовують диференціальний опір транзистора  $VT_3$  (рис. 1.72). У межах пологої ділянки вольтамперних характеристик біполярного транзистора більшим змінам напруги відповідають незначні зміни струму, що говорить про великий диференціальний опір транзистора,  $VT_3$ , струм бази якого задається за допомогою резистора  $R_2$ .

Отже, схему на транзисторі  $VT_3$  можна розглядати як генератор струму, опір якого дуже великий. Таким чином, за рахунок опору генератора вдається значно послабити дію синфазного сигналу.

У сучасних схемах ДП в якості навантаження в колекторних колах і джерела струму в емітерних колах використовуються струмові дзеркала. Як приклад схеми ДП з генератором струму у вигляді струмового дзеркала наведена на схема на рис. 1.73.

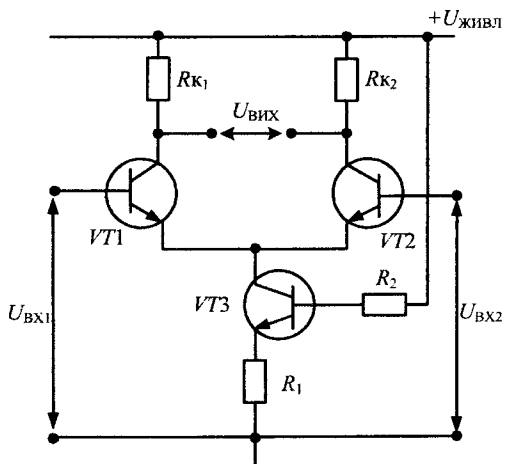


Рисунок 1.72 – Схема диференціального підсилювача з генератором струму

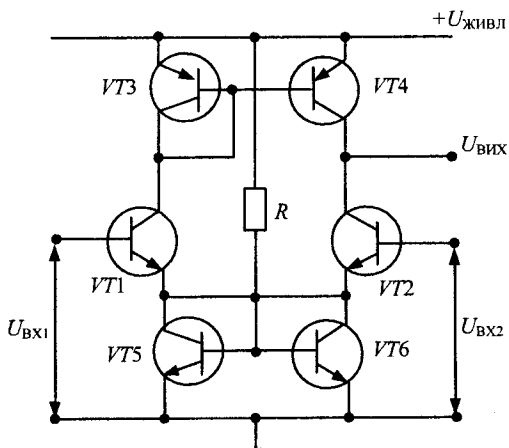


Рисунок 1.73 – Схема ДП з генератором струму у вигляді струмового дзеркала

Диференціальні підсилювачі використовують у тих випадках, коли слабкі сигнали можна втратити на тлі шумів. Прикладами таких сигналів є цифрові сигнали, передані по довгих кабелях (кабель звичайно складається із двох скручених проводів), звукові сигнали (у радіотехніці поняття «балансовий» імпеданс звичайно зв'язують із диференціальним імпедан-

сом 600 Ом), радіочастотні сигнали (двожильний кабель є диференціальним), напруги електрокардіограм, сигнали зчитування інформації з магнітної пам'яті й багато інших.

Диференціальний підсилювач на приймальному кінці відновлює первісний сигнал, якщо синфазні перешкоди не дуже великі.

Диференціальні каскади широко використовують при побудові операційних підсилювачів, які будуть розглянуті нижче. Вони відіграють важливу роль при розробці підсилювачів постійного струму (які підсилюють частоти аж до постійного струму, тобто не використовують для міжкаскадного зв'язку конденсатори): їх симетрична схема по своїй суті пристосована для компенсації температурного дрейфу.

### 1.8.11. Польовий транзистор

Це напівпровідниковий прилад (англ. *field-effect transistor, FET*), у якому струм змінюється в результаті дії електричного поля, створюваного вхідним сигналом, перпендикулярного струму.

Протікання в польовому транзисторі робочого струму обумовлене носіями заряду тільки одного знака (електронами або дірками), тому такі прилади часто включають у більш широкий клас уніполярних електронних приладів (на відміну від біполярних).

Схемне позначення польового транзистора наведено на рис. 1.74.

Польові транзистори мають три електроди: виток – джерело носіїв струму «В», затвор – керуючий електрод «З» і стік – електрод, куди стікають носії «С» (рис. 1.74).

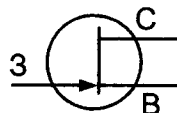


Рисунок 1.74 – Схемне позначення польового транзистора

Польовий транзистор можна включати за однією із трьох основних схем: із загальним витоком (ЗВ), загальним стоком (ЗС) і загальним затвором (ЗЗ) (рис. 1.75).

Схема із загальним витоком (подібно до загального емітера) дозволяє одержати посилення струму й напруги й інвертування фаз напруги при посиленні; має дуже високий вхідний і вихідний опори (рис. 1.75, а);

Схема із загальним стоком (подібно до загального колектора й емітерного повторювача), який може бути названий витоковим повторювачем. Має коефіцієнт підсилення за напругою, що досягає одиниці; вихідна напруга за значенням і фазою повторює вхідну; дуже високий вхідний і низький вихідний опір (рис. 1.75, б);

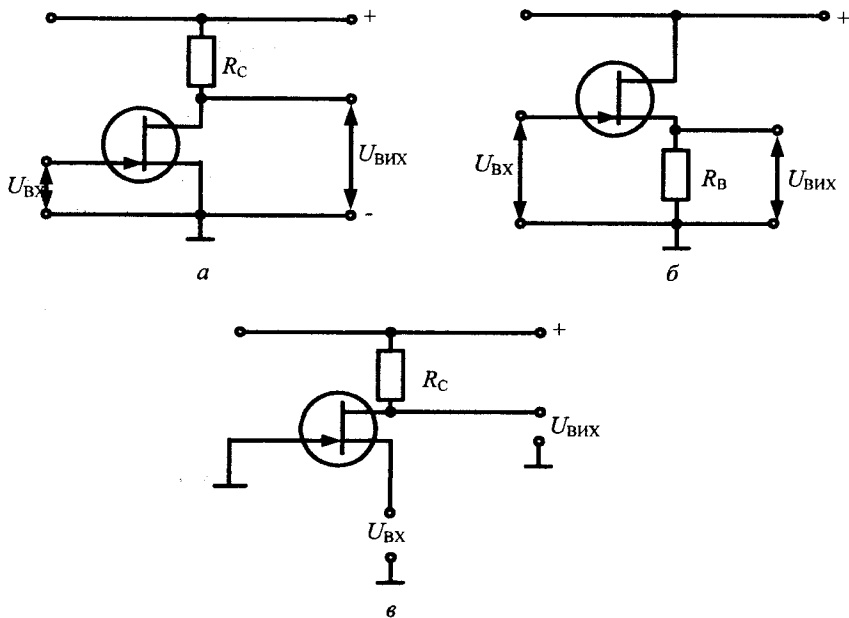


Рисунок 1.75 – Схеми включення польових транзисторів

Схема із загальним затвором (подібно до загальної бази) не дає посилення струму й тому посилення потужності в ній у багато разів менше, ніж у схемі з ЗВ; вхідний опір малий; у підсилювачах не використовуються; застосовується як лінійні ключі і електронні потенціометри (рис. 1.75, в).

Відмінність біполярних транзисторів від польових: практично нескінченний вхідний опір, трохи гірші підсилювальні властивості, кращі температурні характеристики, можливість паралельного включення з метою збільшення струму, небезпека ушкодження статичною напругою.

### Класифікація польових транзисторів

За фізичною структурою й механізмом роботи польові транзистори умовно ділять на 2 групи.

Першу утворюють транзистори з керуючим *p-n*-переходом, або переходом метал – напівпровідник (бар'єр Шоттки), другу – транзистори з керуванням за допомогою ізольованого електрода (затвора), так звані транзистори МДН (метал – діелектрик – напівпровідник).

## Транзистори з керуючим $p-n$ переходом

Польовий транзистор з керуючим  $p-n$ -переходом – це польовий транзистор, затвор якого ізольований (тобто, відділений в електричному відношенні) від каналу  $p-n$ -переходом, зміщеним у зворотному напрямку.

Такий транзистор має два непрямі контакти з областю, по якій проходить керований струм основних носіїв заряду, і один або два керуючих електронно-діркових переходів, зміщених в зворотному напрямку (рис. 1.76).

При зміні зворотної напруги на  $p-n$ -переході змінюється його товщина й, отже, товщина області, по якій проходить керований струм основних носіїв заряду. Область, товщина й поперечний переріз якої керується зовнішньою напругою на керуючому  $p-n$ -переході й по якій проходить керований струм основних носіїв, називають каналом.

Електрод, з якого в канал входять основні носії заряду, називають витком (*Source*). Електрод, через який з каналу йдуть основні носії заряду, називають стоком (*Drain*). Електрод, що служить для регулювання поперечного перерізу каналу, називають затвором (*Gate*).

Електропровідність каналу може бути як  $n$ -, так і  $p$ -типу. Тому за електропровідністю каналу розрізняють польові транзистори з  $n$ -каналом і  $p$ -каналом. Усі полярності напруг зсуву, що подаються на електроди транзисторів з  $n$ - і з  $p$ -каналом, протилежні.

Керування струмом стоку, тобто струмом від зовнішнього потужного джерела живлення в колі навантаження, відбувається зміною зворотної напруги на  $p-n$ -переході затвора (або на двох  $p-n$ -переходах одночасно).

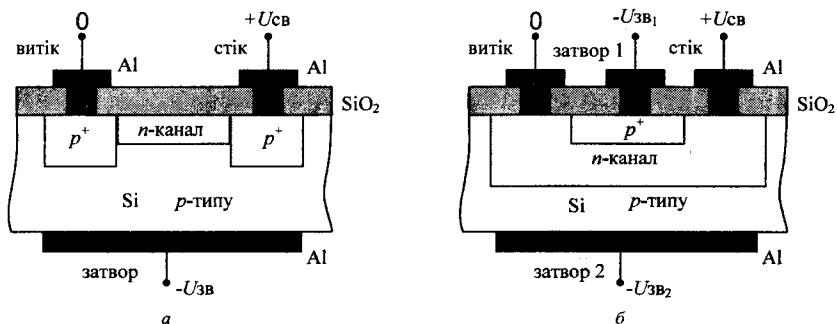


Рисунок 1.76 – Будова польового транзистора з керуючим  $p-n$ -переходом



У зв'язку з малістю зворотних струмів потужність, що необхідна для керування струмом стоку й що споживається від джерела сигналу в колі затвора, виявляється мізерно малою. Тому польовий транзистор може забезпечити посилення електромагнітних коливань як за потужністю, так і за струмом й напругою.

Таким чином, польовий транзистор за принципом дії аналогічний вакуумному тріоду. Витік в польовому транзисторі подібний до катода вакуумного тріода, затвор – до сітки, стік – до анода. Але при цьому польовий транзистор суттєво відрізняється від вакуумного тріода.

По-перше, для роботи польового транзистора не потрібен підігрів катода.

По-друге, кожному з функцій витоку й стоку може виконувати кожний із цих електродів.

По-третє, польові транзистори можуть бути зроблені як з *n*-каналом, так і з *p*-каналом, що дозволяє вдало поєднувати ці два типи польових транзисторів у схемах.

Польовий транзистор відрізняється також від біполярного транзистора.

По-перше, принципом дії: у біполярному транзисторі керування вихідним сигналом проводиться вхідним струмом, а в польовому транзисторі – вхідною напругою або електричним полем.

По-друге, польові транзистори мають значно більший вхідний опір, що пов'язане зі зворотним зсувом *p-n*-переходу затвора в розглянутому типі польових транзисторів.

По-третє, польові транзистори можуть мати низький рівень шуму (особливо на низьких частотах), тому що в польових транзисторах не використовується явище інжекції неосновних носіїв заряду й канал польового транзистора може бути відділений від поверхні напівпровідникового кристала.

Процеси рекомбінації носіїв у *p-n*-переході й у базі біполярного транзистора, а також генераційно-рекомбінаційні процеси на поверхні кристала напівпровідника супроводжуються виникненням низькочастотних шумів.

### **Транзистори з ізольованим затвором (МДН-транзистори)**

Польовий транзистор з ізольованим затвором – це польовий транзистор, затвор якого відділений в електричному відношенні від каналу шаром діелектрика (рис. 1.77).

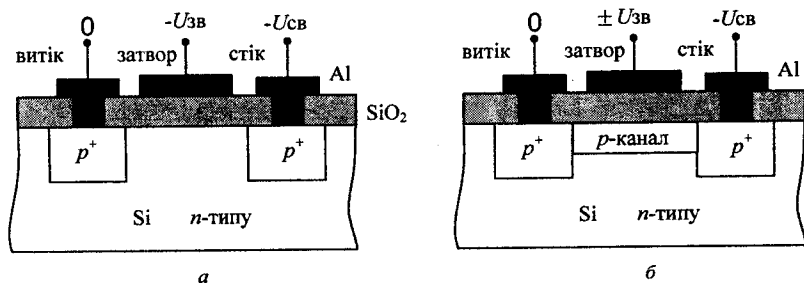


Рисунок 1.77 – Пристрій польового транзистора з ізольованим затвором.

У кристалі напівпровідника з відносно високим питомим опором, який називають підкладкою, створено дві дуже леговані області із протилежним щодо підкладки типом провідності. На ці області нанесені металеві електроди – виток й стік. Відстань між сильно легованими областями витоку й стоку може бути менше мікрона. Поверхня кристала напівпровідника між витком і стоком покрита тонким шаром (порядку 0,1 мкм) діелектрика. Оскільки вихідним напівпровідником для польових транзисторів звичайно є кремній, то як діелектрик використовується шар двоокису кремнію  $\text{SiO}_2$ , вирощений на поверхні кристала кремнію шляхом високо-температурного окиснення. На шар діелектрика нанесений металевий електрод – затвор. Виходить структура, що складається з металу, діелектрика й напівпровідника. Тому польові транзистори з ізольованим затвором часто називають МДН-транзисторами. Вхідний опір МДН-транзисторів може досягати  $10^{10} \dots 10^{14}$  Ом (у польових транзисторів з керуючим *p-n*-переходом  $10^7 \dots 10^9$  Ом), що є перевагою при побудові високоточних пристроїв.

Існують два різновиди МДН – транзисторів: з індукованим каналом та із вбудованим каналом.

У МДН-транзисторів з індукованим каналом (рис. 1.77, а) провідний канал між дуже легованими областями витоку й стоку відсутній і, отже, помітний струм стоку з'являється тільки при певній полярності й при певному значенні напруги на затворі щодо джерела, яке називають граничною напругою ( $U_{зв\text{ пор}}$ ).

У МДН-транзисторів із вбудованим каналом (рис. 1.77, б) у поверхні напівпровідника під затвором при нульовій напрузі на затворі щодо витоку існує інверсний шар – канал, який з'єднує виток зі стоком.

Зображені на рис. 1.77 структури польових транзисторів з ізолюваним затвором мають підкладку з електропровідністю  $n$ -типу. Тому дуже леговані області під витоком і стоком, а також індукований і вбудований канал мають електропровідність  $p$ -типу. Якщо ж аналогічні транзистори створені на підложці з електропровідністю  $p$ -типу, то канал у них буде мати електропровідність  $n$ -типу.

### **МДН – транзистори з індукованим каналом**

При напрузі на затворі щодо витоку, яка дорівнює нулю, і при наявності напруги на стоці, струм стоку виявляється мізерно малим. Він являє собою зворотний струм  $p$ - $n$ -переходу між підкладкою і дуже легованою областю стоку. При негативному потенціалі на затворі (для структури, показаної на рис. 1.77, *a*) у результаті проникнення електричного поля через діелектричний шар напівпровідника при малих напругах на затворі (менших від  $U_{зв\ пор}$ ) на поверхні напівпровідника під затвором виникає збіднений основними носіями шар й область об'ємного заряду, що складається з іонізованих некомпенсованих домішкових атомів. При напругах на затворі, більших від  $U_{зв\ пор}$ , на поверхні напівпровідника під затвором виникає інверсний шар, який і є каналом, що з'єднує виток зі стоком. Товщина й поперечний переріз каналу будуть змінюватися зі зміною напруги на затворі, відповідно буде змінюватися й струм стоку, тобто струм у колі навантаження й щодо потужного джерела живлення. Так відбувається керування струмом стоку в польовому транзисторі з ізолюваним затвором і з індукованим каналом. У зв'язку з тим, що затвор відділений від підкладки діелектричним шаром, струм у колі затвора мізерно малий, мала і потужність, споживана від джерела сигналу в колі затвора й необхідна для керування відносно великим струмом стоку. Таким чином, МДН-транзистор з індукованим каналом може робити посилення електромагнітних коливань за напругою й за потужністю.

Принцип посилення потужності в МДН-транзисторах можна розглядати з погляду передачі носіями заряду енергії постійного електричного поля (енергії джерела живлення у вихідному колі) змінному електричному полю. У МДН-транзисторі до виникнення каналу майже вся напруга джерела живлення в колі стоку падала на напівпровіднику між витоком і стоком, створюючи відносно велику постійну складову напруженості електричного поля. Під дією напруги на затворі в напівпровіднику під затвором виникає канал, по якому від витоку до стоку рухаються носії заряду –

дірки. Дірки, рухаючись у напрямку постійної складової електричного поля, розганяються цим полем і їх енергія збільшується за рахунок енергії джерела живлення, у колі стоку. Одночасно з виникненням каналу й появою в ньому рухливих носіїв заряду зменшується напруга на стоці, тобто миттєве значення змінної складової електричного поля в каналі спрямоване протилежно постійній складовій. Тому дірки гальмуються змінним електричним полем, віддаючи йому частину своєї енергії.

### **Галузі застосування польових транзисторів**

Значна частина вироблених у даний момент польових транзисторів входить до складу КМОН-структур, які будуються з польових транзисторів з каналами різного ( $p$ - і  $n$ -) типу провідності й широко використовуються в цифрових і аналогових інтегральних схемах.

За рахунок того, що польові транзистори управляються полем (величиною напруги прикладеної до затвора), а не струмом, що протікають через базу (як у біполярних транзисторах), польові транзистори споживають значно менше енергії, що особливо актуально в схемах, що чекають і у слідкуючих пристроях, а також у схемах малого споживання й енергозбереження (реалізація сплячих режимів).

Видатні приклади пристроїв, побудованих на польових транзисторах, – наручний кварцовий годинник і пульт дистанційного керування для телевізора. За рахунок застосування КМОН-структур ці пристрої можуть працювати до декількох років, тому що практично не споживають енергії.

Грандіозними темпами розвиваються області застосування потужних польових транзисторів. Їхнє застосування в радіопередавальних пристроях дозволяє одержати підвищену чистоту спектра випромінюваних радіосигналів, зменшити рівень перешкод і підвищити надійність радіопередавачів. У силовій електроніці ключові потужні польові транзистори успішно замінюють і витісняють потужні біполярні транзистори.

У силових перетворювачах вони дозволяють на 1-2 порядки підвищити частоту перетворення й різко зменшити габарити й масу енергетичних перетворювачів. У пристроях великої потужності використовуються біполярні транзистори з польовим керуванням (*IGBT*) тиристори.

У підсилювачах потужності звукових частот вищого класу HiFi і HiEnd потужні польові транзистори успішно замінюють потужні електронні лампи, тому що мають малі нелінійні й динамічні викривлення.

ВАХ польового транзистора наведено на рис. 1.78.

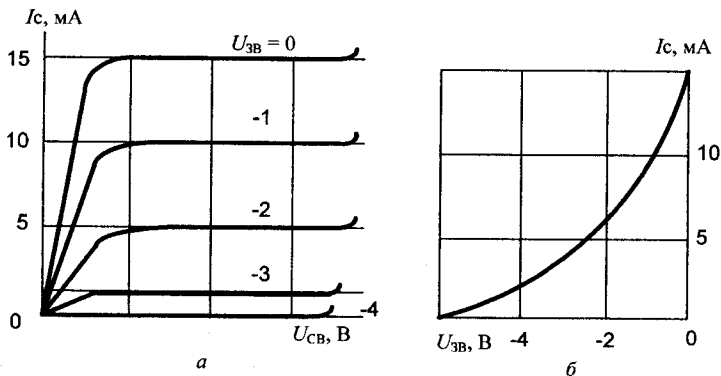


Рисунок 1.78 – Вихідні (а) і передатна (б) вольтамперні характеристики польового транзистора

Тут залежності струму стоку  $I_C$  від напруги  $U_{CB}$  при постійній нарузі на затворі  $U_{ЗВ}$  визначають вихідні, або стокові, характеристики польового транзистора (рис. 1.78, а).

На початковій ділянці характеристик струм стоку зростає зі збільшенням  $U_{CB}$ . При підвищенні напруги стік – виток до  $U_{CB} = U_{ЗАП} - U_{ЗВ}$  відбувається перекриття каналу, й подальше зростання струму  $I_C$  припиняється (ділянка насичення).

Негативна напруга  $U_{ЗВ}$  між затвором і витком приводить до менших значень напруги  $U_{CB}$  й струму  $I_C$ , при яких відбувається перекриття каналу.

Подальше збільшення напруги  $U_{CB}$  приводить до пробію  $p$ - $n$ -переходу між затвором і каналом і виводить транзистор з ладу. За допомогою вихідних характеристик може бути побудована передатна характеристика транзистора  $I_C = f(U_{ЗВ})$  (рис. 1.78, б).

На ділянці насичення вона практично не залежить від напруги  $U_{CB}$ . З неї видно, що за відсутності вхідної напруги (затвор – стік) канал має певну провідність і пропускає струм, називаний початковим струмом стоку  $I_{C0}$ .

Щоб практично «замкнути» канал, необхідно прикласти до входу напругу відсічення  $U_{ВІДС}$ . Вхідна характеристика польового транзистора – залежність струму витoku затвора  $I_3$  від напруги затвор – виток – звичайно не використовується, тому що при  $U_{ЗВ} < 0$   $p$ - $n$ -перехід між затвором і ка-

налом закритий і струм затвора дуже малий ( $I_3 = 10^{-8} \dots 10^{-9}$  А), тому в багатьох випадках ним можна знехтувати.

### **Головні переваги польових транзисторів**

1. Завдяки дуже високому входньому опору, коло польових транзисторів витрачає вкрай мало енергії, тому що практично не споживає входнього струму.

2. Посилення за струмом в польових транзисторів набагато більше, ніж у біполярних.

3. Значно вищі завадостійкість і надійність роботи, оскільки через відсутність струму через затвор транзистора керуюче коло з боку затвора ізольоване від вихідного кола з боку стоку й витоку.

4. У польових транзисторів на порядок вища швидкість переходу між станами провідності й непровідності струму. Тому вони можуть працювати на більш високих частотах, ніж біполярні.

### **Головні недоліки польових транзисторів**

1. Структура польових транзисторів починає руйнуватися при меншій температурі (150 °С), ніж структура біполярних транзисторів (200 °С).

2. Незважаючи на те, що польові транзистори споживають набагато менше енергії, у порівнянні з біполярними транзисторами, при роботі на високих частотах ситуація кардинально змінюється. На частотах, що вище, ніж 1,5 ГГц, споживання енергії в МОН-транзисторах починає зростати по експоненті. Тому швидкість процесорів перестала так стрімко зростати, і їхні виробники перейшли на стратегію «багатоядерності».

3. При виготовленні потужних МОН-транзисторів, у їхній структурі виникає «паразитний» біполярний транзистор. Для того щоб нейтралізувати його вплив, підкладку закорочують із витоком. Це еквівалентно закорочуванню бази й емітера паразитного транзистора. В результаті напруга між базою й емітером біполярного транзистора ніколи на досягне необхідної, щоб він відкрився і *p-n*-перехід усередині приладу почав проводити необхідно близько 0,6 В).

Однак при швидкому стрибку напруги між стоком і витоком польового транзистора, паразитний транзистор може випадково відкритися у результаті чого уся схема може вийти з ладу.

4. Найважливішим недоліком польових транзисторів є їхня чутливість до статичної електрики. Оскільки ізоляційний шар діелектрика на затворі надзвичайно тонкий, то іноді навіть невисокої напруги буває досить, щоб

його зруйнувати. А розряди статичної електрики, присутньої практично в кожному середовищі, можуть досягати кілька тисяч вольтів. Тому зовнішні корпуси польових транзисторів намагаються створювати таким чином, щоб мінімізувати можливість виникнення небажаної напруги між електродами приладу. Одним з таких методів є закорочування витоку з підкладкою і їх заземлення. Також у деяких моделях використовують спеціально вбудований діод між стоком і витокком. При роботі з інтегральними схемами (чипами), що будуються переважно з польових транзисторів, бажано використовувати заземлені антистатичні браслети. При транспортуванні інтегральних схем використовують вакуумні антистатичні впакування.

Умовні графічні позначення польових транзисторів з ізольованим затвором наведено на рис. 1.79.

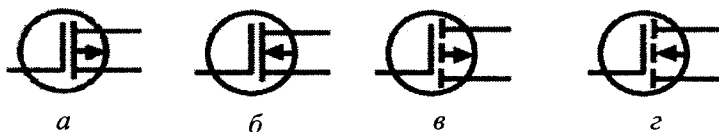


Рисунок 1.79 – Умовні графічні позначення польових транзисторів з ізольованим затвором:

*a* – із вбудованим *p*-каналом; *b* – із вбудованим *n*-каналом  
*v* – з індукованим *p*-каналом; *z* – з індукованим *n*-каналом

### 1.8.12. Підсилювачі потужності

Підсилювачі потужності (ПП) призначені для передачі великих потужностей сигналу без викривлень у низькоомне навантаження. Звичайно вони є вихідними каскадами багатокаскадних підсилювачів.

Основним завданням ПП є виділення в навантаженні якомога більшої потужності сигналу; посилення напруги в ньому є другорядним завданням.

Основними показниками підсилювача потужності є:

- \* корисна потужність, що віддається в навантаження ( $P$ );
- \* коефіцієнт корисної дії (ККД);
- \* коефіцієнт нелінійних викривлень ( $K_{\Gamma}$ ) і смуга пропускання АЧХ.

Основними завданнями при проектуванні ПП є:

- забезпечення режиму узгодження вихідного опору ПП з навантаженням з метою передачі в навантаження максимальної потужності;

- досягнення мінімальних нелінійних викривлень сигналу;
- одержання максимального ККД.

ПП класифікуються таким чином:

- ◆ за способом посилення – на однокатні й двокатні;
- ◆ способом узгодження – на трансформаторні й безтрансформаторні;
- ◆ режимом посилення – на класи А, В, АВ, С, D.

Як методи проектування можуть застосовуватися:

- графоаналітичні (побудова ДХ і т. д.);
- за усередненими параметрами.

Оскільки вихідний каскад підсилювача потужності працює з великими амплітудами сигналів, то при його аналізі, внаслідок нелінійності ВАХ транзисторів, користуватися малосигнальною еквівалентною схемою недоцільно. Звичайно в підсилювачах потужності використовують графічний (або графоаналітичний) метод розрахунків за вхідними і вихідними характеристиками.

### Режим класу А

При цьому режимі роботи вибір робочої точки спокою проводиться таким чином, щоб вхідний сигнал повністю містився на лінійній ділянці вхідної ВАХ транзистора, а значення  $I_{B0}$  розташовувалося на середині цієї лінійної ділянки. На вихідній ВАХ транзистора в режимі класу А робоча точка ( $I_{K0}$ ,  $U_{K0}$ ) розташовується на середині навантажувальної прямої так, щоб амплітудні значення сигналів не виходили за ті межі навантажувальної прямої, де зміни струму колектора прямо пропорційні змінам струму бази. Оскільки режим А характерний роботою транзисторів на майже лінійних ділянках своїх ВАХ, то ПП у цьому режимі буде мати мінімальні нелінійні викривлення (звичайно  $K_T \leq 1\%$ ).

При роботі в режимі класу А транзистор увесь час перебуває у відкритому стані, а отже, кут відсічення (половина часу за період, протягом якого транзистор відкритий) становить  $\varphi_{\text{відс}} = 180^\circ$ .

Споживання потужності джерела живлення відбувається в будь-який момент, тому каскади, що працюють у режимі класу А, характеризуються невисоким ККД (в ідеалі – 50 %, реально – 35...45 %). Режим посилення класу А в ПП застосовується в тих випадках, коли необхідні мінімальні нелінійні викривлення, а потужність і ККД не мають вирішального значення.

Потужніші варіанти вихідних каскадів працюють у режимі класу В, що характеризується  $\varphi_{\text{відс}} = 90^\circ$  (рис. 1.80).



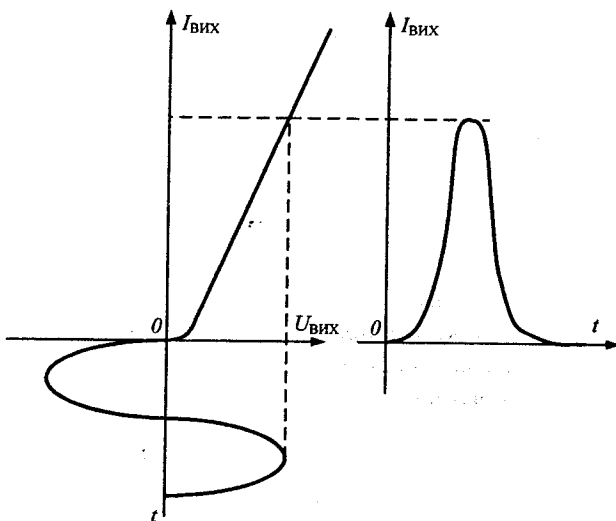


Рисунок 1.80 – Робота в режимі класу В

У режимі спокою транзистор закритий і не споживає потужності від джерела живлення, а відкривається тільки протягом половини періоду вхідного сигналу. Відносно невелика споживана потужність дозволяє одержати в ПП класу В значення ККД до 70 %. Режим класу В звичайно застосовується у двотактних ПП. Основний недолік ПП класу В – великий рівень нелінійних викривлень ( $K_{\Gamma} \leq 10\%$ ).

Режим класу АВ займає проміжне значення між режимами класу А і В та застосовується у двотактних ПП. У режимі спокою через транзистор протікає невеликий струм спокою  $I_{K0}$  (рис. 1.81), що виводить основну частину робочої півхвилі вхідного гармонійного сигналу на ділянку ВАХ з відносно малою нелінійністю.

Кут відсічення в режимі класу АВ досягає  $120\dots 130^\circ$ , ККД а нелінійні викривлення – середні між значеннями для режимів класів А та В.

У режимі класу С транзистор закритий зсувом  $U_{зсув}$  (рис. 1.82),  $\varphi_{відс} = 90^\circ$ , тому ПП класу С більш економічні, на відміну від ПП класу В.

Однак у режимі класу С великі нелінійні викривлення, тому клас С застосовується, в основному у генераторах і резонансних підсилювачах, де вищі гармонійні складові відфільтровуються резонансним контуром у колі навантаження.

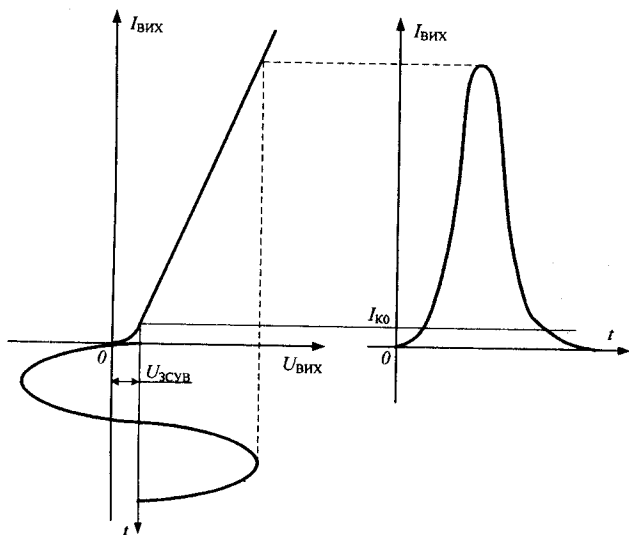


Рисунок 1.81 – Режим класу АВ

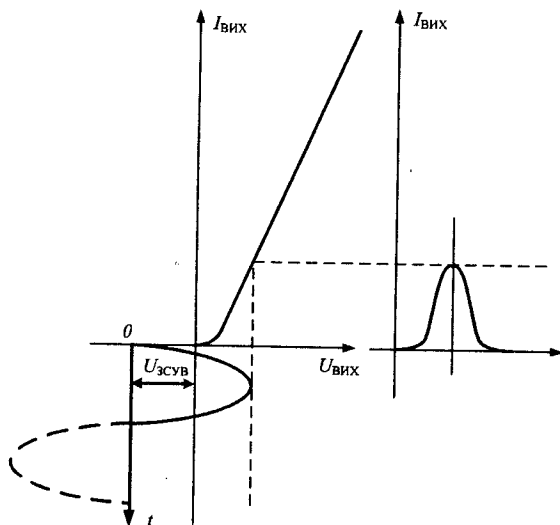


Рисунок 1.82 – Режим класу С

У потужних підсилювачах-перетворювачах знаходить застосування режим класу D або ключовий режим роботи підсилювальних елементів. Даний режим, у комбінації із широтно-імпульсною модуляцією, дозволяє застосовувати потужні економічні ПП, у тому числі і для систем звукової трансляції. Таким чином, активний елемент у ПП може працювати як без відсічення струму (клас А), так і з відсіченням (класи АВ, В, С, D). Клас посилення задається положенням робочої точки в режимі спокою.

Як вихідний каскад ПП, що підключається до виходів фазоінверсного каскаду попереднього посилення (ФІ), може використовуватися каскад, один з різновидів якого наведено на рис. 1.83.

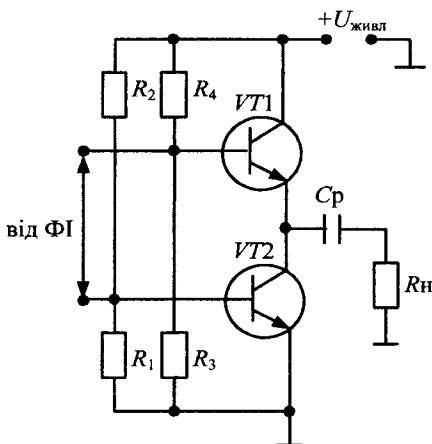


Рисунок 1.83 – Вихідний каскад ПП з ФІ

У даному каскаді можливе використання режимів класів В, АВ, С. До переваг каскаду слід віднести можливість використання потужних транзисторів одного типу провідності. При використанні двополярного джерела живлення можливе безпосереднє підключення навантаження, що дозволяє обійтися без розділового конденсатора  $C_p$  на виході, який звичайно має велику ємність і габарити й, отже, важко реалізується у мікровиконанні.

Набагато кращими параметрами мають двотактні безтрансформаторні ПП, виконані на комплементарних транзисторах. Такі ПП прийнято називати *бустерами*. Розрізняють бустери напруги й струму. Оскільки поси-

лення напруги звичайно здійснюється попередніми каскадами багатокаскадного підсилювача, а навантаження ПП, як правило, низкоомне, то найбільшого поширення набули вихідні каскади у вигляді бустера струму.

На рис. 1.84 наведено схему найпростішого варіанта бустера струму класу В на комплементарних транзисторах і двополярному живленні.

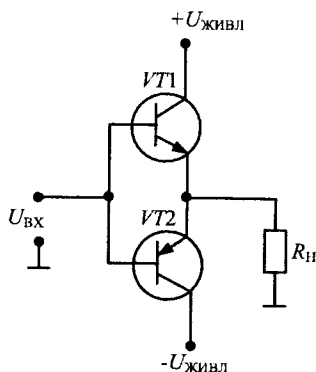


Рисунок 1.84 – Струмівий бустер класу В

При подачі на вхід бустера позитивної півхвилі вхідного гармонійного сигналу відкривається транзистор  $VT1$  і через навантаження потече струм певного напрямку. При подачі на вхід бустера негативної півхвилі вхідного гармонійного сигналу відкривається транзистор  $VT2$  і через навантаження потече струм у протилежному напрямку. Таким чином, на  $R_n$  буде формуватися вихідний сигнал. Включення транзисторів із загальним колектором дозволяє одержати малий вихідний опір, що необхідно для узгодження з низкоомним навантаженням для передачі в нього максимальної вихідної потужності. Великий вхідний опір дозволяє добре погодити каскад з попереднім підсилювачем напруги. За рахунок 100%-го послідовного негативного зворотного зв'язку з напруги коефіцієнт посилення дорівнює значення  $K_0 \approx 1$ .

Завдяки використанню двополярного джерела живлення з'являється можливість застосувати гальванічний зв'язок каскаду з навантаженням, що уможливує застосування струмових бустерів у підсилювачах постійного струму. Крім того, ця обставина досить сприятлива при реалізації бустера

у вигляді інтегральної мікросхеми. Істотним недоліком розглянутого бустера є великі нелінійні викривлення ( $K_T > 10\%$ ), що й обмежує його практичне використання. Вільним від цього недоліку є струмовий бустер класу АВ, схему якого наведено на рис. 1.85.

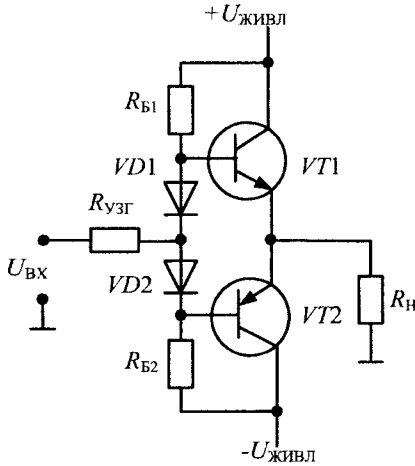


Рисунок 1.85 – Струмовий бустер класу АВ

Початкові струми спокою баз транзисторів тут задаються за допомогою резисторів  $R_{Б1}$  і  $R_{Б2}$ , а також діодів  $VD1$  і  $VD2$ .

При інтегральному виконанні в якості діодів використовуються транзистори в діодному включенні. В кремнієвих інтегральних мікросхемах за допомогою діодів здійснюється параметрична термостабілізація. Опір  $R_{узг}$  уводиться для кращого узгодження з попереднім каскадом підсилювача.

При позитивній півхвилі вхідного гармонійного сигналу діод  $VD1$  підзапирається й на базі  $VT1$  буде «відслідковуватися» вхідний потенціал, що приведе до його відмикання й до формування на опорі навантаження позитивної півхвилі вихідного гармонійного сигналу. При негативній півхвилі вхідного гармонійного сигналу працює  $VD2$  і  $VT2$ , і на навантаженні формується негативна півхвиля вихідного гармонійного сигналу.

## Контрольні запитання та завдання

1. Дайте визначення електричного струму, напрузі й опору. Поясніте ці поняття?
2. Поясніть аналітичні співвідношення, що описують послідовне й паралельне з'єднання резисторів?
3. Як визначається коефіцієнт перетворення для резистивного подільника напруги?
4. На підставі чого виконується еквівалентне перетворення електричних схем?
5. Як порівняти амплітуди двох сигналів?
6. Що уявляє собою конденсатор, як елемент електричної схеми?
7. Поясніть аналітичні співвідношення, що описують послідовне й паралельне з'єднання конденсаторів?
8. Яку форму має вихідний сигнал RC-кола при прямокутному вхідному сигналі?
9. Поясніть роботу інтегруючого та диференціюючого RC-кола?
10. Як себе поведуть RC-кола при синусоїдальному вхідному сигналі?
11. Розкажіть, як утворюються АЧХ та ФЧХ інтегруючого та диференціюючого RC-кола?
12. Як утворюється електронно-дірковий р-n перехід?
13. Поясніть роботу р-n переходу при прямому та зворотному включенні?
14. Які напівпровідникові прилади відносяться до без перехідних?
15. Поясніть принцип дії напівпровідникових діодів?
16. Яким чином будується вольт-амперна характеристика діода?
17. Поясніть принцип роботи схеми однопівперіодного випрямляча напруги?
18. Поясніть принцип роботи схеми двопівперіодного випрямляча напруги?
19. Що уявляє собою стабілітрон?
20. Яким чином будується вольт-амперна характеристика стабілітрона?
21. Поясніть принцип роботи тунельного діода?
22. Основні переваги та недоліки діодів Шоттки?
23. Чим відрізняються світло діод від фотодіода?
24. Сфери застосування оптронних пар?

25. Що уявляє собою біполярний транзистор?
26. Виводи транзистора з погляду омметра?
27. Розкажіть, як будуються вхідні та вихідні характеристики схеми із загальним емітером?
28. Які Ви знаєте схеми включення біполярних транзисторів?
29. Назвіть чотири правила, по яких здійснює свою роботу *n-p-n*-транзистор.
30. Яким чином реалізовано зсув у емітерному повторювачі?
31. Що уявляє собою транзисторне джерело струму, та яким чином воно працює?
32. Поясніть принцип роботи підсилювача із загальним емітером?
33. Для яких задач використовується струмове дзеркало?
34. Як працює складений транзистор Дарлінгтона?
35. Поясніть роботу схеми диференціального підсилювача?
36. Що уявляє собою польовий транзистор?
37. Які Ви знаєте схеми включення польових транзисторів?
38. Чим відрізняються транзистори з керуючим *p-n*-переходом від транзисторів з ізольованим затвором?
39. Які Ви знаєте галузі застосування польових транзисторів?
40. Прокоментуйте переваги польових транзисторів?
41. Назвіть основні показники підсилювача потужності?
42. Поясніть роботу підсилювача потужності у режимі класу А?
43. Поясніть роботу підсилювача потужності у режимі класу В?
44. Поясніть роботу підсилювача потужності у режимі класу АВ?
45. Чим відрізняються режими роботи підсилювача потужності?

# ОСНОВИ АНАЛОГОВОЇ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

### 2.1. Операційні підсилювачі. Загальні відомості

Широке застосування засобів обчислювальної техніки – мікропроцесорів різної архітектури і призначення (*RISC, DSP, PIC*), мікроконтролерів (*AVR, PIC, Atmel*), однокристальних МІКРОЕОМ і персональних комп'ютерів – при вирішенні завдань вимірювання і управління привело до впровадження в техніку вимірювань різноманітних методів цифрової обробки сигналів.

За допомогою програмних засобів отримані такі результати, які раніше були досяжні тільки складними апаратними засобами. Не дивлячись на це, хороше знання аналогової електроніки також має велике значення, оскільки з розвитком і широким впровадженням систем цифрової обробки підвищуються вимоги до якості вхідних і вихідних аналогових сигналів.

Проте при проектуванні різних вимірювальних пристроїв, як правило, виникає необхідність в посиленні сигналів до рівня, що визначається вимогами подальших перетворювачів (АЦП, комутатори, фільтри і таке інше), в генеруванні сигналів різної форми і у перетворенні сигналів (детектування, інтегрування, обмеження, фільтрація, функціональні перетворення). Всі ці завдання можна вирішити за допомогою операційного підсилювача, який є універсальним засобом побудови пристроїв аналогової техніки.

Доповнюючи операційний підсилювач резисторами, конденсаторами, діодами, транзисторами, можна розв'язати практично будь-яку задачу перетворення аналогових сигналів. Застосовуючи різні схемні рішення і спеціалізовані мікросхеми на ОП, можна, при грамотному виборі типу ОП і номінальних значень дискретних елементів, забезпечити високу точність перетворення сигналів.

Слід зазначити, що похибки схем на ОП в соті і тисячні долі відсотка не є фантастикою і можуть бути забезпечені в реальних пристроях. Природно, що всі етапи проектування пристрою, при цьому, повинні бути спрямовані на виконання необхідних функцій із заданою точністю.



Свою назву операційні підсилювачі (ОП) отримали через те, що спочатку вони застосовувалися в аналогових обчислювальних машинах для виконання математичних операцій складання, віднімання, множення, ділення, інтегрування та інших операцій з сигналами.

Перший ламповий ОП *K2W* (рис. 2.1, *a*) був розроблений Л. Джулі (США) в 1942 році.

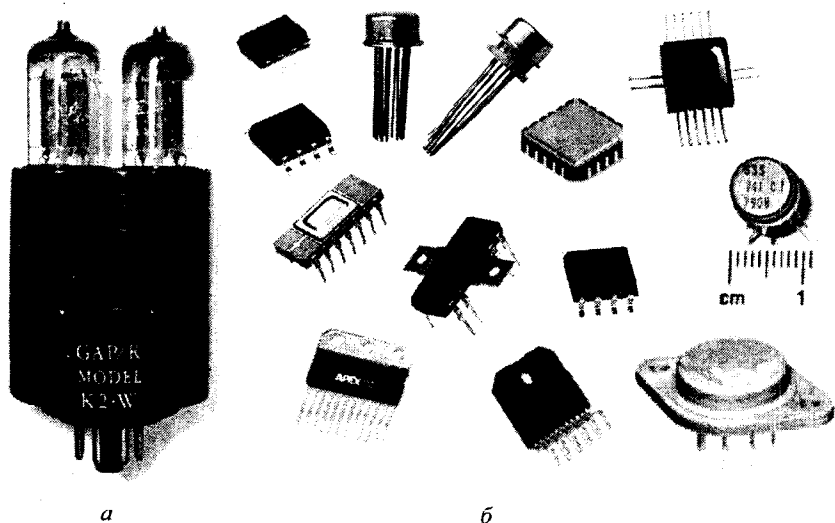


Рисунок 2.1 – Конструкції операційних підсилювачів:  
*a* – ламповий; *б* – в інтегральному виконанні

Він містив два подвійні електровакуумні тріоди. Перші ОП були громіздкими і дорогими пристроями. Із заміною ламп транзисторами операційні підсилювачі стали меншими, дешевшими, надійнішими, і сфера їх застосування розширилася. Перші операційні підсилювачі на транзисторах з'явилися у продажу в 1959 році. Р. Малтер (США) розробив ОП *P2*, що містив сім германієвих транзисторів і варикапний місток. Вимоги до збільшення надійності, поліпшення характеристик, зниження вартості і розмірів сприяли розвитку інтегральних мікросхем, які були винайдені в лабораторії фірми *Texas Instruments* (США) в 1958 р.

Перший інтегральний ОП  $\mu A702$ , що мав ринковий успіх, був розроблений Р. Уїдларом (США) в 1963 році. Операційні підсилювачі випускаються в малогабаритних корпусах і дуже дешеві, що сприяє їх масовому розповсюдженню (рис. 2.1, б).

Інтегральні ОП успадкували колишню назву від своїх попередників і дуже широко поширені в аналоговій схемотехніці. В даний час ОП виконуються, як правило, у вигляді монолітних інтегральних мікросхем і за своїми розмірами і ціною практично не відрізняються від окремо узятото транзистора. Завдяки практично ідеальним характеристикам операційних підсилювачів, реалізація різних схем на їх основі виявляється значно простішою та більш якісною, ніж на окремих транзисторах.

В даний час розробник має можливість використовувати при проектуванні ОП від кращих світових виробників, таких, як *Analog Devices*, *Advanced Micro Devices*, *Fujitsu*, *Harris Semiconductor*, *Hitachi*, *Intersil Inc.*, *Siliconix Inc.*, *Nacional Semiconductor Corp.*, *Linear Technology Corp.*, *Maxim*, *Tesla*, *Intel*, *Motorola*, *Precision Monolithic Inc.*, *Signetics*, *Thomson* та ін.

Ряд фірм випускає ідентичні ОП, але зі своїм внутрішньофірмовим позначенням. Логотипи основних фірм наведені в Додатку Ж.

Термін «операційний підсилювач» відноситься до підсилювача постійного струму з великим коефіцієнтом посилення, з низькими значеннями напруги зсуву нуля і вхідних струмів, що має диференціальний вхід і несиметричний вихід. Напруга вихідного сигналу  $U_{\text{вих}}$  більша від диференціального вхідного сигналу між двома входами у число разів, що дорівнює коефіцієнту підсилення диференціального сигналу  $K_{\text{оп}}$ .

ОП характеризується високим вхідним і низьким вихідним опором, великим коефіцієнтом посилення і рядом інших характеристик, які роблять його придатним для різних застосувань. Ідеальний операційний підсилювач – це джерело напруги, кероване напругою.

Велике значення коефіцієнта підсилення ОП не дозволяє застосовувати його без негативного зворотного зв'язку, який забезпечує підвищення стабільності, точності, лінійності ОП і який формує його частотні властивості.

Технологічно ОП виконуються або за біполярною, або за суміщеною біполярно-польовою технологією. Польові транзистори з *p-n*-переходом або МОН-типу використовуються на вході ОП, коли необхідно забезпечити високий вхідний опір і малі вхідні струми зсуву. В даний час номенклатура ОП налічує сотні найменувань.

За розмірами і ціною вони практично не відрізняються від окремого транзистора. В той же час, перетворення сигналу схемою на ОП майже виключно визначається властивостями кіл зворотних зв'язків підсилювача і відрізняється високою стабільністю і відтворюваністю. Крім того, завдяки практично ідеальним характеристикам ОП, реалізація різних електронних схем на їх основі виявляється значно простішою, ніж на окремих транзисторах. Тому операційні підсилювачі майже повністю витіснили окремі транзистори як елементи схем («цеглинки») в багатьох застосуваннях аналогової схемотехніки.

## 2.2. Класифікація операційних підсилювачів (ОП)

В даній час у світі виготовляються сотні найменувань інтегральних ОП. Все це різноманіття можна розділити на групи, об'єднані загальною технологією і схемотехнікою, статичними, динамічними або експлуатаційними характеристиками, причому ці групи можуть перетинатися, тобто включати загальні елементи.

З погляду внутрішньої схемотехніки операційні підсилювачі можна розділити на біполярні, біполярно-польові і КМОП (на комплементарних польових транзисторах з ізольованим затвором). У біполярно-польових ОП польові транзистори з керуючим *p-n*-переходом або МОН-транзистори зазвичай використовуються як вхідні в диференціальному вхідному каскаді. За рахунок цього досягається високий вхідний опір і малі вхідні струми.

Залежно від поєднання основних характеристик всі ОП можуть бути розділені на такі групи:

- 1) прецизійні (оптимізовані за статичними параметрами і мають високі точнісні показники) – для застосування в контрольно-вимірювальній апаратурі;
- 2) швидкодіючі (оптимізовані за динамічними параметрами і мають високі характеристики щодо швидкодії) – для застосування в широкосмугових схемах з високою швидкістю наростання вихідної напруги і малим часом встановлення;
- 3) універсальні або середньої точності (загального призначення);
- 4) мікропотужні – для застосування в переносній апаратурі;
- 5) програмовані – для застосування в пристроях з вбудованим мікроконтролером;
- 6) малошумні (для посилення сигналів низького рівня);

- 7) багатоканальні (здвоєні, строєні, чотириканальні);
- 8) потужні (з великою потужністю розсіювання і вихідним струмом);
- 9) електрометричні (з вхідним струмом до  $10^{-14}$  А);
- 10) низьковольтні (напруга живлення від 1,5 В);
- 11) високовольтні (вхідна і вихідна напруга до 200 В);
- 12) аудіо підсилювачі (з малими нелінійними спотвореннями).

Велика частина номенклатури ОП відноситься до підсилювачів загального призначення. Це дешеві підсилювачі середньої швидкодії, невисокої точності і малої вихідної потужності. Звичайні параметри:  $K_{\text{оп}} = 25000-200000$ ;  $U_{\text{зс}} = (0,1-20)$  мВ;  $f_1 = (0,1-10)$  МГц. Типові приклади: 140УД6, 140УД8, 153УД6, LF411.

Швидкодійні підсилювачі при середніх точнісних параметрах мають високі динамічні характеристики:  $f_1 = 20-1000$  МГц; швидкість наростання вихідної напруги  $v_{L_{\text{вих}}} = 10-1000$  В/мкс). Швидкодію ОП обмежують дві обставини.

По-перше, до складу вхідного диференціального підсилювача входять *p-n-p*-транзистори, відносно низькочастотні через меншу рухливість дірок у порівнянні з вільними електронами.

По-друге, швидкість наростання обмежена швидкістю заряду конденсатора  $C_K$ , що коректує частотну характеристику.

Вплив першого чинника усувають, використовуючи у вхідному каскаді більш швидкодійні *p*-каналні польові транзистори. Збільшити швидкість заряду  $C_K$  можна, або збільшивши струм диференціального каскаду, або зменшивши ємність  $C_K$ . У першому випадку збільшується струм споживання ОП, а в другому погіршується стійкість.

Підвищити стійкість можна, вводячи додаткові фазовипереджальні ланки безпосередньо в схему підсилювача або поза ним. Як наслідок, швидкодійні ОП стають схильними до нестійкості. Типові приклади: 140УД10, 574УД3, 154УД4, ОРА634.

Прецизійні підсилювачі мають високий диференціальний коефіцієнт підсилення за напругою, малу напругу зсуву нуля і малий вхідний струм зазвичай при низькій або середній швидкодії.

Збільшення  $K_{\text{оп}}$  можливе шляхом удосконалення каскадів посилення за напругою або застосування трикаскадної схеми (наприклад, 551УД1), що ускладнює частотну корекцію.

Радикально зменшити зсув нуля дозволяє застосування модуляції-демодуляції (МДМ-структура), або періодична компенсація дрейфу (пере-

ривання). Типові приклади: 140УД26, МАХ400, ОРА227 (без переривання), ICL7652, 140УД24, МАХ430 (з перериванням).

Мікропотужні підсилювачі використовуються в приладах, які одержують живлення від гальванічних або акумуляторних батарей. Ці підсилювачі споживають дуже малий струм від джерел живлення (наприклад, ОП МАХ406 споживає струм не більше 1,2 мкА). Всі інші параметри (особливо швидкодія) у них зазвичай невисокі.

Для того щоб дати можливість проектувальникові знайти компроміс між малим споживанням і низькою швидкістю, деякі моделі мікропотужних ОП виконують програмованими.

Програмований ОП має спеціальний вивід, який через зовнішній резистор з'єднується із загальною точкою або джерелом живлення певної полярності. Опір резистора задає струм системи струмових дзеркал підсилювача, які виконують функції генераторів стабільного струму і динамічного навантаження каскадів підсилювача. Зменшення цього резистора приводить до збільшення швидкодії ОП і збільшення споживаного струму. Збільшення – до зворотного результату. Типові приклади: 140УД12, 1407УД2, ОР22.

Звичайна величина струму споживання для мікропотужних і програмованих ОП – десятки мікроампер. Мікропотужні ОП, як правило, допускають живлення від вельми низької напруги. Наприклад, ОП типу МАХ480 допускає роботу від джерел з напругою від  $+/-0,8$  до  $+/-18$  В при струмі споживання не більше ніж 15 мкА.

Щоб забезпечити можливість роботи ОП як з позитивними, так і з негативними сигналами, для живлення підсилювачів використовуються, як правило, двополярні (розщеплені) джерела напруги (зазвичай  $\pm 6$ ;  $\pm 12$ ;  $\pm 15$  В, іноді  $\pm 18$  В), хоча існують підсилювачі, що працюють в широкому діапазоні напруги живлення (від  $\pm 1,5$  до  $\pm 30$  В).

У ряді випадків для живлення ОП використовується несиметричне живлення, наприклад  $+12$  та  $-6$  В, або навіть однополярне живлення, наприклад  $+30$  В і земля.

Якщо джерело сигналу однополярне (наприклад, фотодіод), доцільно використовувати операційний підсилювач з однополярним живленням. Це дозволить жити підсилювач від однієї батареї або навіть елемента, наприклад, від літєвого елемента напругою 3 В.

Основна вимога, що висувається до ОП з однополярним живленням, така: діапазон вхідного синфазного сигналу повинен простиратися нижче

за напругу живлення (зазвичай прив'язаного до потенціалу землі), а розмах вихідної напруги повинен бути обмежений знизу потенціалом землі.

Існують підсилювачі, діапазони вхідної і вихідної напруги яких майже досягають і верхньої і нижньої меж живлення (так звані *rail-to-rail*, вхід і вихід), причому вхідна напруга може навіть заходити за ці межі.

Типові приклади: *MAX495*, який споживає від однополярного джерела струм 150 мкА; *LMV321*, що споживає від джерела 1,8 В струм 145 мкА.

Ряд фірм випускають багатоканальні підсилювачі. Це мікросхеми, що мають на одному кристалі два, три або чотири однотипних ОП.

Наприклад, ІМС типу 140УД20 має в своєму складі два ОП 140УД7. Мікросхеми *MAX406/407/409* і *OPA227/2227/4227* включають, відповідно один, два і чотири однотипні підсилювачі.

Більшість типів ОП розраховані на напругу живлення  $\pm 15$  В. Деякі допускають живлення від джерел аж до  $\pm 22$  В. Цього недостатньо для управління, наприклад, п'єзоелектричними перетворювачами, для деяких фізичних і біологічних досліджень. Тому промисловість виробляє високовольтні ОП, які допускають вищу напругу живлення і вихідну напругу. До високовольтних відносять операційні підсилювачі, що мають різницю позитивної і негативної напруги живлення понад 50 В.

Проблема підвищення напруги в інтегральних напівпровідникових (монолітних) ОП пов'язана із складністю створення інтегральних високовольтних транзисторів і міцної ізоляції між елементами в кристалі. Тому більшість ОП з напругою живлення понад 100 В виготовляються у вигляді гібридних ІМС. У той же час фірма *Apex Microtechnology* (США) випускає напівпровідникові інтегральні ОП *PA90*, *PA92* і *PA94* з номінальною напругою живлення  $\pm 200$  В, вихідною напругою  $\pm 170$  В і вихідним струмом до 14 А.

Операційні підсилювачі загального застосування зазвичай допускають вихідний струм до 5 мА. Для управління потужним навантаженням застосовуються потужні ОП. До потужних зазвичай відносять підсилювачі, що допускають вихідний струм понад 500 мА. Прикладом напівпровідникового інтегрального потужного ОП може служити *LM12* з вихідним струмом до 10 А і потужністю розсіювання до 90 Вт. Фірма *Apex Microtechnology* випускає надпотужний гібридний ОП *PA30*, що допускає вихідний струм до 100 А і який здатний віддати в навантаження потужність 2000 Вт при рідинному охолодженні. Подальше збільшення вихідної потужності підсилювачів можливе шляхом використання режиму класу *D*

(ключовий режим). Рекордними є характеристики гібридного підсилювача фірми *Apex – SA08* з широтно-імпульсною модуляцією на частоті 22 кГц, а саме 10 кВт при напрузі до 500 В і струмі до 20 А.

Прецизійні, швидкодіючі, мікропотужні і широкосмугові ОП відносяться до класу спеціалізованих, оскільки мають один або декілька параметрів, близьких до граничних значень. Параметри деяких ОП наведені в таблицях Додатку 3.

### 2.3. Ідеальний і реальний ОП

Операційні підсилювачі (ОП), що є практично ідеальними підсилювачами напруги, знаходять широке застосування в аналоговій схемотехніці. Не дивлячись на ряд обмежень, властивих реальним ОП, при аналізі і синтезі більшості схем використовують ідеальні моделі операційних підсилювачів.

Ідеальний операційний підсилювач – це джерело напруги, кероване напругою. Велике значення коефіцієнта посилення ОП не дозволяє застосовувати його без негативного зворотного зв'язку, який забезпечує підвищення стабільності, точності, лінійності, і який формує його частотні властивості.

Для ідеального ОП справедливе таке:

- коефіцієнт передачі диференціального сигналу  $K_{ОП}$  нескінченно великий і не залежить від частоти сигналу;
- коефіцієнт передачі синфазного сигналу (напруги загальної для обох входів)  $K_{СФ}$  дорівнює нулю;
- опір по обох входах нескінченно великий;
- відсутній зсув нуля вихідної напруги;
- швидкість зміни вихідної напруги нескінченно велика;
- дрейф (зміна в часі вихідної напруги) відсутній.

Параметри реального ОП дещо гірші. Проте в більшості випадків для аналізу схем на операційних підсилювачах можна використовувати правила, справедливі для ідеального ОП. Цей підхід і використовуватиметься надалі. Знання реальних значень параметрів конкретного ОП дозволяє оцінити похибку схеми перетворення сигналу і вирішити питання про доцільність використання того чи іншого ОП в конкретній схемі.

## 2.4. Позначення ОП на принципових схемах

Не дивлячись на складну внутрішню структуру, ОП може розглядатися як єдиний елемент з гарантованими входними і вихідними параметрами. На принципових електричних схемах можуть зустрітися два варіанти умовних графічних позначень ОП (рис. 2.2).

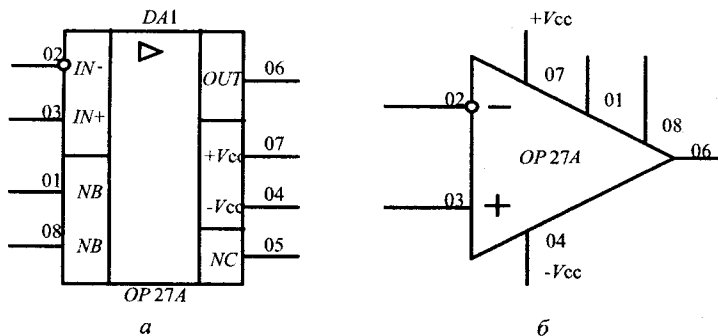


Рисунок 2.2 – Умовні позначення операційного підсилювача (на прикладі ОП *OP27* фірми *Analog Devices*):

*а* – позначення відповідно до стандарту; *б* – позначення, що допускається

Призначення виводів ОП: *IN-*, *IN+* – інвертувальний та неінвертувальний входи; *OUT* – вихід; *NB* – виводи початкового балансування ОП; *NC* – невживані (вільні або технологічні) виводи; *+V<sub>cc</sub>*, *-V<sub>cc</sub>* – виводи для підключення джерела живлення. Окрім цих виводів деякі ОП можуть мати додаткові виводи для підключення елементів частотної корекції, для управління коефіцієнтом посилення (у програмованих ОП), для активного екранування (у інструментальних ОП) та ін.

## 2.5. Підключення ОП до джерела живлення

Для живлення ОП необхідно використовувати двополярні джерела живлення. Типове значення напруги цих джерел –  $\pm 15$  В, проте більшість сучасних ОП можуть працювати в широкому діапазоні напруги живлення  $\pm 6$  В –  $\pm 18$  В. Існують також ОП, що працюють як при дуже низькій



апрузі (до  $\pm 1,2$  В), так і при вельми великих (до  $\pm 48$  В). Деякі ОП (зазвичай спеціалізовані) використовують однополярне джерело живлення. За відсутності двополярного джерела живлення або при недоцільності його використання (наприклад, в переносній апаратурі) можна за допомогою додаткових схем забезпечити роботу ОП від одного джерела живлення.

На рис. 2.3 наведено спрощені варіанти подачі напруги живлення на ОП при використанні двох і одного джерела живлення.

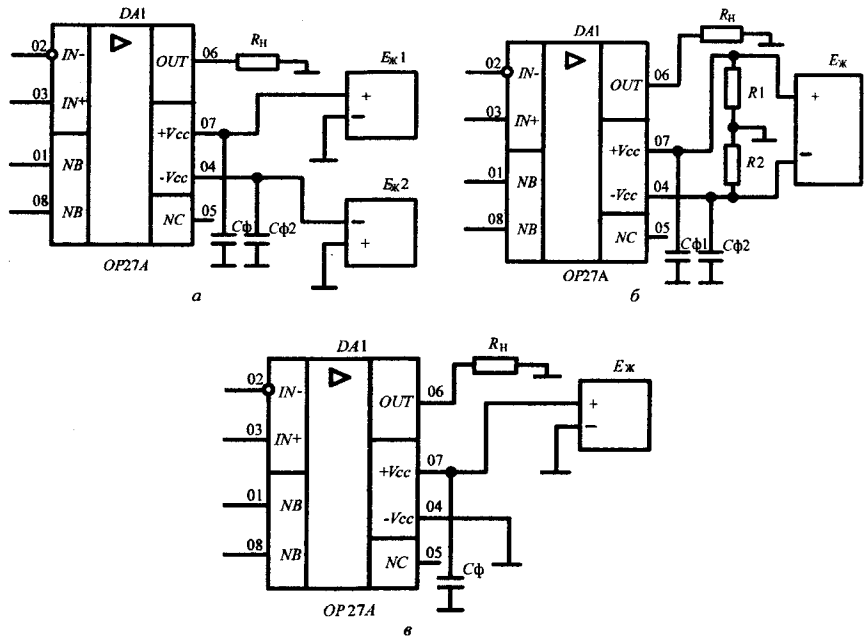


Рисунок 2.3 – Типові схеми підключення ОП:

*а* – живлення від двох джерел, *б* – двополярне живлення від одного джерела з штучною середньою точкою, *в* – однополярне живлення.

Оскільки в зображених схемах земля не підключена до ОП, струми повертаються від ОП до джерела живлення через зовнішні (навісні) елементи схеми (у нашому випадку це опір навантаження  $R_H$ ).

## 2.6. Особливості застосування операційних підсилювачів при однополярному живленні

Тенденції застосування електронних компонентів спрямовані на зниження енергоспоживання і вартості, тому в сучасних виробках використовується однополярне живлення, і з кожним роком значення живильної напруги зменшуються. Розглянемо основні проблеми, з якими стикається розробник при використанні операційних підсилювачів у схемах з однополярним живленням.

Хоча симетричне двополярне живлення є оптимальним для операційних підсилювачів (ОП), у багатьох випадках необхідно або бажано використовувати однополярне електроживлення. Наприклад, бортова мережа в автомобільному і морському устаткуванні однополярна. Та і в устаткуванні, де раніше традиційно використовувалося двополярне живлення, все частіше застосовується вбудоване однополярне джерело електроенергії з живильною напругою 5 або 12 В постійного струму. Системи з однополярним електроживленням для обробки аналогових сигналів мають загальні для таких рішень додаткові властивості, викликані необхідністю використання компонентів для зсуву аналогового сигналу на кожній стадії обробки. Якщо зсув аналогового сигналу не продуманий, а тим більше не виконаний, то виникає безліч проблем, зокрема проблема нестабільності роботи операційних підсилювачів.

Застосування ОП з однополярним живленням пов'язане з проблемами, які зазвичай не зустрічаються при використанні двополярного живлення. Головна з них виникає тоді, коли вхідний сигнал є двополярним щодо загального рівня («землі»). У системі з однополярним живленням цей рівень збігається з рівнем негативного джерела живлення в традиційних рішеннях. Тому в цьому випадку нульовий рівень вхідного сигналу не може відповідати «землі» і повинен знаходитися між «землею» і рівнем живлячої напруги. Основна перевага систем з двополярним живленням полягає в тому, що їх загальне з'єднання («земля») є стійким, низькоомним нульовим рівнем для вхідного сигналу. При цьому позитивна і негативна напруги живлення можуть бути несиметричними. При однополярному живленні за допомогою схем зсуву створюється рівень нульового сигналу, який зазвичай лежить в середині діапазону живильної напруги.

Щоб використовувати підсилювач ефективно, тобто отримати з його виходу максимальний сигнал без обмеження, вхідний сигнал повинен бути

зміщений на середину вихідного діапазону, або, що одне і те ж, на рівень половини живильної напруги.

Найбільш ефективний спосіб – використання лінійного стабілізатора. Проте найбільш популярна схема зсуву – резистивний подільник напруги живлення. Хоча цей спосіб найбільш простий, при його використанні виникає ряд проблем.

По-перше, неможливо використовувати таку важливу властивість операційних підсилювачів, як придушення синфазного сигналу. Оскільки будь-яка зміна живильної напруги вмиє відіб'ється на напрузі зсуву, встановленою подільником, будь-який шум, присутній в шині живлення, буде посилений разом з сигналом (за винятком найнижчих частот).

Ще гірше, що при потужному навантаженні підсилювач стає нестабільним в роботі. Погана стабілізація і фільтрація в джерелі живлення приводять до того, що на шинах живлення з'являється значний рівень сигналу.

При роботі підсилювача, включеного за неінвертувальною схемою, цей сигнал надходить на вхід підсилювача через схему зсуву, і підсилювач самозбуджується.

Ефективніший спосіб забезпечення необхідного зсуву при однополярному живленні – це використання стабілітрона.

Стабілітрон повинен мати напругу стабілізації, близьку до половини напруги живлення.

Найефективнішим способом забезпечення зсуву вхідного сигналу на довільну величину є використання лінійного стабілізатора напруги, наприклад *ADP667* або *ADP3367*

Вихідна напруга лінійного стабілізатора може бути встановлена в межах від 1,3 до 16 В, і це забезпечить низькоомний зсув для операційного підсилювача з однополярною напругою живлення від 2,6 до 16,5 В.

## 2.7. Вхідна і вихідна напруги. Поняття диференціального і синфазного сигналів

Якщо на входи ОП подати напруги  $U_{вх+}$  і  $U_{вх-}$ , то різниця цих напруг утворює диференціальний сигнал  $U_d$ . Напівсума цих напруг утворює синфазний сигнал  $U_{сф}$ , який в реальному ОП передається на вихід з коефіцієнтом передачі синфазного сигналу  $K_{сф} \ll 1$ , але таким, що не дорівнює нулю, що приводить до появи похибки.

Для ідеального ОП  $K_{\text{СФ}} = 0$  і вихідна напруга ідеального ОП залежить тільки від різниці напруг на його входах

$$U_{\text{д}} = U_{\text{ВХ}+} - U_{\text{ВХ}-},$$

де  $U_{\text{ВХ}+}$  та  $U_{\text{ВХ}-}$  – напруги на неінвертувальному та інвертувальному входах підсилювача.

Тому для ОП справедливе таке:

$$U_{\text{ВИХ}} = K_{\text{ОП}} \cdot U_{\text{д}}, \quad (2.1)$$

де  $K_{\text{ОП}}$  – коефіцієнт посилення ОУ без зворотного зв'язку (розімкненого підсилювача).

**Приклад.** Припустимо, що на входи ОП подано дві напруги:

$U_{\text{ВХ}+} = 1,01\text{В}$  і  $U_{\text{ВХ}-} = 0,99\text{В}$ , тоді синфазна напруга визначатиметься

формулою  $U_{\text{СФ}} = \frac{U_{\text{ВХ}+} + U_{\text{ВХ}-}}{2} = \frac{1,01 + 0,99}{2} = 1\text{В}$ , а диференціальний сигнал за формулою  $-U_{\text{д}} = U_{\text{ВХ}+} - U_{\text{ВХ}-} = 1,01 - 0,99 = 0,02\text{В}$ .

Знак напруги на виході ОП залежить від полярності диференціального сигналу (рис. 2.4).

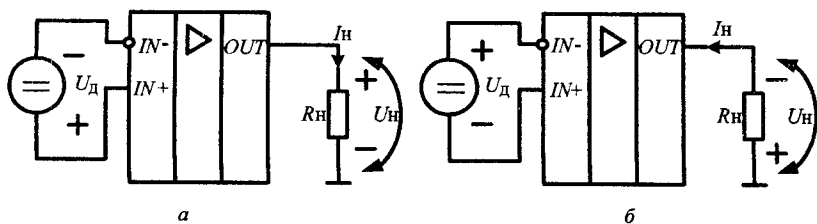


Рисунок 2.4 – Полярність вихідної напруги залежно від диференціального сигналу:

*a* – при позитивній диференціальній напрузі; *б* – при негативній диференціальній напрузі

Якщо  $U_{\text{д}} > 0$  (напруга на вході «+» позитивна по відношенню до напруги на вході «-»), тоді вихідна напруга позитивна (рис. 2.4, *a*). У випадку якщо  $U_{\text{д}} < 0$  (напруга на вході «+» негативна по відношенню до напруги на вході «-»), вихідна напруга негативна (рис. 2.4, *б*).

Передавальна характеристика ОП, тобто залежність  $U_{\text{ВИХ}} = F(U_{\text{д}})$  наведена на рис. 2.5.

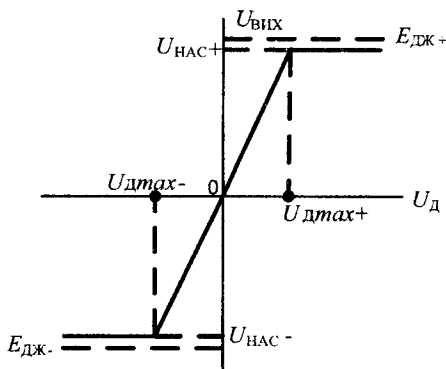


Рисунок 2.5 – Передавальна характеристика ОП

Вихідна напруга лінійно залежить від  $U_{\text{д}}$  лише в деякому діапазоні зміни останньої (від  $U_{\text{дmax-}}$  до  $U_{\text{дmax+}}$ ) після чого настає насичення підсилувача.

Напруга насичення  $U_{\text{нас+}}$  і  $U_{\text{нас-}}$  не може перевищувати значення напруги відповідного джерела живлення.

Визначимо значення  $U_{\text{дmax+}}$  і  $U_{\text{дmax-}}$ . Відповідно до виразу (2.1) маємо

$$\begin{aligned}
 U_{\text{дmax-}} &= \frac{U_{\text{нас-}}}{K_{\text{ОП}}}; \\
 U_{\text{дmax+}} &= \frac{U_{\text{нас+}}}{K_{\text{ОП}}}.
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

Значення  $K_{\text{ОП}}$  надзвичайно велике; воно може досягати декількох мільйонів одиниць. Приймавши  $K_{\text{ОП}} = 1000000$  для ОП, що живиться від джерела напругою  $\pm 12$  В, на підставі виразу (2.2) отримаємо:

$$U_{\text{дmax-}} = \frac{-12 \text{ В}}{1000000} = -12 \text{ мкВ};$$

$$U_{\text{дmax+}} = \frac{+12 \text{ В}}{1000000} = +12 \text{ мкВ}.$$

У розрахунках приймаємо, що  $U_{\text{нас+}} = E_{\text{дж+}}$  і  $U_{\text{нас-}} = E_{\text{дж-}}$ . Отримана напруга 12 мкВ, яка приводить до насичення підсилувача, дуже мала.

У типовому вимірювальному приладі напруги наведених шумів, мережних наведень і напруги від струмів витоку можуть перевищувати 1 мВ (зазвичай більш ніж 100 мкВ). Через це можна прийняти  $U_{Д\max+} = U_{Д\max-} = 0$ . Останнє дозволяє сформулювати важливе правило.

**Правило 1.** Якщо ОП знаходиться в лінійному режимі, тобто його вихідна напруга  $U_{\text{вих}} < U_{\text{нас}}$ , то різниця напруги між його входами практично дорівнює нулю, тобто  $U_{\text{вх}+} = U_{\text{вх}-}$ .

ОП є хорошим підсилювачем напруги з великим вхідним опором. Для ідеального ОП опір по обох входах можна вважати таким, що дорівнює нескінченності. Звідси випливає друге важливе правило.

**Правило 2.** Входи ОП від джерела сигналу струму не споживають.

Великий коефіцієнт посилення ОП дозволяє реалізувати на ньому різні пристрої, які набувають високої точності і стабільності, шляхом введення негативного зворотного зв'язку. Без зворотного зв'язку операційний підсилювач практично ніколи не застосовується.

## 2.8. Структурна схема ОП. Еквівалентна схема ОП

У основу сучасних ОП покладена трикаскадна структура з диференціальним підсилювачем на вході, каскадом проміжного посилення і вихідним каскадом (рис. 2.6).

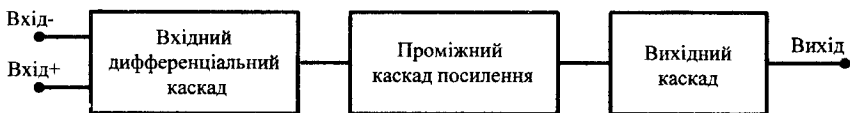


Рисунок 2.6 – Структурна схема ОП

Диференціальний каскад забезпечує: великий коефіцієнт посилення по відношенню до різниці вхідних сигналів (диференціального сигналу); малий коефіцієнт посилення щодо синфазних перешкод; малий дрейф нуля і великий вхідний опір.

Проміжні каскади дозволяють отримати велике посилення напруги сигналу, змінити на  $180^\circ$  або зберегти нульове фазове зрушення підсилю-

ваного сигналу. Як проміжні каскади використовують диференціальні або однополюсні каскади.

Кінцевий каскад забезпечує малий вихідний опір і достатню потужність сигналу для низькоомного навантаження, має великий вхідний опір. Останнє необхідне для збереження великого коефіцієнта посилення напруги проміжних каскадів. Як кінцевий каскад зазвичай використовують двотактний підсилювач потужності. Реальні схеми ОП відрізняються один від одного схемами каскадів, технологією їх виготовлення, а отже, і параметрами.

На рис. 2.7 наведено еквівалентну схему операційного підсилювача, на якій показані чинники, що формують похибки підсилювача – вхідні опори, вхідні струми, напругу зсуву, синфазну напругу, напругу джерела живлення, коефіцієнт посилення і вихідний опір ОП.

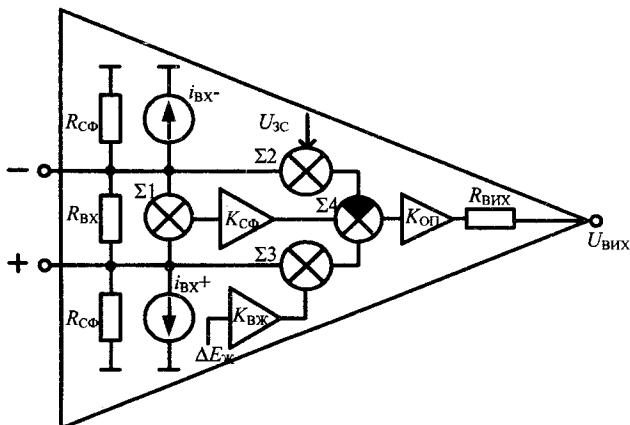


Рисунок 2.7 – Еквівалентна схема ОП для низьких частот

## 2.9. Основні параметри і характеристики ОП

Розглянемо основні технічні характеристики ОП, які слід враховувати при проектуванні різних схем, тобто при виборі конкретного операційного підсилювача, розрахунку навісних елементів, визначенні вимог до джерел живлення і умов експлуатації, з тим, щоб забезпечити перетворення сигналів із заданою точністю. У дужках вказані позначення параметрів ОП, вживані в довідниках провідних світових виробників аналогових мікроелектронних пристроїв.

### 2.9.1. Статичні характеристики ОП

Диференціальний коефіцієнт посилення  $K_{\text{ОП}}$  (*Open loop gain* –  $A$ ) – коефіцієнт посилення диференціального сигналу ОП за відсутності зворотного зв'язку, тобто відношення приростів вихідної і вхідної напруг на заданій частоті або в діапазоні частот  $K(\text{дБ}) = 20 \lg (\Delta U_{\text{ВИХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}})$ . Він залежить від частоти (зменшується із збільшенням частоти), температури, напруги живлення (зростає із збільшенням напруги джерела живлення  $U_{\text{ДЖ}}$ ) і опору навантаження (зменшується із зменшенням опору навантаження).

Залежність коефіцієнта посилення ОП від температури має складний характер і може бути як позитивною, так і негативною, залежно від температури і типу ОП. У повному діапазоні температур коефіцієнт посилення змінюється зазвичай не більше ніж у 3–5 разів, тобто при відхиленні температури від номінальної (25 °С) до граничної, відносна зміна коефіцієнта посилення  $\delta K_{\text{ОП}} = \Delta K_{\text{ОП}} / K_{\text{ОП ном}}$  складає приблизно 50 %. Для ОП характерний також істотний початковий розкид значень  $K_{\text{ОП}}$ , який може доходити до 50 % від номінального значення.

Для сучасних операційних підсилювачів значення диференціального статичного коефіцієнта посилення на постійному струмі може знаходитися в межах від  $10^3$  (60 дБ) до  $5 \cdot 10^8$  (174 дБ).

Оскільки в реальних схемах амплітуда вихідної напруги ОП обмежена значенням декілька меншим ніж напруга живлення (як правило,  $U_{\text{ДЖ}} < 20 \text{ В}$ ), то наявність великого коефіцієнта посилення означає, що напруга між входами ОП дуже мала і різниця потенціалів між інвертувальним і неінвертувальним входами практично відсутня. Надалі будемо використовувати той факт, що  $U_{\text{ВХД}} = 0$ , якщо  $U_{\text{ВИХ}}$  не дорівнює напрузі насичення.

**Вхідна напруга зсуву нуля  $U_{\text{ЗС}}$  (*Input offset voltage* –  $V_{\text{OS}}$ )** – це напруга, яку необхідно подати на один з входів ОП, щоб при симетричному живленні отримати  $U_{\text{ВИХ}} = 0$ . Основним джерелом зсуву є розкид напруги емітерно-базових переходів транзисторів вхідного диференціального каскаду.

Зазвичай в операційному підсилювачі передбачається можливість усунення зсуву шляхом балансування (настройки нуля). Проте ця операція, як правило, приводить до зростання температурного дрейфу нуля і зменшення придушення синфазної напруги. Виняток становлять високоякісні біполярні ОП, для яких мінімуму зсуву (настроєному) відповідає і мінімум температурного дрейфу. Окрім того, напруга зсуву змінює своє значення при подачі на вхід сигналу і залежить від його частоти і амплітуди. Для



інвертувального підсилювача це вплив істотно менший, ніж для неінвертувального, у якого зсув при вхідному сигналі 1 В на частоті 1 МГц може збільшитися в десятки і сотні разів у порівнянні з паспортним значенням. У зв'язку з цим для прецизійних схем на ОП слід вибирати підсилювач з найменшою напругою зсуву. Цей параметр набуває значень в широкому діапазоні, від одиниць мікрвольт у прецизійних ОП, до десятків мілівольт у швидкодіючих.

**Дрейф напруги зсуву  $U_{др}$  (Offset voltage drift)** – зміна напруги зсуву під впливом температури і часу. Унаслідок зміни температури навколишнього середовища і саморозігріву ОП, при роботі на навантаження з низьким повним опором, напруга зсуву змінює своє значення, і характеризується температурним коефіцієнтом напруги зсуву  $dU_{зс}/dT$  (мкВ/°С).

ОП з польовими структурами на вході страждають більшим, ніж у біполярних ОП дрейфом  $U_{зс}$  від температури.

У МОН-транзисторів існує також часовий дрейф  $U_{зс}$  порядку 0,5 мВ за час життя пристрою ( $\approx 3000$  годин). Цей ефект посилюється при підвищенні температури і при великому сигналі на диференціальному вході. Так, типове значення зміни  $U_{зс}$  ОП з МОН-транзистором на вході складає 5 мВ за 3000 год. роботи при температурі 125 °С і вхідній напрузі 2 В.

Не слід ставити ОП з МОН-транзисторами на вході в схему, де важлива стабільність відрегульованої напруги зсуву (виняток становлять підсилювачі з періодичною корекцією дрейфу).

Значення температурного коефіцієнта напруги зсуву  $dU_{зс}/dT$  указується виробником і знаходиться в діапазоні 0,01–50 мкВ/°С. Найменші значення дрейфу напруги зсуву мають підсилювачі, побудовані за принципом «модуляція – демодуляція».

**Вхідний струм зсуву  $I_{вх-оп}$  (Input bias current –  $I_{BS}$ )** – середньоарифметичне значення двох вхідних (базових) струмів  $I_{вх-оп} = (I_+ + I_-)/2$ , вимірних при такій вхідній напрузі, при якій вихідна напруга дорівнює нулю.

Роль вхідного струму зсуву полягає в тому, що він створює падіння напруги на резисторах кіл зворотного зв'язку і зсуву, а також на опорах джерела сигналу, тобто зумовлює деяку напругу зсуву.

Сучасні ОП характеризуються дуже малими значеннями вхідного струму. Для схем з біполярними транзисторами на вході середній вхідний струм зазвичай лежить в діапазоні 0,001–1 мкА, а для кращих ОП на польових транзисторах і схем з транзисторами Дарлінгтона з надвеликим значенням коефіцієнта підсилення його значення може бути зменшене до  $10^{-14}$  А.

Вхідний струм ОП залежить від температури, тобто існує температурний дрейф вхідних струмів, що має різний характер залежно від типу транзисторів, що використовуються у вхідному каскаді ОП.

При збільшенні температури від номінальної до максимальної вхідний струм ОП на біполярних транзисторах зменшується майже в три рази і приблизно в стільки ж разів зростає при мінімальній температурі.

Для підсилювачів з польовими транзисторами на вході залежність зворотна і вхідний струм зростає приблизно в два рази при збільшенні температури на  $10^{\circ}\text{C}$ .

Для сучасних прецизійних ОП температурний дрейф вхідного струму в робочому діапазоні температур значно менший і може складати декілька пікоампер на  $1^{\circ}\text{C}$ . У довідниках по ОП зазвичай наводяться залежності вхідного струму від температури.

**Вхідний струм зрушення  $I_{зр}$  ( $\Delta I_{вх}$ ) (Input offset current –  $I_{os}$ )** – різниця двох вхідних струмів, обумовлена відхиленнями в технологічному процесі.

У результаті дії струму зрушення, навіть за наявності на входах джерел сигналу з однаковими опорами, падіння напруги на входах ОП будуть різними, і між входами існуватиме різниця напруги. Вхідний струм зрушення наводиться в довідкових даних на ОП і складає, як правило, 15–50 % від вхідного струму зсуву.

Температурні зміни струму зрушення носять такий же характер, що і для середнього вхідного струму, але значення відносного температурного коефіцієнта для струму зрушення приблизно в 1,5–2 рази більше від відносного температурного коефіцієнта для струму зсуву. Деяку перевагу мають в цьому відношенні ОП з супер-бета транзисторами на вході, які забезпечують високу стабільність вхідного струму в широкому діапазоні температур.

**Вхідний опір для диференціального сигналу  $R_{вх,оп}$  (Input resistance differential mode)** – опір між входами підсилювача. Діапазон можливих значень вхідного опору  $10^4$ – $10^{12}$  Ом.

Якщо в довідкових даних на ОП цей параметр не вказаний, то його можна визначити за формулою:

$$R_{вх,оп} = 2\varphi_T / I_{вх,оп},$$

де  $I_{вх,оп}$  – вхідний струм зсуву ОП;  $\varphi_T = kT/q$  – температурний потенціал;  $k$  – постійна Стефана-Больцмана, що дорівнює  $1,3810^{-23}$  Дж/к;  $T$  – температура

Кельвіна;  $q = 1,602 \cdot 10^{19}$  Кл – заряд електрона. При кімнатній температурі  $\varphi_T = 25,5$  мВ.

**Вхідний опір для синфазного сигналу  $R_{ВХ,СФ}$  (Input resistance common mode)** – це опір між кожним з входів і землею. Зазвичай  $R_{ВХ,СФ}$  більше  $R_{ВХ,ОП}$  на один-два порядки.

**Коефіцієнт передачі синфазного сигналу  $K_{СФ}$**  – властивість передавати сигнали, що збігаються за амплітудою і фазою, тобто внутрішні і зовнішні перешкоди, що діють одночасно на обидва входи.

У довідниках зазвичай наводять значення коефіцієнта ослаблення синфазної складової сигналу –  $K_{ОСС}$  (*Common mode rejection ratio – CMRR*), який є відношенням коефіцієнта посилення диференціального сигналу до коефіцієнта посилення синфазного сигналу;  $K_{ОСС}$  зазвичай виражається в децибелах, тобто  $K_{ОСС} [\text{дБ}] = 20 \lg(K/K_{СФ})$ . Для сучасних підсилювачів  $K_{ОСС}$  знаходиться в діапазоні 60–170 дБ, тобто  $10^3 - 5 \cdot 10^8$ .

**Коефіцієнт впливу нестабільності джерела живлення  $K_{ВЖ}$  (Power supply rejection ratio – PSRR)** – відношення зміни напруги зсуву до зміни однієї з живильних напруг  $\Delta U_{Ж}$ , що викликала його. Цей параметр набуває значень в діапазоні 0,5–200 мкВ/В, що у відносних одиницях складає від  $5 \cdot 10^{-7}$  до  $2 \cdot 10^{-4}$  або  $-154 - -75$  дБ.

Коефіцієнт  $K_{ВЖ}$  різко зростає із зростанням частоти і графік, що підтверджує це, зазвичай приводиться в довідкових даних на ОП провідних фірм виробників. Зазвичай це не створює труднощів, оскільки шум джерела спадає із зростанням частоти, якщо джерело зашунтоване ємністю. Неприємності можуть виникнути при використанні нестабілізованого джерела з високим рівнем пульсацій на частоті 100 Гц або при живленні від імпульсного стабілізатора з підвищеною частотою пульсацій 20–100 кГц. Так, на частоті 100 Гц  $K_{ВЖ}$  може піднятися з  $-100$  до  $-70$  дБ, а на частоті 10 кГц навіть до  $-40$  дБ.

**Вихідний опір  $R_{ВИХ}$  (Output impedance)** – відношення зміни вихідної напруги ОП до тієї активної складової вихідного постійного або змінного струму, що викликала його. Звичайне його значення знаходиться в діапазоні від десятків до сотень ом. У довідковій літературі зазвичай також указується максимально допустимий вихідний струм 5–20 мА або опір навантаження, при якому зберігається розмах вихідної напруги (зазвичай – 2 кОм).

**Вхідний діапазон диференціального і синфазного сигналів  $U_{ВХ,Д,МАХ}$  та  $U_{ВХ,СФ,МАХ}$  (Input voltage range differential, Common mode voltage)**. Зазвичай ці значення не повинні перевищувати значення повного

діапазону напруги живлення. Проте слід мати на увазі, що існують ОП, для яких допустимі значення вхідного диференціального сигналу істотно менші ( $\pm 0,5$  В).

### **2.9.2. Динамічні характеристики ОП**

Залежно від амплітуди вихідної напруги розрізняють динамічні характеристики для малих змінних сигналів (амплітуда менше 1 В) і динамічні характеристики для великих сигналів (з амплітудою більше 1 В).

Для малих сигналів динамічні властивості описуються частотною характеристикою і рядом параметрів, що характеризують поведінку ОП в частотній і часовій областях.

**Частотні властивості ОП** визначаються його амплітудно-частотною (АЧХ) і фазочастотною (ФЧХ) характеристиками, вигляд яких залежить від методів корекції.

Унаслідок наявності паразитних ємностей і багатокаскадної структури операційний підсилювач за своїми частотними властивостями аналогічний фільтру нижніх частот високого порядку. Системи такого роду, що мають великий коефіцієнт посилення, за наявності зворотного зв'язку схильні до нестійкості, яка виявляється в тому, що навіть за відсутності сигналу на вході системи на її виході існують коливання вельми великої амплітуди. Стійкість ОП із зворотним зв'язком зручно досліджувати за його частотними характеристиками.

Причиною виникнення автоколивань є небажані фазові зрушення в підсилювачі і колі зворотного зв'язку, унаслідок чого негативний зворотний зв'язок на деякій частоті набуває властивостей позитивного зворотного зв'язку.

Для стійкої роботи підсилювача із зворотним зв'язком необхідно, щоб різниця нахилів АЧХ без зворотного зв'язку та із зворотним зв'язком була менше ніж  $-40$  дБ/декада ( $-12$  дБ/октава). Підсилювач, АЧХ якого має нахил не більш ніж  $-20$  дБ/декада ( $-6$  дБ/октава), буде абсолютно стійким.

Проте такий ОП не дозволяє повною мірою використовувати його динамічні властивості при великих значеннях коефіцієнта посилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком. Тому промисловість випускає ОП, частотна корекція яких здійснюється за допомогою зовнішніх навісних елементів (RC-кіл).

Частотна характеристика таких ОП описується функцією третього порядку і може мати нахил до  $-60$  дБ/декада ( $-18$  дБ/октава), тобто такий

підсилювач залежно від посилення із зворотним зв'язком може бути стійким, умовно стійким і нестійким.

У технічній документації на ОП наводяться параметри коректувальних елементів, які забезпечують стійку роботу підсилювача при заданому посиленні і які оптимізують частотні властивості підсилювача.

Смуга пропускання ОП визначається **частотою зрізу  $f_0$**  (частотою першого полюса АЧХ) – частотою, на якій значення коефіцієнта посилення при розімкненому колі зворотного зв'язку знижується на  $-3$  дБ (до рівня  $0,707$ ) в порівнянні з його значенням на частоті, що дорівнює нулю.

Для підсилювачів з внутрішньою корекцією  $f_0$  складає зазвичай одиниці або десятки герц.

На графіках амплітудно-частотна характеристика зображується у вигляді діаграми Бode, що є лінійною апроксимацією реальної АЧХ. Діаграма Бode для підсилювача без корекції 1 і з корекцією 2 наведена на рис. 2.8.

У підсилювачах з внутрішньою корекцією, як правило, використовується корекція, заснована на ефекті Міллера, яка має ту властивість, що вона нечутлива до змін коефіцієнта посилення за напругою з температурою або до технологічного розкиду значень коефіцієнта посилення. При такій корекції частота, відповідна до точки  $-3$  дБ, починаючи з якої діє корекція, не зберігається постійною, а фіксується частота одиничного посилення.

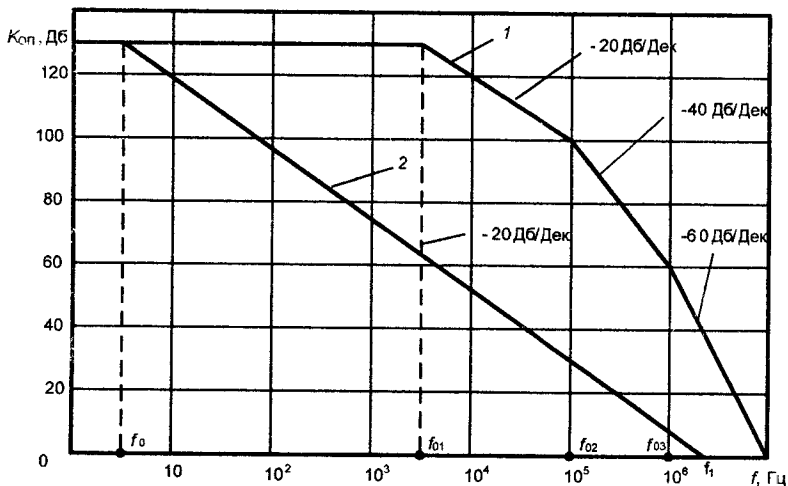


Рисунок 2.8 – АЧХ операційного підсилювача без частотної корекції (1) і з повною корекцією (2)

Високочастотні підсилювачі використовують зовнішні кола корекції, і для них частота зрізу може досягати мегагерц.

Вище за частоту  $f_0$  частотна характеристика визначається інерційною ланкою з максимальною постійною часу. Коефіцієнт посилення в цій області убуває з швидкістю  $-20$  дБ/дек.

Вище за частоту  $f_{01}$  починає діяти друга інерційна ланка, коефіцієнт посилення убуває швидше ( $-40$  дБ/дек), а фазове зрушення між  $U_D$  і  $U_{вих}$  досягає  $\varphi = -180^\circ$ . Частота, при якій виконується ця умова, називається критичною  $f_{кр}$ . І нарешті, на останній ділянці АЧХ, вступає в дію ланка з мінімальною постійною часу, формуючи нахил характеристики  $-60$  дБ/дек. Якщо операційний підсилювач розробляється для універсального застосування, то фазове зрушення його при  $|K_U| > 1$  повинне бути за абсолютною величиною менш ніж  $120^\circ$ .

При цьому для будь-якого коефіцієнта зворотного зв'язку  $0 < \beta < 1$  запас по фазі складатиме не менше  $60^\circ$ . Ця вимога виконується корекцією частотної характеристики, причому корекція проводиться так, щоб при  $|K_U| > 1$  вона була аналогічна характеристиці фільтру нижніх частот першого порядку. Оскільки небажані інерційні ланки з частотами зрізу  $f_{02}$  і  $f_{03}$  не можуть бути усунені з схеми підсилювача, то необхідно шляхом вибору конденсатора корекції так зменшити частоту  $f_{01}$  основної інерційної ланки, щоб умова  $|K_U| < 1$  була виконана до того, як почнеться істотний вплив другої інерційної ланки. Очевидно, що при такому співвідношенні параметрів навіть для найнесприятливішого з погляду стійкості випадку зворотного зв'язку, як  $\beta = 1$ , ще є достатній запас по фазі  $\varphi = 65^\circ$ , а при менших значеннях  $\beta$  він практично дорівнює  $90^\circ$ . Можна відзначити також, що через наявність частотної корекції смуга пропускання розімкненого ОП істотно звужується.

Частотна корекція підсилювача на нижніх частотах збільшує його фазове зрушення на  $90^\circ$ , а на вищих частотах практично на нього не впливає.

Для багатьох універсальних ОП достатня ємність коректувального конденсатора  $S_k$ , становить  $30$  пФ. Для підсилювачів з повною внутрішньою корекцією, таких, як, наприклад, 140УД6, 140УД7, 140УД17 та ін., коректувальний конденсатор виготовляється методами інтегральної технології.

Повна частотна корекція операційного підсилювача гарантує достатній запас стійкості по фазі для резистивного негативного зворотного зв'язку з будь-якими параметрами. Проте цей спосіб має той істотний недолік, що ширина смуги пропускання підсилювача, охопленого зворотним зв'язком, обернено пропорційна коефіцієнту посилення  $K_U$ .

Сенс цього співвідношення наочно пояснений на рис. 2.9. При менш глибокому зворотному зв'язку для стабілізації підсилювача достатньо було б меншого зниження посилення в області середніх і високих частот, оскільки в цьому випадку точка  $|\beta K_U| = 1$  досягається при  $|K_U| = 1/\beta > 1$ .

Як видно з рис. 2.9, ширину смуги пропускання ОП без зворотного зв'язку можна збільшити з 8 до 300 Гц зменшенням  $C_k$  від 30 до 3 пФ. При цьому смуга пропускання підсилювача із зворотним зв'язком при  $1/\beta = 100$  зростає з 10 до 600 кГц.

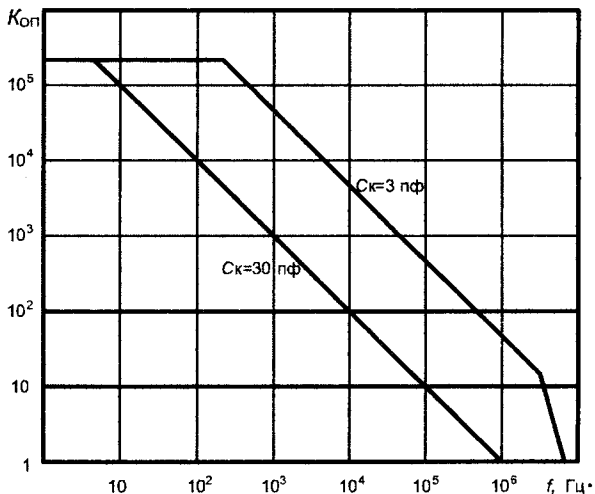


Рисунок 2.9 – Залежність смуги пропускання від коефіцієнта посилення при різних значеннях ємності частотної корекції

Для того щоб можна було здійснити такі зміни частотної корекції, випускаються операційні підсилювачі, у яких відсутній коректувальний конденсатор, а замість нього виведені відповідні точки схеми (наприклад, 153УД6, 140УД14). У інших варіантах, наприклад, у підсилювачах 544УД2, здійснюється неповна частотна корекція із зменшеним значенням коректувальної ємності. Для підключення додаткового конденсатора (щоб забезпечити стійкість при значеннях  $\beta$ , близьких до одиниці) також є відповідні виводи. У паспортних даних деяких типів ОП указуються мінімальні значення коефіцієнтів посилення ОП в неінвертувальному включенні, при яких підсилювач зберігає стійкість. Так, для ОП AD840K

це значення складає 10, для ОРА605К – 50 і так далі. Виготовляються підсилювачі з однаковою схемотехнікою; одні з них мають вбудований коректувальний конденсатор, а інші – ні.

Наприклад, деякі фірми випускають ОП типу ОР27 і ОР37 (вітчизняні аналоги, відповідно, 140УД25 і 140УД26). Перший з них має вбудований коректувальний конденсатор, частоту одиничного посилення  $f_1 = 8$  МГц, максимальну швидкість наростання – 2,8 В/мкс, і працює стійко аж до 100%-го зворотного зв'язку. ОП типу ОР37 не має коректувального конденсатора. Його частота одиничного посилення  $f_1 = 60$  МГц, швидкість наростання 17 В/мкс. Він працює стійко при коефіцієнтах посилення вхідного сигналу більше п'яти.

У комплексі заходів щодо забезпечення стійкості схеми з операційним підсилювачем (особливо швидкодіючим) важливе значення має його правильний монтаж. Провідники, що сполучають резистори зворотного зв'язку з інвертувальним входом підсилювача, повинні мати мінімальну довжину. При невиконанні цього правила на вході ОП утворюється паразитна ємність, яка за наявності площин заземлення може скласти 0,4 пФ на міліметр провідника. Ця ємність спільно з резисторами зворотного зв'язку утворює додаткову інерційну ланку в петлі зворотного зв'язку, що зменшує запас стійкості по фазі. Деяку компенсацію цього ефекту дає включення конденсатора рівної ємності між виходом ОП і інвертувальним входом.

Частотний діапазон ОП характеризується також **частотою одиничного посилення  $f_1$  (Unity gain bandwidth –  $F_U$ )**, тобто частотою, на якій коефіцієнт посилення зменшується до одиниці. Значення  $f_1$  для сучасних підсилювачів лежить в діапазоні від десятих долей мегагерца до сотень мегагерц.

Якщо в паспортних даних не наведено значення смуги одиничного посилення, то його можна визначити, використовуючи такий параметр, як час наростання  $t_{НР}$  – інтервал часу, протягом якого амплітуда напруги на виході підсилювача з одиничним посиленням змінюється від 10 до 90 % сталого значення при дії ступінчастої вхідної напруги:

$$f_1 = 0,35 / t_{НР},$$

( $f_1$  вимірюється в герцах, а  $t_{НР}$  – в секундах).

Важливим динамічним параметром ОП в області великих сигналів є **швидкість наростання вихідної напруги  $v_{Увих}$  (Slew rate – SR)**, яка визначає максимальну швидкість наростання вихідної напруги ( $dU_{вих}/dt$ ) при подачі на вхід стрибка напруги, що забезпечує максимальну неспотворену амплітуду вихідного сигналу.



Значення  $v_{U_{\text{вих}}}$  залежить від коефіцієнта посилення при замкнутому зворотному зв'язку (зростає із зростанням коефіцієнта посилення) і є різним в інвертувальному і неінвертувальному режимах. Так підсилювач, що має  $v_{U_{\text{вих}}} = 100$  В/мкс у інвертувальному режимі, в неінвертувальному режимі забезпечує  $v_{U_{\text{вих}}} = 18$  В/мкс. Важче забезпечити швидкодію при  $K = 1$ . Сучасні ОП характеризуються швидкістю наростання від 0,1 до 1500 В/мкс.

Тривалість перехідного процесу ОП і динамічні властивості його елементів визначаються **часом встановлення**  $t_{\text{вст}}$  (*Settling time to 0,01 %*) – інтервалом часу від моменту подачі вхідної сходинок напруги до моменту, коли  $U_{\text{вих}}$  досягне сталого значення із заданою точністю. Значення  $t_{\text{вст}}$  зазвичай нормується при максимальних рівнях  $I_{\text{вих}}$  та  $U_{\text{вих}}$  і точності 0,1 або 0,01 %.

Іноді, для великих сигналів, оцінюється **гранична частота повної потужності**  $f_M$  (*Full power response*) – максимальна частота (при замкнутому колі зворотного зв'язку) при  $K = 1$ , на якій можливе отримання максимальної амплітуди вихідного синусоїдального сигналу без спотворень на заданому навантаженні.

Частота  $f_M$  пов'язана з максимальною швидкістю наростання наступним співвідношенням:

$$f_M = v_{U_{\text{вих}}} / 2\pi U_{\text{вих}}.$$

Частота  $f_M$  показує, в якому діапазоні частот забезпечується вихідна потужність.

### 2.9.3. Шумові властивості ОП

Майже в будь-якій області вимірювань значення гранично помітного слабкого сигналу визначається шумом – сигналом, що заважає, який або маскує корисний сигнал, або знижує точність вимірювання. Подальше опрацювання сигналу, замаскованого шумом, викликає певні труднощі, бо діє принцип – «сміття на вході – сміття на виході».

Шум характеризується своїм частотним спектром, розподілом амплітуд і походженням (джерелом). Розглянемо основні види шумів, від яких страждають електронні схеми на ОП.

**Тепловий (джонсонівський) шум.** Будь-який резистор у схемі генерує на своїх кінцях деякий шум напруги, що має горизонтальний частотний спектр у широкому діапазоні частот (білий шум). Напруга шуму в незамкнутому колі, породжена резистором з опором  $R$ , що знаходиться при температурі  $T$ , визначається формулою

$$U_{\text{ш.}R} = \sqrt{4kTR\Delta F} \quad ,$$

де  $k$  – постійна Больцмана, що дорівнює  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/к;  $T$  – абсолютна температура в Кельвінах, що дорівнює температурі в градусах Цельсія плюс  $273,16$  °С;  $\Delta f$  – смуга частот, Гц.

При температурі  $20$  °С ( $293$  К) шум, що генерується резистором, складає  $U_{\text{ш}R} = 1,27 \cdot 10^{-4} \sqrt{R}$  мкВ/√Гц, тобто середньоквадратичне значення напруги шуму резистора  $10$  кОм в смузі частот  $10$  кГц становитиме  $1,27$  мкВ.

**Спектральна щільність напруги шуму резистора може бути визначена як**

$$S_{\text{ш.}R} = 4kRT \quad .$$

ОП містить велику кількість активних і пасивних елементів, що генерують шуми, частина яких є шумами Джонсона.

Іншим джерелом шуму є флуктуація струму в напівпровіднику щодо середнього значення. Ефективне значення цих коливань називається струмом шуму  $I_{\text{ш}}$ , а шуми, що генеруються таким чином, називаються дробовими шумами.

Їх ефективне значення можна визначити з рівняння

$$I_{\text{ш}} = \sqrt{2qI_0\Delta F} \quad ,$$

де  $q$  – заряд електрона, що дорівнює  $1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл;  $I_0$  – середнє значення постійного струму в напівпровіднику;  $\Delta f$  – смуга пропускання.

Струм шумів, проходячи через опори на вході ОП, створюватиме падіння напруги шумів  $R_{\text{ЕКВ}} \cdot I_{\text{ш}}$ .

На додаток до дробових шумів напівпровідники мають низько частотні шуми, так звані **фліккер-шуми, або рожеві шуми вигляду  $1/f$** , тобто ці шуми зменшуються із зростанням частоти.

Всі джерела шумів можна зобразити у вигляді підключених до входу підсилювача генераторів напруги і струму шумів. Сумарний ефект від цих генераторів шумів складає еквівалентну напругу шумів  $U_{\text{ВХ.ш}}$ , яка може бути знайдена із співвідношень, що описують конкретну схему включення ОП, і паспортних даних про середньоквадратичні значення вхідної напруги шумів і вхідного струму шумів ОП.

У загальному випадку

$$U_{\text{ВХ.ш}} = \sqrt{\left( U_{\text{ш}}^2 + I_{\text{ш}+}^2 R_{\text{Е}+}^2 + I_{\text{ш}}^2 R_{\text{Е}-}^2 + U_{\text{ш.}R+}^2 + U_{\text{ш.}R-}^2 \right)} \quad ,$$

де  $U_{\text{ш}}$  – напруга шуму ОП;  $I_{\text{ш}+}$  і  $I_{\text{ш}-}$  – струми шумів для неінвертувального і інвертувального входів ОП відповідно;  $U_{\text{ш}R+}$  і  $U_{\text{ш}R-}$  – теплові шуми резисторів з еквівалентним опором  $R_{E-}$  і  $R_{E+}$ , підключених до відповідних входів ОП.

У довідкових даних фірм-виробників ОП наводиться декілька шумових параметрів. Для низькочастотної області спектру (0,1–10 Гц) зазвичай указується **подвійна амплітуда (peak-to-peak) напруги (Noise Voltage) і струму шуму (Noise Current) ОП** (параметри  $e_n$  *p-p*, та  $i_n$  *p-p*). Цей параметр дозволяє оцінити похибку від дії шуму в тих випадках, коли спектр сигналу не перевищує 10 Гц (сигнали з терморезисторів, термопар, тензорезисторів при квазістатичних вимірюваннях). Для деяких типів ОП в довідкових даних наводиться **середньоквадратичне значення (rms – root-mean-square) напруги шуму в робочій смузі частот.**

Найчастіше як характеристику шуму наводять значення  $e_n$  і  $i_n$ , які характеризують відповідну **спектральну щільність шумів (Input Noise Voltage Density, Input Noise Current Density)** і які виражаються відповідно в нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$  і пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$ . Для знаходження напруги шумів в цьому випадку необхідно знати характер залежності спектральної щільності шуму від частоти. Такі залежності, як правило, наводяться в довідкових матеріалах, але можуть бути отримані і на підставі теоретичних передумов. Спектральна щільність шуму може бути зображена у вигляді суми двох складових: рівномірного шуму (білий шум) –  $S_B = S_0$  і фліккер-шуму або рожевого шуму, що змінюється обернено пропорційно частоті, –  $S_F = S_0 \cdot \omega_0 / \omega$ .

Наведені в довідниках значення  $e_n$  і  $i_n$  є значеннями квадратного кореня з  $S_0$ , тобто  $e_n^2 = S_{0U}$  та  $i_n^2 = S_{0I}$ .

Сумарну спектральну щільність вхідного шуму можна зобразити у такому вигляді:  $S_{\text{ш}}(\omega) = S_0 \cdot (1 + \omega_0 / \omega)$ , де  $\omega_0$  – частота сполучення, на якій  $S_B(\omega_0) = S_F(\omega_0)$ . Частота сполучення указується в довідкових даних на ОП і для напруги шуму для більшості ОП дорівнює 1 кГц, а для струму шуму – 10 кГц.

Дисперсія шуму  $D_{\text{ш}}$  (квадрат значення шуму, що діє) в заданій смузі частот може бути знайдена з виразу

$$D_{\text{ш}} = \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} S_{\text{ш}}(\omega) d\omega,$$

$$U_{\text{Ш}}^2 = \int_{f_{\text{min}}}^{f_{\text{max}}} e_n^2(f) df; \quad I_{\text{Ш}}^2 = \int_{f_{\text{min}}}^{f_{\text{max}}} i_n^2(f) df.$$

Якщо підсилювач є лінійною системою, то спектральна щільність шуму на виході визначатиметься виразом  $S_{\text{Вих}}(\omega) = |G(\omega)|^2 \cdot S_{\text{Вх}}(\omega)$ , де  $|G(\omega)|$  – модуль частотної характеристики підсилювача.

Відповідно для дійсного випадкового процесу маємо

$$D_{\text{Вих}}(t) = \int_0^{\infty} S_{\text{Вх}}(\omega) |G_t(\omega)|^2 d\omega,$$

де  $G_t(\omega)$  – поточна частотна характеристика підсилювача.

Для підсилювача із смугою пропускання, обмеженою знизу постійною часу  $T_{\text{Н}}$  розділового кола  $RC$ , а зверху властивостями інерційної ланки першого порядку з постійною часу  $T_{\text{В}}$ , дисперсію вихідного шуму можна визначити як суму двох складових, одна з яких ( $D_{\text{Б}}$ ) обумовлена білим шумом, а інша ( $D_{\text{Р}}$ ) – рожевим або фліккер-шумом:

$$D_{\text{Б}} = \frac{K^2 \pi S_0 T_{\text{Н}}}{2(T_{\text{Н}} + T_{\text{В}})T_{\text{В}}}; \quad (2.3)$$

$$D_{\text{Р}} = \frac{K^2 S_0 \omega_0 T_{\text{Н}}^2}{T_{\text{Н}}^2 T_{\text{В}}^2} \ln \frac{T_{\text{Н}}}{T_{\text{В}}}, \quad (2.4)$$

де  $K$  – коефіцієнт посилення підсилювача;  $T_{\text{Н}} = 1/\omega_{\text{Н}}$  і  $T_{\text{В}} = 1/\omega_{\text{В}}$  – сталі часу підсилювача, відповідні до нижньої і верхньої частот смуги пропускання;  $S_0$  – спектральна щільність білого шуму на вході ОП.

Для підсилювача постійного струму дисперсія білого шуму визначається як

$$D_{\text{Б}} = \frac{\pi S_0 K^2}{2T_{\text{В}}},$$

а дисперсія фліккер-шуму дорівнює нескінченності.

Проте практично  $D_{\text{Р}}$  обмежена, оскільки підсилювач працює скінченний час і, отже, його смуга пропускання починається не з нуля, а з деякої початкової частоти  $10^{-3} - 10^{-6}$  Гц. Із збільшенням часу безперервної роботи

дисперсія фліккер-шуму зростає за рахунок попадання в смугу пропускання шумів з інфранизькою частотою, що еквівалентно зростанню напруги зсуву на вході ОП. Для зменшення цієї складової шуму застосовують періодичну корекцію напруги зсуву ОП з відключенням вхідного сигналу.

У цьому випадку дисперсії шумів можуть бути знайдені з виразів

$$D_B = \frac{\pi \cdot K^2 \cdot S_0}{T_B} \cdot \left(1 - e^{-t/T_B}\right), \quad (2.5)$$

$$D_P = 2K^2 S_0 \omega_0 \left(\ln \frac{t}{T_B} + C\right), \quad (2.6)$$

де  $t$  – період проведення корекції початкового рівня вихідного сигналу підсилювача ( $t \gg T_B$ );  $C = 0,5772$  – постійна Ейлера.

Як впливає з виразів (2.5) та (2.6), дисперсія білого шуму зростає по експоненті, прямуючи до рівня  $D_B = \frac{\pi K^2 S_0}{T_B}$ , тобто введення корекції подвоює дисперсію білого шуму, оскільки сумарна дисперсія білого шуму складатиметься з дисперсії поточного шуму і такого, що запам'ятав пристрій корекції шуму.

Прирівнюючи дисперсії білого і рожевого шумів, при відомих  $T_B$  і  $\omega_0$ , можна знайти такий період проведення корекції  $t$ , при якому  $D_P = D_B$ :

$$t \leq T_B \cdot \exp\left(\frac{\pi}{2 \cdot \omega_0 \cdot T_B} - C\right). \quad (2.7)$$

Очевидно, що для виконання умови  $t \gg T_B$  необхідно використовувати швидкодіючий підсилювач, для якого  $T_B \ll \pi / 2\omega_0$ .

#### 2.9.4. Експлуатаційні показники

Окрім технічних характеристик ОП при виборі типу підсилювача слід брати до уваги такий параметр, як споживана потужність, що виділяється на ОП за відсутності вхідного сигналу і опору навантаження, а також допустиму потужність розсіяння при максимальному навантаженні.

Важливим експлуатаційним параметром є **максимальна і мінімальна температури кристала**, при яких підсилювач зберігає свою працездатність. Залежно від виконання ОП (комерційне, військове, аерокосмічне) їх

значення можуть знаходитися в діапазоні від  $-65$  до  $+150$  °С, а багато ОП здатні протягом 60 с. витримувати температуру 300 °С.

Проблема саморозігріву кристала особливо актуальна для потужних ОП, оскільки при підвищеній температурі навколишнього середовища температура кристала може перевищити гранично допустиму. У довідниках зазвичай указуються теплові опори переходів кристал – корпус ( $\theta_{JC}$ ) і корпус – навколишнє середовище ( $\theta_{JA}$ ). Значення цих опорів залежать від типу корпусу і, для малопотужних ОП, можуть складати:  $\theta_{JC} = 20\text{--}50$  °С/Вт, а  $\theta_{JA} = 100\text{--}150$  °С/Вт.

Температура кристала може бути знайдена з виразу

$$T_K = T_C + (\theta_{JC} + \theta_{JA})P, \quad (2.8)$$

де  $T_C$  – температура довкілля;  $P$  – потужність, розсіювана ОП.

Таким чином, навіть для малопотужних підсилювачів з потужністю розсіювання не більше 150 мВт температура кристала може перевищувати  $T_C$  на 20 – 30 °С, що необхідно враховувати при визначенні тих параметрів ОП, для яких спостерігається істотна температурна залежність.

До експлуатаційних показників відносяться також допустимі значення параметрів вібрацій і ударів, граничні значення напрути живлення, споживаний струм та ін.

## 2.10. Бюджет похибок вимірювальних підсилювачів

Похибки вимірювальних підсилювачів можна розділити на мультиплікативні (абсолютне значення пропорційне вхідному сигналу) і адитивні (абсолютне значення якої не залежить від вхідного сигналу). Мультиплікативні похибки характеризуються відносним значенням, а адитивні – зведеним. Межа відносної основної припустимої похибки (у відсотках) може бути визначена за формулою  $\delta = \Delta/x = [c + d(|x_H/x| - 1)]$ , де  $x_H$  – номінальне значення величини;  $c = 100(b + a/|x_H|)$ ;  $d = 100a/|x_H|$ ;  $a$  і  $b$  – позитивні числа, що не залежні від  $x$  і що визначають абсолютну основну припустиму похибку  $\Delta = \pm(a + bx)$ . Значення  $c$  і  $d$  вибирають з ряду  $1 \cdot 10^n$ ;  $1,5 \cdot 10^n$ ;  $2 \cdot 10^n$ ;  $2,5 \cdot 10^n$ ;  $4 \cdot 10^n$ ;  $5 \cdot 10^n$  ( $n = 1, 0, -1, -2$  і т. д.).

Таким чином, перш ніж приступати до розрахунку, слід, виходячи із загальних вимог до точності всього пристрою, виділити складову похибки, що

вноситься проєктованим підсилювачем і задати значення  $c$  і  $d$  (наприклад: 0,2/0,1). З рівняння для відносної похибки випливає, що у разі широкого динамічного діапазону вхідного сигналу особливу увагу слід приділяти зменшенню адитивної складової похибки.

Розглянемо основні джерела адитивної і мультиплікативної складових похибки пристроїв на операційних підсилювачах.

**Мультиплікативна похибка** обумовлена, в основному, чотирма чинниками:

- **зміною коефіцієнта посилення ОП** під дією температури, напруги живлення, механічних дій, за рахунок старіння а також відхиленням дійсного значення коефіцієнта посилення від номінального, наведеного в довідниках (зазвичай, окрім типового значення, указують також мінімальне і максимальне);
- **відхиленням від розрахункових значень елементів**, які визначають коефіцієнт посилення підсилювача із зворотним зв'язком;
- **спрощенням моделі підсилювача** за рахунок знехтування впливом вхідного і вихідного опорів підсилювача, опору джерела сигналу і опору навантаження.
- **залежністю коефіцієнта посилення від частоти**, для підсилювачів змінного струму

Як відомо вплив коефіцієнта посилення ОП на коефіцієнт посилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком ослаблений в  $1 + \beta K_{\text{ОП}} \gg 1$  разів, де  $\beta$  коефіцієнт зворотного зв'язку. Коефіцієнт посилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком  $K_U \approx 1/\beta$ , тобто для підсилювача з коефіцієнтом посилення  $K_U = 100$ , побудованого на ОП з  $K_{\text{ОП}} = 10^6$ , значення  $\beta K_U$  складе  $10^4$ , а відносна похибка коефіцієнта посилення підсилювача, навіть при 50 % відхиленні  $K_{\text{ОП}}$  від номінального, складе 0,005 %.

Не дивлячись на те, що ця похибка може бути скоректована при початковому налаштуванні підсилювача, для прецизійних підсилювачів її необхідно враховувати оскільки коефіцієнт посилення ОП може змінювати своє значення в часі (старіння), при зміні температури, під дією ударів, вібрацій, короткочасних перевантажень, залишкових явищ від циклічних змін температури, при заміні ОП під час ремонту.

При роботі в широкому частотному діапазоні слід враховувати залежність  $K_{\text{ОП}}$  від частоти.

Модуль коефіцієнта передачі повністю скоректованого ОП на частоті  $\omega$  може бути визначений за формулою

$$K_{\text{оп}}(f) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2}}}, \quad (2.9)$$

де  $K_0$  – коефіцієнт посилення ОП на постійному струмі, а  $f_0$  визначається або за АЧХ ОП, або виходячи з коефіцієнта посилення ОП на постійному струмі і частоти одиничного посилення  $f_1$  ОП, тобто

$$f_0 = \frac{f_1}{K_0}. \quad (2.10)$$

Для того щоб визначити частотний діапазон, в якому фактичний коефіцієнт посилення  $K_{\text{п}}$  підсилювача із зворотним зв'язком відрізняється від свого розрахункового значення не більше ніж на  $\delta_f$  %, слід визначити частоту зрізу підсилювача із зворотним зв'язком як  $f_0 = f_1 / K_{\text{п}}$ . На цій частоті похибка підсилювача складе 30 %. Потім, визначаючи відносну частотну похибку як  $\delta_f = \frac{K - K_f}{K}$  і підставивши сюди вираз 2.9, отримаємо

$$f = f_0 \sqrt{2\delta_f}. \quad (2.11)$$

Частотна складова похибки на максимальній частоті сигналу може бути визначена за формулою

$$\delta_f = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f_{\text{max}}^2}{f_0^2}}}. \quad (2.12)$$

Так, для операційного підсилювача з  $K_{\text{п}} = 100$ , побудованого на ОП з повною корекцією, що забезпечує частоту одиничного посилення  $f_1 = 5$  МГц, отримаємо  $f_0 = 50$  кГц, а максимальна частота, на якій сигнал посилюватиметься в 100 разів з похибкою  $\delta_f = 0,1$  % не перевищуватиме 2,2 кГц.

Точність різних пристроїв на ОП істотно залежить від точності і стабільності елементів (резисторів, конденсаторів) зовнішніх кіл, які визначають коефіцієнт перетворення.

У схемі існують елементи, для яких точність їх завдання, здавалося б, не відіграє істотної ролі. Проте, навіть якщо прецизійність прямо не потрібна, точність елементів може дати істотний ефект, наприклад, в придру-



шенні синфазних перешкод. Крім того, багато розрахункових формул справедливі при виконанні певних співвідношень між значеннями елементів зовнішніх кіл і їх також слід вибирати з певною точністю.

Елементи зазвичай специфіковані щодо точності, яка, як правило, означає також температурну і часову залежність їх параметрів. Можна з великої кількості 20%-вих резисторів відібрати деяку кількість елементів, опір яких відрізняється від номінального значення не більше ніж на 1%. Проте у елементів з кращою початковою точністю, як правило, решта параметрів також краща.

**Не можна відбирати для роботи в прецизійній схемі елементи з потрібним значенням параметра, якщо цей тип елемента належить до класу з гіршими характеристиками, оскільки часова і температурна стабільність таких елементів відповідатимуть значенням для даного класу.**

Елементи, що випускаються в даний час, мають допуски у відсотках від  $\pm 0,001$  до  $\pm 30$ . Класи точності для резисторів і конденсаторів наведено в Додатках.

Вхідний опір підсилювача утворює подільник напруги з опором джерела сигналу, тому коефіцієнт посилення в порівнянні з розрахунковим значенням знижується. Найчастіше це не складає проблеми, оскільки вхідний опір ОП достатньо великий, проте деякі схемні рішення мають вхідний опір, що сумірний з опором джерела сигналу і його вплив необхідно враховувати.

Вихідний опір підсилювача збільшується із зростанням частоти і може зробити помітний вплив на коефіцієнт посилення, оскільки, з одного боку, він складається з опором зворотного зв'язку, а з іншого, утворює подільник напруги з опором навантаження.

**Адитивні похибки** схем на ОП обумовлені наявністю у реального операційного підсилювача напруги зсуву нуля, часового і температурного дрейфів зсуву, вхідного струму зсуву, вхідного струму зрушення, проходженням синфазного сигналу і впливом джерела живлення. При посиленні малих сигналів велике значення може мати і напруга шумів.

Визначимо похибку, обумовлену зсувом нуля підсилювача. Зсув нуля ОП виявляється в наявності постійної напруги на виході підсилювача за відсутності вхідної напруги.

Зсув нуля є результатом дії трьох чинників: власне напруги зсуву  $U_{ЗС}$ , вхідного струму підсилювача  $I_{ВХ}$  і різниці вхідних струмів  $\Delta I_{ВХ}$ .

Величина  $U_{3C}$  визначається в основному розкидом напруги емітерно-базових переходів вхідних транзисторів диференціального каскаду в підсилювачах на біполярних транзисторах або напруги затвор-витік в ОП з польовими транзисторами на входах. Ця величина складає 0,1–5 мВ для підсилювачів загального призначення з біполярними транзисторами і 0,5–20 мВ з польовими транзисторами на вході.

Шляхом лазерної підгонки вдається зменшити зсув нуля до 10 мкВ (OP27, OP177, MAX400M) у першого типу підсилювачів і до 100 мкВ (OPA627B) у другого.

Подальше зниження зсуву нуля досягається застосуванням схем автоматичної компенсації зсуву нуля. Наприклад, ОП з перериванням мають типову напругу зсуву нуля менше 1 мкВ (ICL7650S, MAX430).

Знизити  $U_{3C}$  можна підстроюванням зовнішнім резистором, для підключення якого деякі операційні підсилювачі (наприклад, 140УД7, 140УД8) мають спеціальні виводи.

Постійні вхідні струми, протікаючи по резисторах зовнішніх кіл, підключених до входів ОП і по опорах джерел сигналів, створюють різницю падінь напруги  $\Delta U$ . Для зменшення цієї похибки слід вирівнювати значення еквівалентних опорів резисторів, підключених до інвертувального і неінвертувального входів і, по можливості, зменшувати їх номінальні значення.

Для зменшення похибки від синфазного сигналу слід використовувати ОП з максимальним значенням  $K_{ОСС}$  і схемні рішення, що забезпечують мінімум коефіцієнта передачі синфазного сигналу.

Якщо підсилювач працює з сигналами змінного струму, то при визначенні похибки від синфазного сигналу слід враховувати залежність  $K_{ОСС}$  від частоти. Ця залежність аналогічна залежності  $K_{ОП}$  від частоти; як правило, АЧХ для  $K_{ОСС}$  приводиться в довідкових матеріалах фірм виробників.

Облік зсуву, викликаного зміною напруги живлення, необхідний при визначенні вимог до джерел живлення схем на ОП. Сюди входять вимоги до стабільності напруги живлення і до пульсацій його напруги.

Вимоги до пульсацій особливо важливі при живленні схеми від імпульсних джерел, що працюють на високій частоті, де коефіцієнт ослаблення впливу живлення  $K_{ВЖ}$  має значно гірші значення, ніж на постійному струмі.

Таким чином, для зменшення похибок зсуву застосовують прецизійні ОП, а також спеціальні схемні рішення (підсилювачі з періодичною корекцією зсуву, з додатковим бездрейфовим підсилювачем, з температурною компенсацією, схеми з покращеним значенням коефіцієнта ослаблення синфазної складової, з компенсацією вхідних струмів).

Окрім цього істотне значення має правильний вибір номінальних значень елементів схеми і вимог до їх точності, часової і температурної стабільності.

Розглянемо схемотехніку найбільш поширених пристроїв на операційних підсилювачах.

## 2.11. Аналогові компаратори

### 2.11.1. Аналогові компаратори на ОП

Компаратором називається пристрій, що дозволяє здійснити порівняння напруги  $U_{ВХ}$  на одному вході з опорною напругою  $U_{ОП}$ , що діє на його іншому вході.

Вхідні сигнали компаратора:  $U_{ВХ}$  – аналізований сигнал і  $U_{ОП}$  – опорний сигнал порівняння – аналогові, а вихідний  $U_{ВИХ}$  – дискретний або логічний сигнал, що містить 1 біт інформації. Опорна напруга може бути позитивною, негативною або дорівнювати нулю. Алгоритм роботи компаратора описується виразами

$$U_{ВИХ} = U^1, \text{ якщо } U_{ВХ} < U_{ОП},$$

$$U_{ВИХ} = U^0, \text{ якщо } U_{ВХ} > U_{ОП}.$$

Вихідний сигнал компаратора майже завжди діє на входи логічних кіл і тому узгоджується за рівнем і потужністю з їх входами. Таким чином, компаратор є елементом переходу від аналогових сигналів до цифрових, тому його іноді називають однобітним аналого-цифровим перетворювачем.

Якщо в якості компаратора використовується ОП, то на його виході встановлюватиметься позитивна або негативна напруга насичення залежно від того, яка з вхідної напруги вище.

Компаратор застосовують в схемах формування сигналу, що перетворюють сигнал довільної форми в прямокутний; у детекторах нуля, для індикації моменту і напряму проходження сигналу через нуль; у детекторах рівня, для індикації моменту досягнення вхідною напругою рівня, заданого опорною напругою; у генераторах сигналів прямокутної форми.

Проста схема компаратора і його передавальна характеристика наведені на рис. 2.10.

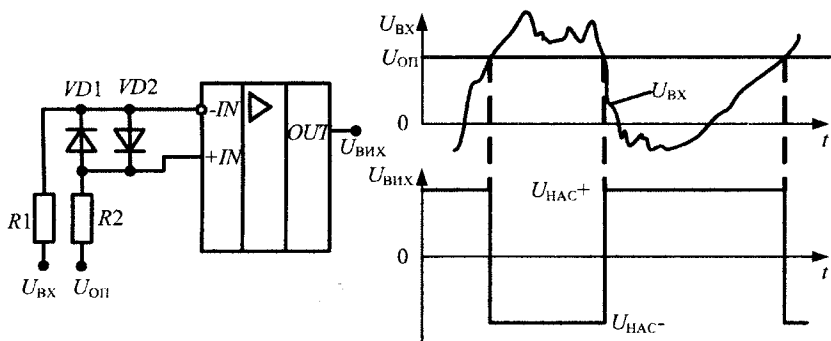


Рисунок 2.10 – Простий компаратор на ОП

Унаслідок великого коефіцієнта посилення ОП на його виході отримують послідовність практично прямокутних імпульсів, причому положення моментів перемикавання відповідає рівності  $U_{ВХ} = U_{ОП}$ . Якщо входи ОП поміняти місцями, то  $U_{ВИХ}$  поміняє знак.

Вхідні діоди служать для захисту ОП від великої диференціальної вхідної напруги. Вихідна напруга компаратора може бути використана для управління яким-небудь пристроєм, наприклад, широтно-імпульсним модулятором.

При  $U_{ОП} = 0$  отримуємо так званий нуль-індикатор або детектор нульового рівня. Через скінченне значення коефіцієнта посилення компаратора можливе плавне наростання  $U_{ВИХ}$  (рис. 2.11).

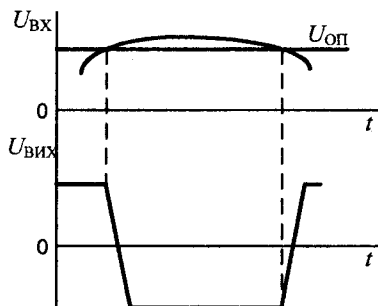


Рисунок 2.11 – Плавне наростання вихідної напруги компаратора на операційному підсилювачі

При плавному наближенні вхідною напругою до опорного рівня вихідна напруга може коливатися від одного рівня насичення до іншого. Такі коливання можуть бути викликані шумами і наведеннями на дротах, відповідними до вхідних затисків ОП. На рис. 2.12 показаний вплив наведень на роботу детектора нуля.

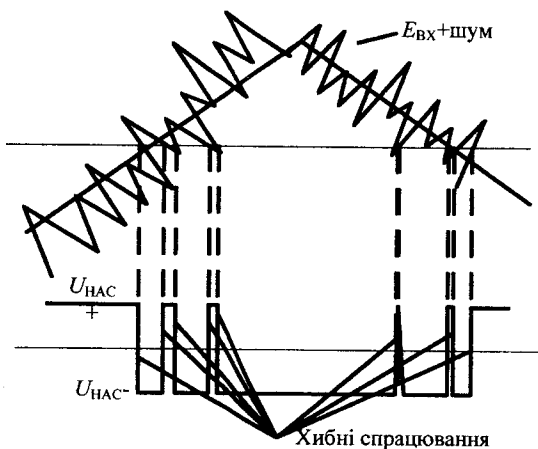


Рисунок 2.12 – Вплив шумів на роботу детектора нуля

Щоб вихідний сигнал компаратора змінився на скінчену величину  $U^1_{\text{ВИХ}} - U^0_{\text{ВИХ}}$  при нескінченно малій зміні вхідного сигналу, компаратор повинен мати нескінченно великий коефіцієнт посилення при повній відсутності шумів у вхідному сигналі. Таку характеристику можна реалізувати двома способами: або просто використовувати підсилювач з дуже великим коефіцієнтом посилення, або ввести позитивний зворотний зв'язок.

Розглянемо перший шлях. Яке б велике не було посилення, при  $U_{\text{ВХ}}$  близькому до нуля, характеристика матиме вигляд рис. 2.11. Це призведе до двох неприємних наслідків. Перш за все, при дуже повільній зміні  $U_{\text{ВХ}}$  вихідний сигнал також змінюватиметься сповільнено, що погано відіб'ється на роботі подальших логічних схем.

Ще гірше те, що при такій повільній зміні  $U_{\text{ВХ}}$  біля нуля вихід компаратора може багато разів з великою частотою змінювати свій стан під дією перешкод (так званий «дзвін») (рис. 2.12). Це призведе до помилкових спра-

цьовувань в логічних елементах і до величезних динамічних втрат в силових ключах. Для усунення цього явища зазвичай вводять позитивний зворотний зв'язок (ПЗЗ), який забезпечує перехідній характеристиці компаратора гістерезис (рис. 2.13).

Наявність гістерезису хоча і викликає деяку затримку в перемиканні компаратора, але істотно зменшує або навіть усуває дзвін  $U_{\text{ВИХ}}$ .

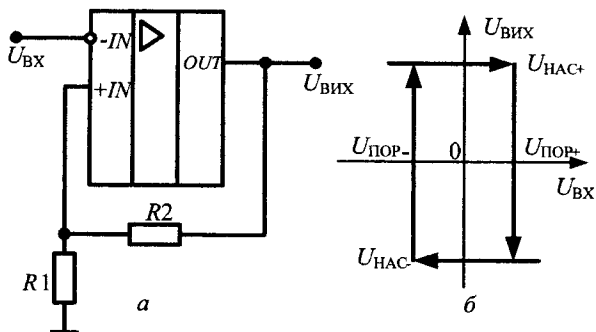


Рисунок 2.13 – Компаратор на ОП з ПЗЗ

Якщо опорна напруга не подається, то такий компаратор називають ще тригером Шмітта. Як видно з рис. 2.13, б, такий компаратор має гістерезис, що пояснюється наявністю кола позитивного зворотного зв'язку. Перемикання схеми в стан  $U_{\text{НАС+}}$  відбувається при зниженні вхідної напруги до рівня  $U_{\text{ПОР-}}$ , а повернення в початковий стан  $U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{НАС-}}$  – при досягненні вхідною напругою рівня відпуску  $U_{\text{ПОР+}}$ . Значення вхідної порогової напруги і ширина зони гістерезису визначаються за формулами:

$$U_{\text{ПОР+}} = U_{\text{НАС+}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad (2.13)$$

$$U_{\text{ПОР-}} = U_{\text{НАС-}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad (2.14)$$

$$U_{\text{ГІС}} = U_{\text{ПОР+}} - U_{\text{ПОР-}} = U_{\text{НАС+}} \frac{R_1 (U_{\text{НАС+}} - U_{\text{НАС-}})}{R_1 + R_2}.$$

Пороги спрацьовування роблять схему нечутливою до шумів, які завжди присутні у вхідному сигналі, і тим самим виключають непотрібні перемикання під дією шумів, тобто усувають так званий «дзвін».

В якості компаратора може бути використаний операційний підсилювач, так, як це показано на рис. 2.14. Підсилювач включений за схемою інвертувального суматора, проте, замість резистора в колі зворотного зв'язку включені паралельно стабілітрон  $VD1$  і діод  $VD2$ .

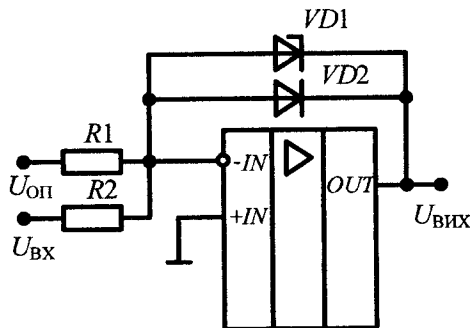


Рисунок 2.14 – Схема компаратора на ОП

Зазвичай  $R_1 = R_2$ . Якщо  $U_{вх} - U_{оп} > 0$ , то діод  $VD2$  відкритий і вихідна напруга схеми невелика негативна та дорівнює падінню напруги на відкритому діоді. При  $U_{вх} - U_{оп} < 0$  на стабілітроні встановлюється напруга, що дорівнює його напрузі стабілізації  $U_{ст}$ . Ця напруга повинна відповідати одиничному логічному рівню цифрових інтегральних мікросхем (ІМС), входи яких підключені до виходу компаратора. Таким чином, вихід ОП приймає два стани, причому в обох підсилювач працює в лінійному режимі.

Багато типів ОП не допускають скільки-небудь істотну вхідну диференціальну напругу. Включення за схемою на рис. 2.14 забезпечує роботу ОП в режимі компаратора практично з нульовою диференціальною і синфазною вхідними напругами.

Недоліком даної схеми є відносно низька швидкодія, обумовлена необхідністю частотної корекції, оскільки ОП працює в лінійному режимі з 100%-ним зворотним зв'язком. Використовуючи для побудови компаратора звичайні ОП, важко отримати час перемикання менше 1 мкс.

Основним недоліком ОП, у разі його використання як компаратора, є низька швидкодія, що оцінюється затримкою спрацьовування і часом наростання вихідної напруги.

Кращу швидкодію мають спеціальні ІМС компараторів. Підвищена швидкодія в них досягається використанням НВЧ-транзисторів і виключенням режиму їх насичення.

Компаратори розроблені для роботи як системи без зворотного зв'язку, для управління логічними схемами і з високою швидкістю, навіть при перевантаженні. ОП не призначені для жодної з цих функцій. Вони сконструйовані для роботи в системах із замкнутим зворотнім зв'язком, для управління резистивними або реактивними навантаженнями і ніколи не повинні бути переобтяжені до насичення.

Вихід спеціалізованого компаратора спроектований для управління певним сімейством (або сімействами) логічних схем. Він часто має окреме живлення для вихідного каскаду компаратора, щоб забезпечити правильні логічні рівні. Компаратор розроблений для роботи при великій диференціальній напрузі на вході, тоді як ОП зазвичай працює із замкнутою петлею зворотного зв'язку, і його вхідна напруга мінімізована за рахунок негативного зворотного зв'язку.

Коли ОП перевантажується (іноді для цього достатньо декількох мілівольт), деякі з його каскадів можуть увійти до насичення. Якщо це відбувається, приладу потрібний порівняно великий час для виходу з насичення.

### **2.11.2. Аналоговий інтегральний компаратор**

Отже, компаратор – це швидкодіючий диференціальний підсилювач постійного струму з великим посиленням, малим дрейфом і зсувом нуля і логічним виходом. Його вхідний каскад повинен мати великий коефіцієнт ослаблення синфазної складової ( $K_{осц}$ ) і здатність витримувати великі синфазні і диференціальні сигнали на входах, не насичуючись, тобто не потрапляючи в режими, з яких компаратор довго виходитиме.

Для підвищення перешкодозахищеності компаратор може бути забезпечений стробувальним логічним входом, що дозволяє виконувати перемикання компаратора тільки в тактові моменти.

Схема першого промислового інтегрального компаратора  $\mu A710$  (вітчизняний аналог – 521CA2), розробленого Р. Відларом (*R. J. Widlar*) в США в 1965 р., наведена на рис. 2.15.



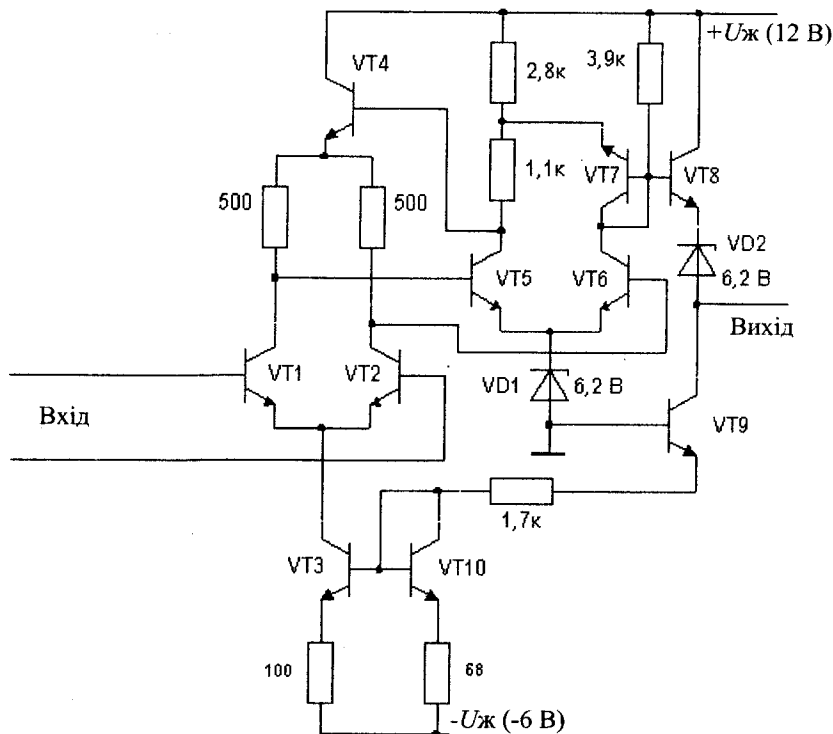


Рисунок 2.15 – Схема компаратора МА710

Вхідний каскад є диференціальним підсилювачем на транзисторах  $VT_1$ ,  $VT_2$ , навантаженим на каскади з загальним емітером на  $VT_5$  і  $VT_6$ . Каскад на  $VT_5$  через транзистор  $VT_4$  керує колекторним режимом вхідного каскаду і через транзистор в діодному включенні  $VT_7$  фіксує потенціал бази транзистора  $VT_8$ , роблячи його незалежним від змін позитивної напруги живлення. Каскад на  $VT_6$  є другим каскадом посилення напруги.

Емітерні виводи транзисторів  $VT_5$  і  $VT_6$  приєднані до стабілітрона  $VD_1$  з напругою стабілізації 6,2 В, тому потенціали баз вказаних транзисторів відповідають приблизно 6,9 В. Отже, допустима напруга на входах компаратора щодо загальної точки може досягати 7 В. На транзисторі  $VT_8$  виконаний емітерний повторювач, який передає сигнал з колектора  $VT_6$

на вихід. Постійна складова сигналу зменщується до нульового рівня стабілітроном  $VD2$ .

Якщо диференціальна вхідна напруга перевищує  $+5\dots+10$  мВ, то транзистор  $VT6$  закритий, а  $VT5$  близький до насичення. Вихідний сигнал компаратора при цьому не може перевищити  $+4$  В, оскільки для позитивніших сигналів відкривається діод на  $VT7$ , не допускаючи зайвого зростання вихідної напруги і насичення  $VT5$ . При зворотному знаку вхідної напруги  $VT6$  насичується, потенціал його колектора виявляється близьким до напруги стабілізації стабілітронів  $VD1$  і  $VD2$ , а тому потенціал виходу близький до нуля. Транзистор  $VT9$  – джерело струму  $3$  мА для зсуву  $VT8$  і  $VD2$ . Частина цього струму (до  $1,6$  мА) може віддаватися в навантаження, яке вимагає витічного струму на вході (один вхід логіки ТТЛ серії 155 або 133).

Надалі ця схема розвивалася і удосконалювалася. Схеми багатьох компараторів мають стробувальний вхід для синхронізації, а деякі модифікації забезпечені на виході тригерами-защипками, тобто схемами, що фіксують стан виходу компаратора по приходу синхроімпульса. Крім того, для підвищення функціональної гнучкості частина ІМС компараторів (наприклад,  $MAX917-920$ ) містить джерело опорної напруги, а у деяких (наприклад,  $MAX910$ ) поріг спрацьовування встановлюється цифровим кодом від  $0$  до  $2,56$  В з дискретністю  $10$  мВ, для чого на кристалі мікросхеми є джерело опорної напруги і 8-розрядний цифро-аналоговий перетворювач.

Вихідні каскади компараторів зазвичай мають більшу гнучкість, ніж вихідні каскади операційних підсилювачів. У звичайному ОП використовують двотактний вихідний каскад, який забезпечує розмах напруги в межах між значеннями напруги живлення (наприклад,  $\pm 13$  В для ОП типу 140УД7, що працює від джерел  $\pm 15$  В).

У вихідному каскаді компаратора емітер, як правило, заземлений, і вихідний сигнал знімається з «відкритого колектора». Вихідні транзистори деяких типів компараторів, наприклад, 521СА3 або  $LM311$ , мають відкриті, тобто непідключені, і колектор, і емітер. В цьому випадку для забезпечення нормальної роботи компаратора необхідно до одного з його виходів підключити резистор, номінальне значення опору якого визначається технічною документацією на компаратор. Дві основні схеми включення компараторів такого типу приведено на рис. 2.16.

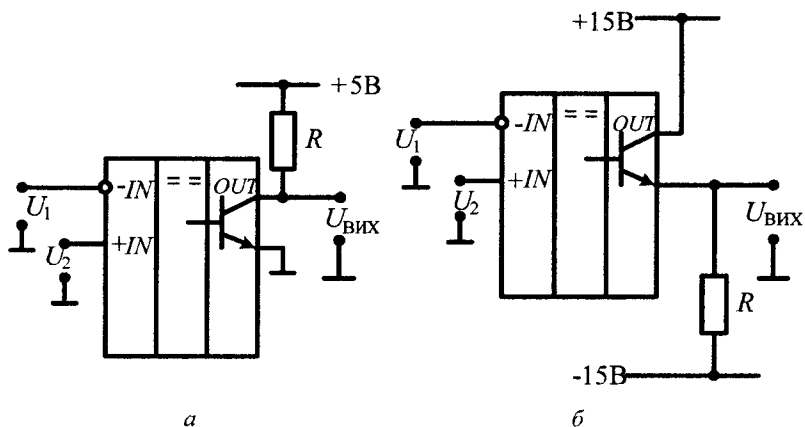


Рисунок 2.16 – Схеми включення вихідного каскаду компаратора 521CA3:  
 а – із загальним емітером; б – із загальним колектором

На рис. 2.16, а вихідний транзистор компаратора включений за схемою із загальним емітером. При потенціалі на верхньому виводі резистора +5 В до виходу можна підключати входи ТТЛ, *n*-МОН- і КМОН-логіку з живленням від джерела 5 В.

Для управління КМОН-логікою з вищою напругою живлення слід верхній вивід резистора підключити до джерела живлення даної цифрової мікросхеми.

Якщо потрібна зміна вихідної напруги компаратора в межах від  $+U_{ж}$  до  $-U_{ж}$ , вихідний каскад включається за схемою емітерного повторювача (рис. 2.16, б). При цьому помітно знижується швидкодія компаратора і відбувається інверсія його входів.

Деякі моделі інтегральних компараторів (наприклад, AD790, MAX907) мають внутрішній неглибокий позитивний зворотний зв'язок, що забезпечує їх перехідні характеристики гістерезис з шириною петлі, сумірної з напругою зсуву нуля.

На рис. 2.17, а наведено схему включення компаратора з відкритим колектором на виході, передавальна характеристика якої, має гістерезис (рис. 2.17, б).

Порогова напруга цієї схеми визначається за формулами

$$U_{П1} = \frac{U_{ОП}R_2}{R_1 + R_2},$$

$$U_{П2} = \frac{ER_1 + U_{ОП}(R_2 + R_K)}{R_1 + R_2 + R_K}.$$
(2.15)

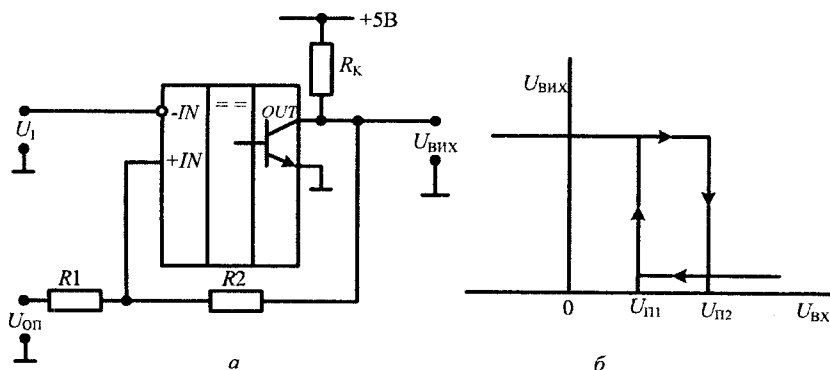


Рисунок 2.17 – Компаратор з позитивним зворотним зв'язком:  
а – схема включення; б – передавальна характеристика

Внаслідок несиметрії виходу компаратора петля гістерезису виявляється несиметричною щодо опорної напруги.

### 2.11.3. Двопороговий компаратор

Двопороговий компаратор (або компаратор «з вікном») фіксує, чи знаходиться вхідна напруга між двома заданими пороговими напругами, чи вона поза цим діапазоном.

Для реалізації такої функції вихідні сигнали двох компараторів необхідно піддати операції логічного множення (рис. 2.18, а). Як показано на рис. 2.18, б, на виході логічного елементу одиничний рівень сигналу матиме місце тоді, коли виконується умова  $U_1 < U_{ВХ} < U_2$ , оскільки в цьому випадку на виходах обох компараторів будуть одиничні логічні рівні.

Такий компаратор випускається у вигляді ІМС  $\mu A711$  (вітчизняний аналог – 521CA1).

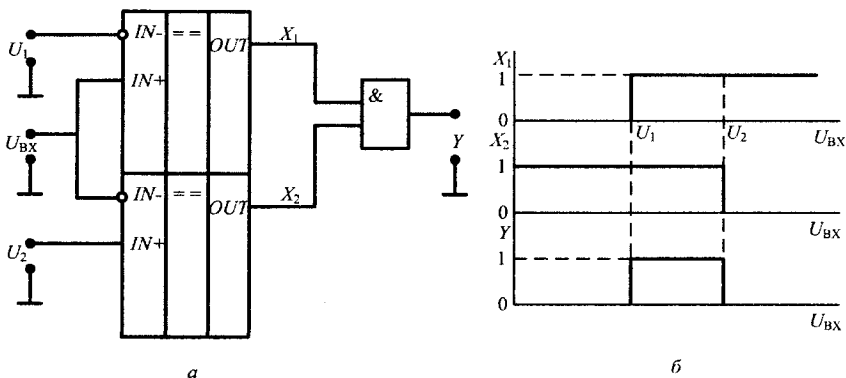


Рисунок 2.18 – Схема двопорогового компаратора (а) і діаграма його роботи (б)

#### 2.11.4. Параметри компараторів

Параметри, що характеризують якість компараторів, можна розділити на три групи: точнісні, динамічні і експлуатаційні. Компаратор характеризується тими ж точнісними параметрами, що й ОП.

Основним динамічним параметром компаратора є час перемикання  $t_{п}$ . Це проміжок часу від початку порівняння до моменту, коли вихідна напруга компаратора досягає протилежного логічного рівня.

Час перемикання заміряється при постійній опорній напрузі, що подається на один з входів компаратора і скачку входної напруги  $U_{ВХ}$ , що подається на інший вхід. Цей час залежить від величини перевищення  $U_{ВХ}$  над опорною напругою.

Час перемикання компаратора  $t_{п}$  можна розбити на дві складові: час затримки  $t_3$  і час наростання до порогу спрацьовування логічної схеми  $t_{н}$ . У довідниках зазвичай наводиться час перемикання для значення диференціальної напруги 5 мВ після стрибка.

Не дивлячись на те, що компаратори дуже схожі на операційні підсилювачі, в них практично ніколи не використовують негативний зворотний зв'язок, оскільки в цьому випадку можливе (а за наявності внутрішнього гістерезису – гарантоване) самозбудження компараторів.

У зв'язку з тим, що в схемі немає негативного зворотного зв'язку, напруги на входах компаратора неоднакові. Через відсутність негативного

зворотного зв'язку вхідний опір компаратора відносно низький і може змінюватися при зміні вхідних сигналів. Вихідний опір компараторів значний і різний для різної полярності вихідної напруги.

## 2.12. Інвертувальний підсилювач

Інвертувальне включення операційного підсилювача – основа більшості схем обробки сигналів. Схема є практично ідеальним суматором сигналів і перетворювачем струм – напруга і напруга – струм. Простота схеми зумовила її застосування при побудові самих різних пристроїв: фільтрів, інтеграторів, джерел струму і напруги, детекторів, підсилювачів змінного струму із зворотним зв'язком, стабілізаторів напруги, а також нелінійних схем обмежувачів, логарифмувальних підсилювачів, мульти-вібраторів і т. ін. Всі підсилювачі реалізуються за допомогою одного або декількох ОП з лінійним або нелінійним зворотним зв'язком, обмежувачів та ін. Такий підсилювач призначений для посилення сигналів постійного і змінного струмів.

Застосовується в тих випадках, коли не потрібний високий вхідний опір і необхідно максимально використовувати частотні властивості ОП.

Для отримання інвертувального підсилювача вхідний сигнал і сигнал зворотного зв'язку повинні подаватися на той же самий інвертувальний вхід. При цьому неінвертувальний вхід, як правило, сполучають із загальною шиною або безпосередньо, або через резистор. У схемі інвертувального підсилювача ОП охопленій негативним зворотним зв'язком (НЗЗ) за напругою, тобто, на інвертувальний вхід ОП подається частина вихідної напруги. У разі інвертувального підсилювача вхідний сигнал і сигнал НЗЗ підсумовуються за допомогою резисторів  $R_1$  і  $R_2$ . Такий зворотний зв'язок називається паралельним.

Типова схема інвертувального підсилювача на ОП наведена на рис. 2.19.

У інвертувальному підсилювачі вхідна напруга  $U_{ВХ}$  проходить на інвертувальний вхід ОП не безпосередньо, а через подільник напруги, утворений цими ж резисторами з коефіцієнтом:

$$\mu = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.16)$$

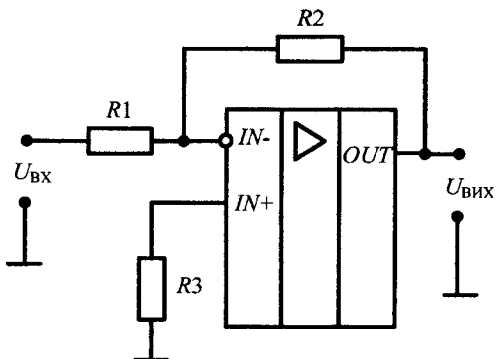


Рисунок 2.19 – Інвертувальний підсилювач

Для даного підсилювача у разі нульового вихідного опору джерела вхідного сигналу коефіцієнт передачі кола НЗЗ визначається з виразу

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.17)$$

Припускаючи, що вихідний опір ОП дорівнює нулю, для коефіцієнта передачі підсилювача (рис. 2.19) можна записати:

$$K_U = \frac{-\mu \cdot K_{\text{ОП}}}{1 + K_{\text{ОП}}\beta} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{K_{\text{ОП}}}{(1 + K_{\text{ОП}})R_1 / (R_2 + R_1)}. \quad (2.18)$$

Вважаючи  $K_{\text{ОП}} \rightarrow \infty$ , отримаємо:

$$K_U = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (2.19)$$

З виразу (2.19) виходить, що вибором резисторів кола НЗЗ коефіцієнт передачі інвертувального підсилювача може бути зменшений до скільки завгодно малої величини.

Зроблений висновок не означає, що власне напруга, присутня на вході ОП, передається на його вихід з коефіцієнтом передачі, меншим від одиниці. Це суперечило б властивостям ОП.

Зміна коефіцієнта передачі підсилювача до величини, меншої від одиниці, досягається за рахунок дії вхідного подільника. Дійсно, в гранич-

ному випадку, коли  $R_2 = 0$ , коефіцієнт передачі кола НЗЗ  $\beta = 1$  і власний коефіцієнт передачі сигналу з входу ОП дорівнює одиниці. В цьому випадку виконується умова  $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВИХ}}$ . Проте коефіцієнт передачі дільника  $\mu$ , що забезпечує необхідний вхідний сигнал ОП, знижується практично до нуля.

Внаслідок цього сумарний коефіцієнт передачі всього ОП також знижується до нуля. Для інвертувального підсилювача фази вхідної і вихідної напруг зрушені один щодо одного на  $180^\circ$ . Тому перед правою частиною виразу (2.19) повинен стояти знак мінус.

Резистор  $R_3$  введений в схему для компенсації зсуву від вхідних струмів ОП. Припускаючи, що вхідні струми інвертувального і неінвертувального входів однакові, значення опору  $R_3$  визначають за формулою

$$R_3 = R_{\text{ЕКВ}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.20)$$

Застосування НЗЗ паралельного типу приводить до того, що вхідний опір ОП визначається виразом

$$R_{\text{ВХ}} = R_1. \quad (2.21)$$

Недоліком інвертувального підсилювача є низький вхідний опір. Підвищення вхідного опору вимагає збільшення опору резистора на вході, а це спричиняє збільшення опору резистора зворотного зв'язку.

При великому коефіцієнті посилення це приводить до необхідності використання в колі зворотного зв'язку високоомного резистора, який характеризується невисокою точністю, низькою температурною стабільністю, високим рівнем шумів і значною постійною часу, пов'язаною з власною ємністю резистора. Окрім того, наявність на входах ОП високоомних резисторів приводить до збільшення адитивної похибки від вхідних струмів і від різниці вхідних струмів ОП.

**Приклад.** Припустимо що  $R_1 = 100\text{кОм}$ , а необхідний коефіцієнт посилення  $K_U = 100$ . Тоді опір резистора в колі зворотного зв'язку, виходячи з формули (2.19) визначається як  $R_2 = R_1 \cdot K_U = 10\text{МОм}$ .

Якщо ОП характеризується вхідним струмом  $I_{\text{ВХ}} = 50\text{нА}$ , то за відсутності опору  $R_3$  зсув вихідної напруги, викликаний вхідним струмом, складе

$$\begin{aligned} U_{\text{ЗС ВИХ}} &= I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ЕКВ}} \cdot (K_U + 1) = I_{\text{ВХ}} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} \cdot (K_U + 1) = \\ &= 5 \cdot 10^{-8} \cdot 9,9 \cdot 10^4 \cdot 101 = 0,499\text{ В}. \end{aligned}$$



Якщо резистори  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_3$  вибрані з резисторів невисокого класу точності, то зсув на виході підсилювача за рахунок вхідного струму можна визначити із співвідношення  $U_{ЗС.ВИХ} = I_{ВХ} \cdot \Delta R_{ЕКВ} \cdot K_U$ ,

$$\Delta R_{ЕКВ} = R_3 - R_{ЕКВ} = \frac{R_1 \cdot \delta R_1}{1 + \frac{1}{K_U}} + \frac{R_2 \cdot \delta R_2}{(K_U + 1)} + R_3 \cdot \delta R_3.$$

Резистор  $R_1$  визначає точність коефіцієнта посилення, тому його клас точності повинен бути високий, а до резистора  $R_3$ , як правило, не висувають вимогу високої точності, що може привести до значної похибки від вхідного струму.

Нехай резистор  $R_3$  має клас точності 1,0, тобто його відносна похибка дорівнює  $\delta R_3 = 1\%$ . Тоді  $\Delta R_{ЕКВ} = 10^5 \cdot 0,01 = 10^3$  Ом, а зсув вихідної напруги підсилювача за рахунок вхідного струму складе

$U_{ЗС.ВИХ} = I_{ВХ} \cdot \Delta R_{ЕКВ} \cdot (K_U + 1) = 5 \cdot 10^{-8} \cdot 10^3 \cdot 101 = 5,05 \cdot 10^{-3}$  В, і приведена похибка підсилювача від вхідного струму при  $U_{ВХ.НОМ} = 10$  мВ становитиме

$$\gamma_1 = \frac{U_{ЗС.ВИХ}}{U_{ВХ.НОМ}} = \frac{5,05 \cdot 10^{-3}}{10^{-2} \cdot 100} = 5,05 \cdot 10^{-3}, \text{ тобто складає } 0,5\%,$$

що при проектуванні прецизійних схем часто є недостатньо точним.

Слід зазначити, що наявність резистора  $R_3$  не усуває похибки від різниці вхідних струмів, яка може бути знайдена із співвідношення

$$\gamma_{\Delta I} = \frac{\Delta I_{ВХ} R_{ЕКВ} (K_U + 1)}{U_{ВХ.НОМ} K_U}. \quad (2.22)$$

Якщо опір джерела сигналу  $R_C$  не дорівнює нулю, то його слід включати в резистор  $R_1$ , тобто замість  $R_1$  слід підставляти значення  $R_1 + R_C$ . У тих випадках, коли внутрішній опір джерела змінюється на деяку величину  $\Delta R_C$ , змінюється і значення коефіцієнта передачі  $\mu$ , що накладає вимоги до опору  $R_1$ , який необхідно вибирати, виходячи із значення мультиплікативної похибки, яка становить

$$\delta_K^\mu = \frac{\delta R_C}{1 + \frac{R_1}{R_C}} \quad \text{або} \quad \delta_K^\mu = \frac{\Delta R_C}{R_1 + R_C}. \quad (2.23)$$

Підвищити вхідний опір, не збільшуючи опір резистора зворотного зв'язку, можна, якщо використати різні схемні рішення, шляхом введення в схему додаткових елементів. Розглянемо деякі з них.

### 2.12.1. Інвертувальний підсилювач з підвищеним входним опором

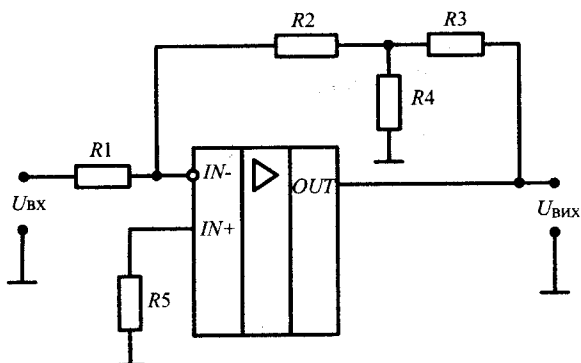


Рисунок 2.20 – Інвертувальний підсилювач з  $T$ -подібним колом зворотного зв'язку

У схемі (рис. 2.20) коло зворотного зв'язку з виходу підсилювача на вхід, утворене резисторами  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ , і вираз для коефіцієнта посилення підсилювача має вигляд

$$K_U = - \frac{R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4}}{R_1}. \quad (2.24)$$

Схема дозволяє підвищити входний опір і забезпечити великий коефіцієнт посилення без істотного збільшення опорів в колі зворотного зв'язку. Так, якщо  $R_1 = R_2 = R_3 = 100$  кОм, а  $R_4 = 1$  кОм, то коефіцієнт посилення дорівнюватиме  $10^2$  при входньому опорі підсилювача 100 кОм.

Для входніх струмів ОП еквівалентний опір резистора на інвертувальному вході можна визначити за формулою:

$$R_{\text{ЕКВ}} = \frac{R_1 (R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_3 R_4)}{R_2 R_3 + R_1 R_4 + R_2 R_4 + R_3 R_4}. \quad (2.25)$$

Підсилювач дозволяє регулювати коефіцієнт посилення, змінюючи опір лише одного резистора  $R_4$ .

Для підвищення входнього опору інвертувального підсилювача можна застосувати схему на двох ОП (рис. 2.21).

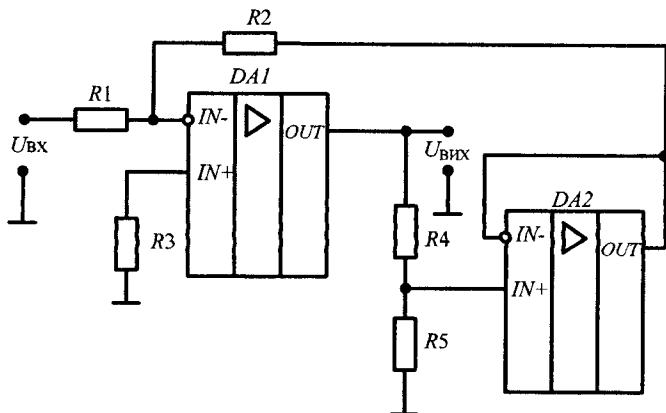


Рисунок 2.21 – Інвертувальний підсилювач з підвищеним вхідним опором

Якщо  $R_2 = R_1$  коефіцієнт посилення підсилювача

$$K_U = -\frac{R_5}{R_4 + R_5},$$

а в загальному випадку: 
$$K_U = -\frac{R_5}{(R_4 + R_5)} \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.26)$$

### 2.13. Неінвертувальний підсилювач

Схема простого неінвертувального підсилювача на ОП наведена на рис. 2.22.

Характерною особливістю неінвертувального підсилювача є те, що тут ОП працює з синфазним сигналом, оскільки відповідно до правила 1 на обох входах ОП присутня напруга  $U_{C\Phi} = U_{ВХ}$ , що приводить до додаткової похибки. Коефіцієнт посилення неінвертувального підсилювача

$$K_U = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\beta K_{ОП}}{1 + \beta K_{ОП}}. \quad (2.27)$$

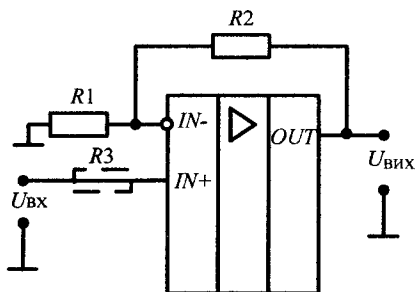


Рисунок 2.22 – Неінвертувальний підсилювач

З виразу 2.27 виходить, що коефіцієнт посилення не може бути меншим від одиниці. Зсув, викликаний синфазним сигналом, залежить від рівня вхідної напруги. Для зменшення зсуву, викликаного вхідним струмом ОП до неінвертувального входу слід підключити резистор  $R_3$ , опір якого визначають з умови

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} - R_C, \quad (2.28)$$

де  $R_C$  – опір джерела сигналу.

Оскільки в схемі застосований послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою, то схема характеризується високим вхідним і низьким вихідним опором:

$$R_{ВХ} = R_3 + R_E \parallel R_{СФ}.$$

Вхідний опір неінвертувального підсилювача визначається двома паралельно включеними опорами: вхідним опором ОП для синфазного сигналу  $R_{СФ}$  і еквівалентним опором  $R_E$ , який при  $K_{ОСС} = \infty$  дорівнює  $R_{ВХ.ОУ} \cdot (\beta K_{ОП} + 1)$ . Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу  $K_{ОСС}$  для ОП зазвичай лежить в діапазоні  $10^3 - 10^7$ , тому можна прийняти

$$R_{ВХ} = R_3 + R_{ВХ.ОП} (1 + \beta K_{ОП}). \quad (2.29)$$

Вихідний опір підсилювача з негативним зворотним зв'язком за напругою в  $(1 + \beta K_{ОП})$  разів менший від вихідного опору застосованого операційного підсилювача, тобто

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{вих.оп}}}{1 + \beta K_{\text{оп}}}. \quad (2.30)$$

Важливим окремим випадком неінвертувального підсилювача є повторювач напруги (рис. 2.23), тобто підсилювач з коефіцієнтом НЗЗ  $\beta$  і коефіцієнтом посилення  $K_U$ , що дорівнює одиниці. Для його побудови достатньо вихід ОП безпосередньо з'єднати з інвертувальним входом, а на неінвертувальний вхід подати вхідний сигнал. Тоді  $R_2 = 0$ ,  $R_1 = \infty$  і з виразу (2.27) отримуємо  $K_H = 1$ .

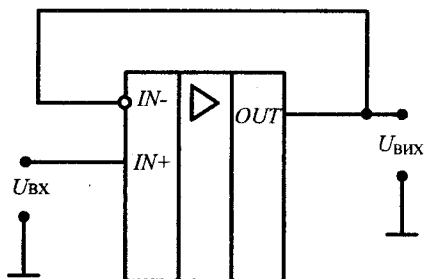


Рисунок 2.23 – Неінвертувальний повторювач напруги

Повторювач напруги застосовується в тих випадках, коли необхідно підвищити вхідний опір або понизити вихідний опір деякого електронного вузла.

## 2.14. Диференціальні підсилювачі

Диференціальний підсилювач – це пристрій з диференціальним входом. Підсилювач будується так, що він підсилює тільки різницю напруги, поданої на його входи ( $U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}$ ) і не реагує на синфазну вхідну напругу.

Зазвичай інструментальний підсилювач служить першим каскадом вимірювальної або перетворювальної схеми, де основною вимогою є точність. У багатьох випадках вхідний сигнал подається на вимірювальний підсилювач з мостової схеми або датчика, що перетворюють неелектричну величину в аналоговий електричний сигнал, при цьому корисний сигнал надходить на вхід підсилювача на тлі значного синфазного сигналу.

### 2.14.1. Диференціальний підсилювач на одному операційному підсилювачі

На рис. 2.24 наведено схему простого і найдешевшого вимірювально-го підсилювача.

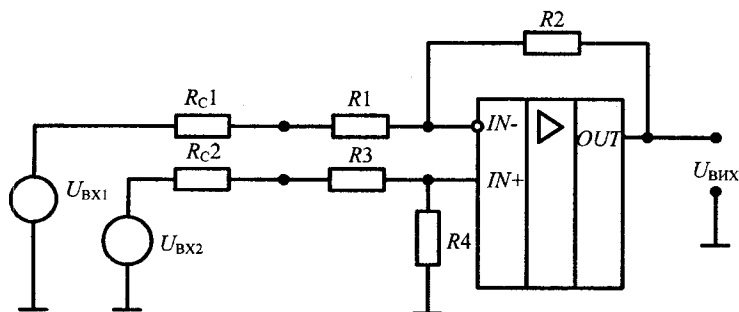


Рисунок 2.24 – Диференціальний підсилювач на одному ОП

Резистори  $R_3$  і  $R_4$  діють як подільник напруги для неінвертувального входу операційного підсилювача (ОП). Завдяки зворотному зв'язку через резистори  $R_1$  і  $R_2$  і дуже великому внутрішньому коефіцієнту посилення ОП напруга на інвертувальному вході підсилювача підтримується такою, що дорівнює напрузі на неінвертувальному вході.

Відношення  $R_2/R_1$  визначає коефіцієнт передачі підсилювача. Коли  $R_1/R_2 = R_3/R_4$ , посилення диференціального сигналу набагато більше посилення синфазного сигналу, і коефіцієнт ослаблення синфазної напруги ( $K_{ОСС}$ ) буде максимальним. Зазвичай  $R_1 = R_3$  та  $R_2 = R_4$ .

Диференціальний коефіцієнт посилення:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{K_{\text{ОП}}}}, \quad (2.31)$$

де  $K_{\text{ОП}}$  – коефіцієнт посилення ОП.

При великому значенні  $K_{\text{ОП}}$  знаменник у виразі (2.31) прямує до одиниці і для більшості застосувань можна використовувати спрощений вираз для коефіцієнта посилення

$$K_U = \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.32)$$

Коефіцієнт передачі синфазного сигналу, обумовлений розузгодженням резисторів,

$$K_{C\Phi 1} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}. \quad (2.33)$$

Якщо чисельник у виразі дорівнює нулю, то  $K_{C\Phi 1} = 0$ , проте, унаслідок похибки резисторів, його значення відмінне від нуля.

Узявши часткові похідні від  $K_{C\Phi 1}$  по кожному з резисторів, отримуємо

$$K_{C\Phi 1} = 4\delta R_i \frac{K_U}{(K_U + 1)}, \quad (2.34)$$

де  $\delta R_i$  – відносні похибки резисторів, що входять в схему, за умови рівності їх класів точності.

Таким чином, якщо в схемі використані резистори класу точності 0,01, то  $\delta R_i = 0,0001$ , а максимальне значення  $K_{C\Phi 1} = 4 \cdot 10^{-4}$ .

Не слід забувати, що до значень  $R_1$  і  $R_3$  додається імпеданс джерел сигналів по інвертувальному і неінвертувальному входах, що приводить до погіршення придушення синфазного сигналу, у разі їх нерівності.

Коефіцієнт посилення синфазного сигналу, обумовлений кінцевим значенням  $K_{OCC}$  операційного підсилювача,

$$K_{C\Phi 2} = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{K_{OCC}}. \quad (2.35)$$

Відзначимо, що  $K_{OCC}$  тут виражається відношенням, а не в децибелах. Коефіцієнт передачі синфазного сигналу всієї схеми

$$K_{C\Phi} = K_{C\Phi 1} + K_{C\Phi 2}.$$

Диференціальний вхідний опір

$$R_{ВХ} = R_1 + R_3. \quad (2.36)$$

Вхідний опір для синфазного сигналу (при  $K_{OCC} = \infty$ )

$$R_{ВХ,СФ} = (R_1 + R_2) \parallel (R_3 + R_4). \quad (2.37)$$

Наведена на рис. 2.24 схема має низький вхідний опір і призначена для підключення низькоомних джерел сигналів. Подача сигналу від високоомного джерела приведе до втрат внаслідок шунтування вхідного сигналу

і до погіршення властивостей придушення синфазної напруги. Збільшення значень вхідних резисторів ( $R_1, R_3$ ) підвищує вхідний опір, але при цьому збільшується дрейф зсуву через нестабільність вхідних струмів зсуву, змушується ширина смуги пропускання через вплив паразитних ємностей, і підвищується рівень шумів.

Крім того, для отримання значного коефіцієнта посилення потрібно застосовувати високоомні резистори зворотного зв'язку, які мають невисоку точність. Опори резисторів  $R_1$  і  $R_3$  доводиться вибирати, йдучи на компроміс між вхідним опором, впливом вхідних і шумових струмів і шириною смуги пропускання. Максимальне значення  $K_{OCC}$  досягається при  $R_1/R_2 = R_3/R_4$ , але не слід забувати, що до значень опорів  $R_1$  і  $R_3$  додається імпеданс джерел по інвертувальному і неінвертувальному входах, що призводить до додаткових похибок коефіцієнта посилення і до погіршення властивостей придушення синфазного сигналу.

Аналогічні проблеми виникають через неточність опорів резисторів, тобто необхідно застосовувати високоякісні прецизійні резистори. Слід враховувати відсутність прецизійних високоомних резисторів. Опір високоточних резисторів, як правило, не перевищує 100 кОм. Тому не рекомендується в прецизійних схемах застосовувати резистори з опором більше 1 МОм.

Недоліками простого диференціального підсилювача є низькі вхідні опори і трудність регулювання коефіцієнта посилення. Регулювання коефіцієнта посилення можливе тільки шляхом одночасної зміни опорів двох резисторів (наприклад,  $R_2$  і  $R_4$  або  $R_1$  і  $R_3$ ). Інакше порушуватиметься рівність (2.33).

### **2.14.2. Диференціальний підсилювач з підвищеним вхідним опором**

Для підвищення вхідного опорів і забезпечення високого значення коефіцієнта посилення без використання високоомних резисторів може бути застосована схема, наведена на рис. 2.25.

Для підсилювача рис. 2.25 коефіцієнт посилення за умови повної симетрії схеми, тобто  $R_1 = R_2, R_3 = R_4, R_5 = R_6$ , можна регулювати за допомогою резистора  $R_7$ , і його значення можна отримати із співвідношення

$$K_U = \frac{R_3 + R_5 + 2 \frac{R_3 R_5}{R_7}}{R_1}. \quad (2.38)$$



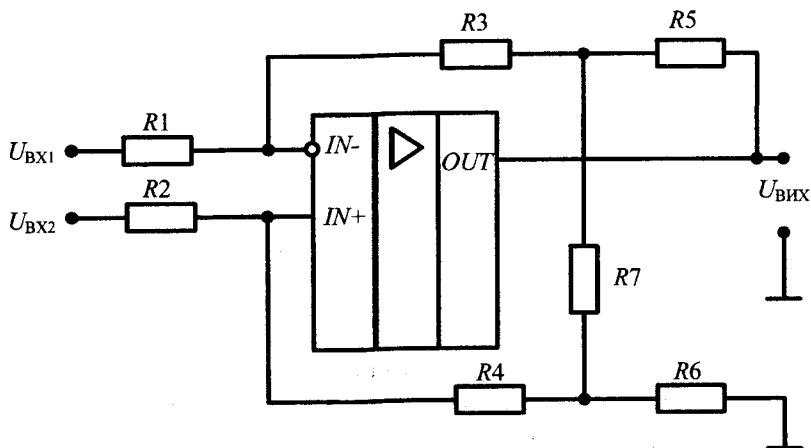


Рисунок 2.25 – Диференціальний підсилювач з підвищеним входним опором та реалізацією  $T$ -подібної схеми кола зворотного зв'язку.

Якщо обрати резистори  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 100$  кОм, а резистор  $R_7 = 1$  кОм, то вхідний опір для диференціального сигналу становитиме  $R_{BX} = R_1 + R_2 = 200$  кОм, а коефіцієнт посилення  $K = 202$ .

Слід зазначити, що коефіцієнт посилення нелінійно залежить від  $R_7$ , і для кращого послаблення синфазного сигналу потрібні три пари узгоджених з високою точністю резисторів. Як правило, резистори в схемі обирають за умови рівності  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ , і для підвищення температурної стабільності використовують резисторні збірки, розташовані в одному корпусі. Можливість регулювання підвищеного коефіцієнта посилення за допомогою одного резистора без використання високоомних резисторів надає схема з використанням ОП для формування сигналу зворотного зв'язку (рис. 2.26).

Коефіцієнт посилення для схеми, наведеної на рис. 2.26 визначається співвідношенням:

$$K_U = \left( 1 + \frac{R_5}{R_6} \right) \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.39)$$

Регулювання коефіцієнта посилення можна здійснювати за допомогою змінного резистора  $R_6$  або коефіцієнта передачі подільника  $R_5, R_6$ .

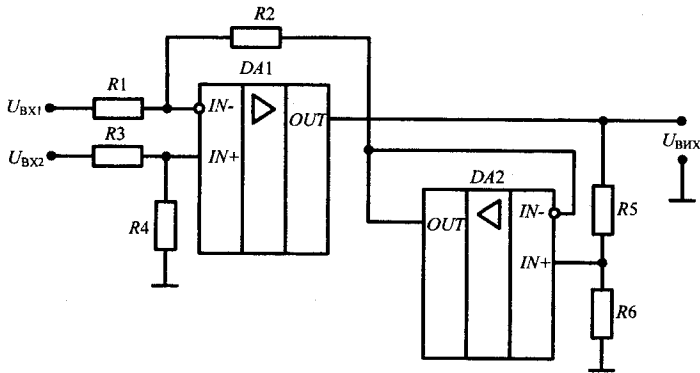


Рисунок 2.26 – Диференціальний підсилювач з підвищеним коефіцієнтом посилення без використання високоомних резисторів

Для забезпечення високого входного опору може бути використана схема (рис. 2.27), де два ОП включені як неінвертувальні підсилювачі, причому перший з них DA1 змінює рівень опорної напруги другого підсилювача DA2. Вихідний сигнал DA1 подається на інвертувальний вхід DA2, який посилює диференціальний сигнал  $(U_{BX2} - U_{BX1})$ . Диференціальний коефіцієнт посилення за умови, що  $R_4/R_3 = R_1/R_2$

$$K_U = 1 + \frac{R_4}{R_3} . \quad (2.40)$$

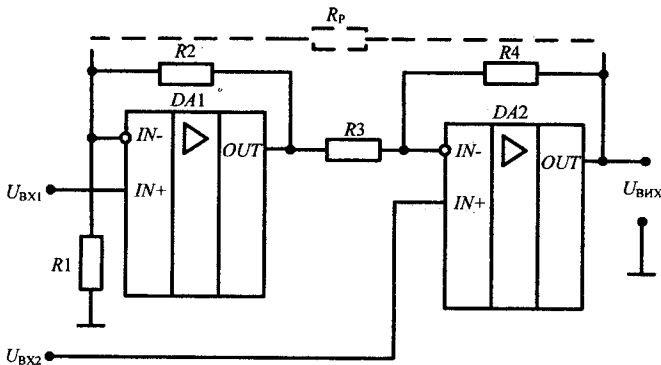


Рисунок 2.27 – Диференціальний підсилювач з високим входним імпедансом

Коефіцієнт передачі синфазного сигналу

$$K_{\text{СФ}} = 1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3}. \quad (2.41)$$

Якщо  $R_4/R_3 = R_1/R_2$ , то  $K_{\text{СФ}} = 0$ .

Для придушення синфазного сигналу необхідне точне узгодження резисторів. Вихідна напруга зсуву  $U_{3\text{С.ВХ}} = 2U_{3\text{С.ВХ}}(1 + R_4/R_3)$  за умови, що  $R_4/R_3 = R_1/R_2$ . Якщо між інвертувальними входами  $DA1$  і  $DA2$  включити резистор  $R_P$ , (як показано на рис. 2.27 пунктиром), то за допомогою цього резистора можна регулювати коефіцієнт посилення, який в цьому випадку визначається за формулою

$$K_U = 1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4 + R_1}{R_P}. \quad (2.42)$$

### 2.14.3. Диференціальний підсилювач на трьох ОП

Вдосконалені диференціальні підсилювачі часто називають інструментальними підсилювачами. Такі підсилювачі мають високі вхідні опори по обох входах, забезпечують суттєве придушення синфазного сигналу та надають можливість установаження заданого коефіцієнта посилення за допомогою одного змінного опору. На рис. 2.28 наведено стандартну схему двокаскадного вимірювального підсилювача на базі ОП.

Такий підсилювач називають інструментальним або вимірювальним. Перший каскад, що складається з підсилювачів  $DA1$  і  $DA2$ , підсилює диференціальний сигнал в  $(R_1 + R_2 + R_3)/R_1$  разів, а коефіцієнт передачі для синфазної напруги дорівнює 1. Отже, диференціальний сигнал збільшується на виходах  $DA1$  і  $DA2$  без збільшення синфазного сигналу.

Другий каскад, виконаний на ОП  $DA3$ , в диференціальному включенні підсилює диференціальний сигнал в  $R_5/R_4$  разів. Така схема має вищий вхідний імпеданс і забезпечує більше посилення і кращий  $K_{\text{ОСФ}}$  у порівнянні з схемами на одному ОП. Крім того, величина  $K_{\text{ОСФ}}$  менш чутлива до точності підбору резисторів.

Для повної симетрії схеми слід виконати умови

$$R_2 = R_3, R_4 = R_6, R_5 = R_7. \quad (2.43)$$

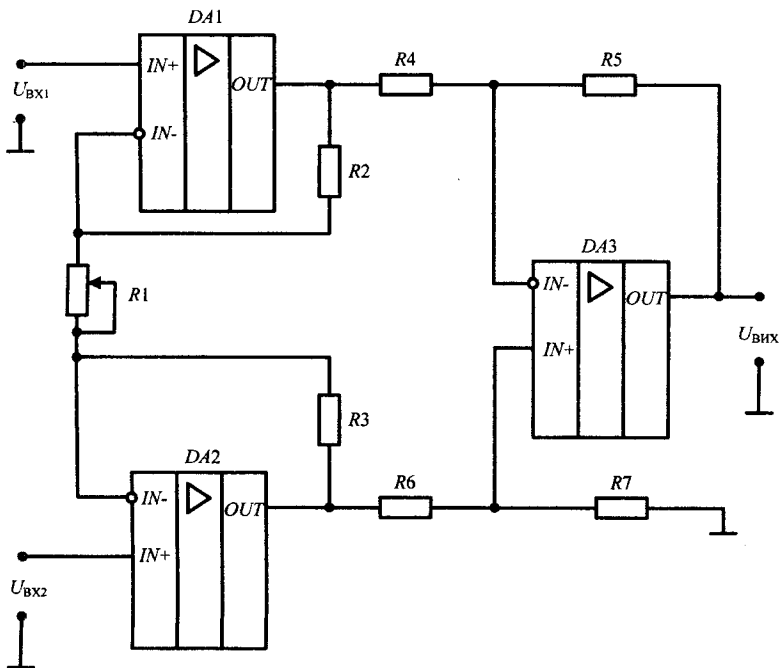


Рисунок 2.28 – Інструментальний підсилювач на трьох ОП

У разі ідентичності ОП  $DA1$  та  $DA2$  та виконання умови (2.43) схема стає менш чутливою до зміни зовнішніх чинників, що впливають на похибки схеми. Схема забезпечує можливість отримати більший коефіцієнт посилення, ніж попередні схеми. Як правило, другий каскад має фіксований коефіцієнт посилення (найчастіше він дорівнює одиниці), а регулювання загального коефіцієнта посилення відбувається за рахунок зміни опору резистора  $R_1$ .

Коефіцієнт передачі синфазного сигналу, викликаний розбалансом резисторів

$$K_{\text{сф1}} = \frac{R_4 R_7 - R_5 R_6}{R_4 (R_6 + R_7)}. \quad (2.44)$$

У разі застосування резисторів одного класу точності з відносною похибкою  $\delta R_i$  маємо для найгіршого випадку

$$K_{\text{СФ}1} = \frac{4\delta R_i}{1 + \frac{1}{K_2}}, \quad (2.45)$$

де  $K_2$  коефіцієнт посилення другого каскаду на  $DA3$ .

Коефіцієнт передачі синфазного сигналу, зумовлений скінченним значенням  $K_{\text{ОСС}}$  ОП  $DA3$

$$K_{\text{СФ}2} = \frac{R_5}{R_4 K_{\text{ОСС}DA3}}. \quad (2.46)$$

Загальний  $K_{\text{ОСС}}$  вимірювального підсилювача в якнайгіршому випадку (при складанні  $K_{\text{СФ}1}$  і  $K_{\text{СФ}2}$ )

$$K_{\text{ОСС}} = \frac{K_U}{K_{\text{СФ}1} + K_{\text{СФ}2}}. \quad (2.47)$$

Вихідна напруга зсуву  $U_{\text{ЗС.ВИХ}1}$  обумовлена напругою зсуву ОП (якнайгірший випадок):

$$U_{\text{ЗС.ВИХ}1} = \frac{(R_1 + R_2 + R_3)}{R_1} \frac{R_5}{R_4} (U_{\text{ЗС.ДА}1} + U_{\text{ЗС.ДА}2}) + \frac{R_5}{R_4} U_{\text{ЗС.ДА}3}. \quad (2.48)$$

Вихідний зсув  $U_{\text{ЗС.ВИХ}2}$ , обумовлений вхідними струмами зсуву ОП при  $R_4 = R_6$ , і  $R_5 = R_7$  (якнайгірший випадок)

$$U_{\text{ЗС.ВИХ}2} = \left[ R_3 I_{\text{ВХ}2}^- - R_{\text{C}2} I_{\text{ВХ}2}^+ - R_2 I_{\text{ВХ}1}^- + R_{\text{C}1} I_{\text{ВХ}1}^+ \right] \frac{R_5}{R_4} + \Delta I_{\text{ВХ}3} R_5, \quad (2.49)$$

де  $I_{\text{ВХ}2}^-$ ,  $I_{\text{ВХ}2}^+$ ,  $I_{\text{ВХ}1}^-$ ,  $I_{\text{ВХ}1}^+$  – вхідні струми зсуву по інвертувальному та неінвертувальному входах ОП  $DA2$  та  $DA1$  відповідно;  $\Delta I_{\text{ВХ}3}$  – різниця вхідних струмів ОП  $DA3$ ;  $R_{\text{C}1}$ ,  $R_{\text{C}2}$  – опори джерел сигналів  $U_{\text{ВХ}1}$  та  $U_{\text{ВХ}2}$ .

Загальний вихідний зсув (якнайгірший випадок)

$$U_{\text{ЗС.ВИХ}} = U_{\text{ЗС.ВИХ}1} + U_{\text{ЗС.ВИХ}2}.$$

Дуже важливо забезпечити відведення вхідних струмів з входів вимірювального підсилювача, оскільки інакше він входить в насичення.

Якщо джерела сигналів не забезпечують такого шляху, наприклад, коли входи розв'язані по постійному струму за допомогою конденсаторів, то необхідно підключити входи підсилювача до землі через резистори.

Опір резисторів вибирається близько 1 МОм або більшим. Відзначимо, що елементи  $R$  і  $C$  утворюють фільтр верхніх частот, який повинен пропускати найнижчу з частот вхідного сигналу.

Вихідний зсув і дрейф вихідного зсуву в цій схемі зазвичай більші, ніж в попередніх, через більше число ОП. Для боротьби з цими небажаними наслідками вхідні ОП слід підбирати так, щоб їх дрейфи зсуву були однакові.

Номинали резисторів зворотного зв'язку слід вибирати невеликими, (виходячи з допустимого вихідного струму, зазвичай 4,7–10 кОм) щоб зменшити вплив коливань вхідних струмів зсуву ОП. Крім того, як підсилювачі  $DA1$  і  $DA2$  краще використовувати підсилювачі з польовим входом, що мають надзвичайно малі вхідні струми. Впливом вхідних струмів зсуву  $DA1$  і  $DA2$  при цьому можна нехтувати.

Змінювати коефіцієнт посилення схеми можна, змінюючи опір резистора  $R_1$  – це не позначається на вхідному імпедансі і  $K_{\text{ОСС}}$  схеми; проте пропорційного управління посиленням у такий спосіб добитися не можна. При виборі значень резисторів доцільно зосередити все посилення в першому каскаді підсилювача (ОП  $DA1$  і  $DA2$ ), оскільки саме він забезпечує максимальне посилення диференціального вхідного сигналу по відношенню до синфазного сигналу.

Коефіцієнт передачі каскаду на  $DA3$ , можна встановити таким, що дорівнює одиниці, вибираючи  $R_4 = R_5 = R_6 = R_7$ . При цьому краще використовувати резистори в одному корпусі, щоб забезпечити точне узгодження опорів і їх рівний дрейф при змінах зовнішніх умов. Проте при установленні дуже великого коефіцієнта посилення першого каскаду підсилювачі  $DA1$  і  $DA2$  можуть увійти до насичення, що обмежить діапазон синфазної вхідної напруги підсилювача.

## 2.15. Пристрої вибірки-зберігання

При зборі інформації і її подальшому перетворенні часто буває необхідно зафіксувати значення аналогового сигналу в деякий момент часу.

Деякі типи аналогово-цифрових перетворювачів, наприклад, послідовного наближення, можуть давати абсолютно непередбачувані помилки, якщо їх вхідний сигнал не зафіксований під час перетворення.

При зміні вхідного коду цифро-аналогових перетворювачів внаслідок неодноразовості встановлення розрядів спостерігаються викиди вихідної напруги.

Для усунення цього явища на час встановлення слід зафіксувати вхідний сигнал ЦАП.

Пристрої вибірки-зберігання (ПВЗ) (стеження-зберігання), що виконують цю функцію, повинні на інтервалі часу вибірки (стеження) повторювати на виході вхідний аналоговий сигнал, а при перемиканні режиму на зберігання – зберігати останнє значення вихідної напруги до надходження сигналу вибірки.

Схема простого ПВЗ наведена на рис. 2.29, а.

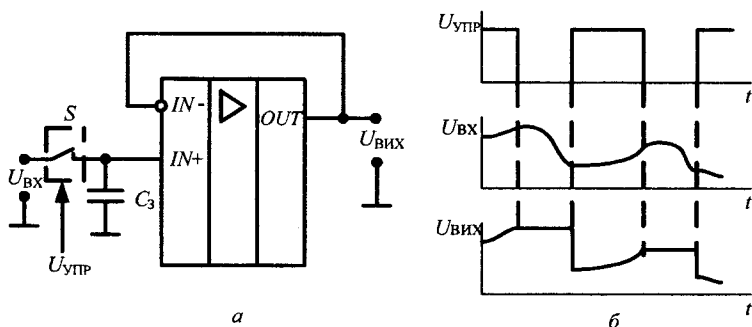


Рисунок 2.29 – Пристрій вибірки-зберігання

Коли ключ  $S$  замкнутий, вихідна напруга схеми повторює вхідну, тобто  $U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВХ}}$  (рис. 2.29, б). При розмиканні ключа  $U_{\text{ВИХ}}$  зберігає своє значення, останнє перед розмиканням.

Вихідний повторювач на ОП перешкоджає розряду конденсатора зберігання  $C_3$  на навантаження схеми.

Вхідний опір повторювача повинен бути якомога більший, тому зазвичай застосовують ОП з польовими транзисторами на вході.

Проста схема ПВЗ має ряд недоліків. При замкнутому ключі джерело вхідного сигналу має значне ємнісне навантаження.

Якщо джерелом є ОП, то це зазвичай приводить до його самозбудження. ОП з польовими транзисторами на вході, вживані в якості буферних повторювачів мають значний зсув нуля.

Ці недоліки багато в чому усунені в ІМС пристрою вибірки-зберігання  $LF398$  (вітчизняний аналог – 1100СК2), яка протягом багатьох років була по суті промисловим стандартом.

Функціональна схема цієї ІМС наведена на рис. 2.30.

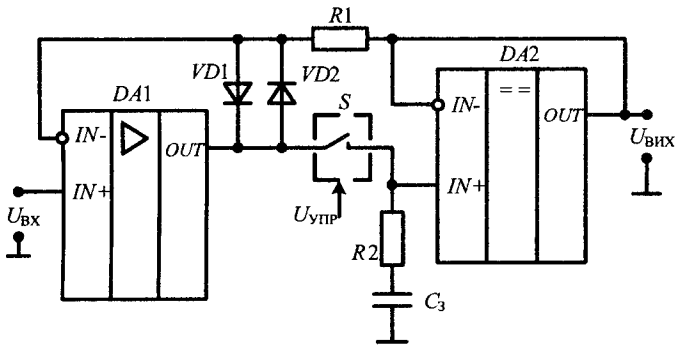


Рисунок 2.30 – Функціональна схема ПВЗ 1100СК2

В ній застосовано загальний негативний зворотний зв'язок, що охоплює всю схему, – з виходу підсилювача  $DA2$  на вхід підсилювача  $DA1$ .

Коли комутатор знаходиться в замкнутому стані, потенціал виходу операційного підсилювача  $DA1$  унаслідок дії загального негативного зворотного зв'язку встановлюється таким, що  $U_{\text{ВИХ}}$  відрізняється від  $U_{\text{ВХ}}$  на величину напруги зсуву  $DA1$ . При цьому зсув, що виникає через наявність комутатора і  $DA2$ , зводиться до нуля. Діоди  $VD1$  та  $VD2$  в цьому стані схеми замкнуті, оскільки падіння напруги на них, що дорівнює вказаному зсуву, достатньо мале (менше 20 мВ).

При розмиканні комутатора управляючим сигналом вихідна напруга залишається незмінною. Резистор  $R_1$  і діоди  $VD1$ ,  $VD2$  запобігають насиченню  $DA1$ , яке могло б виникнути через розмикання загального негативного зворотного зв'язку в цьому режимі. Це знижує час перехідного процесу при замиканні комутатора. Підсилювач  $DA1$  забезпечує високий вхідний опір ПВЗ. Він виконаний за схемою з біполярними транзисторами на вході, що легко дозволяє отримати зсув нуля схеми в межах 5 мВ. Резистор  $R_2$  обмежує струм заряду конденсатора зберігання.

Розглянемо основні характеристики ПВЗ:

**Точнісні характеристики:** напруга зсуву нуля  $U_{3С}$ , визначена практично зсувом нуля  $DA1$ ; дрейф напруги, що фіксується, при заданій ємності:

$$C_3 dU_{\text{ВИХ}} / dt = I_P / C_3,$$

де  $I_P$  – струм розряду конденсатора. Він складається із струмів витoku конденсатора і комутатора, а також з вхідного струму підсилювача  $DA2$ . При



заданому струмі витоку величину дрейфу можна зменшити шляхом збільшення ємності конденсатора  $C_3$ . Проте це погіршує динамічні характеристики схеми.

**Динамічні характеристики:** час вибірки  $t_b$  визначає, як довго за найсприятливіших умов триває процес заряду конденсатора зберігання до величини вхідної напруги із заданим рівнем допуску. Цей час пропорційний ємності  $C_3$ . Перехід ПВЗ в режим зберігання до закінчення інтервалу вибірки здатний призвести до значних помилок.

Апертурна затримка  $t_d$ . Це період між моментом зняття напруги, що управляє, і фактичним замиканням послідовного комутатора. У табл. 2.1 наведені основні характеристики деяких типів ПВЗ, що випускаються промисловістю.

Таблиця 2.1 – Інтегральні ПВЗ

Тип ПВЗ	$U_{зс}$ , мВ	Дрейф В/с	Час вибірки, мкс	Апертурна затримка, нс	$U_{ж}$ , В	$I_{спож}$ , мА	Примітки
1100CK2	5	0,2 <sup>*1</sup>	0,4 <sup>*1; *2</sup>	100	+/-15	4,5	Промисловий стандарт
SHC5320	1,5	0,5 <sup>*1</sup>	1,5 <sup>*1; *3</sup>	25	+/-15	–	–
AD9101	10	18000 <sup>*4</sup>	7 нс	0,25	+5; -5,2	70	Надшвидкодіючий ПВЗ
AD781	3	0,01 <sup>*4</sup>	0,6 <sup>*3</sup>	35	+/-12	4	–
AD684	4	1 <sup>*4</sup>	1 <sup>*3</sup>	35	+/-12	25	Зчетверений

Примітки: <sup>\*1</sup> –  $C_3 = 1000$  пФ; <sup>\*2</sup> – до точності 0,1 %; <sup>\*3</sup> – до точності 0,01 %; <sup>\*4</sup> – вбудований конденсатор зберігання.

## 2.16. Прецизійні випрямлячі на ОП

У багатьох пристроях обробки аналогових сигналів, наприклад, у вимірювальних схемах, необхідне або виділення складових тільки однієї полярності (однапівперіодне випрямлення), або визначення абсолютного значення сигналу (двонапівперіодне випрямлення). Ці операції можуть бути реалізовані на пасивних діодно-резистивних колах, але значне пряме падіння напруги на діодах (0,5–1 В) і нелінійність його вольт-амперної характеристики вносять в цьому випадку значні похибки, особливо при обробці слабких сигналів. Застосування ОП дозволяє значною мірою ослабити вплив реальних характеристик діодів.

### 2.16.1. Однонапівперіодні випрямлячі

Схеми однонапівперіодних випрямлячів, наведені на рис. 2.31, відрізняються один від одного передавальною хвилиєю вхідного сигналу (позитивною або негативною) і знаком коефіцієнта передачі (інвертувальні і неінвертувальні).

Неінвертувальні (рис. 2.31, а, в) однонапівперіодні випрямлячі мають вищий вхідний опір, ніж інвертувальні (рис. 2.31, б, г).

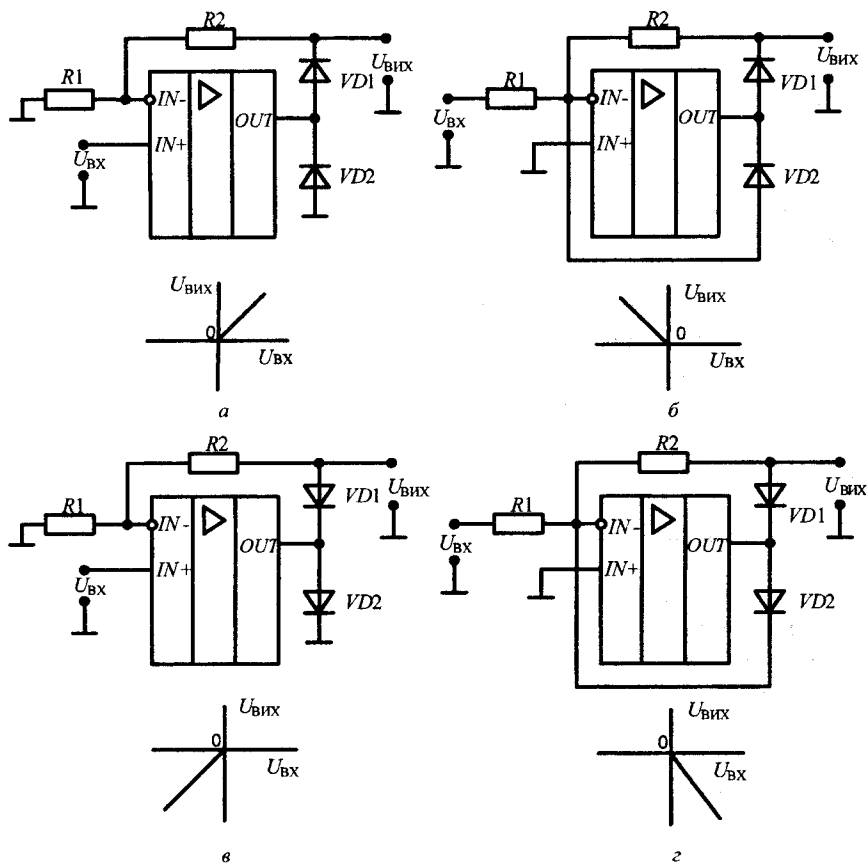


Рисунок 2.31 – Схеми однонапівперіодних випрямлячів

У інвертувальному випрямлячі діод  $VD_1$  відкривається на відповідній півхвилі сигналу, забезпечуючи його передачу на вихід з коефіцієнтом, визначуваним відношенням резисторів  $R_1$  і  $R_2$ . Діод  $VD_2$  зміщений при цьому у зворотному напрямі. Неінвертувальний випрямляч при передачі півхвилі, що пропускається, працює приблизно так само, проте його функціонування в режимі відсічення істотно розрізняється.

Як у інвертувальному, так і у неінвертувальному випрямлячах діод  $VD_2$  введений для підвищення їх швидкодії. Якщо виключити цей діод, то в режимі відсічення ОП входить в стан насичення.

При переході в режим пропускання ОП спочатку повинен вийти з насичення, а потім його вихідна напруга достатньо довго наростатиме до рівня відкриття діода  $VD_1$ . Введення діода  $VD_2$  запобігає насиченню ОП і обмежує перепад його вихідної напруги при зміні полярності вхідного сигналу.

У неінвертувальній схемі (рис. 2.31 *а, в*) діод  $VD_2$  забезпечує обмеження вихідної напруги ОП шляхом замикання його виходу на землю, тому ОП повинен допускати коротке замикання на виході протягом необмеженого часу. Крім того, в неінвертувальній схемі операційний підсилювач повинен мати велику допустиму диференціальну вхідну напругу і малий час відновлення з режиму обмеження вихідного струму.

Істотним недоліком представлених вище схем є їх високий вихідний опір, що має, до того ж, нелінійний характер.

Підключення до виходу схеми конденсатора перетворює її на простий піковий детектор.

### **2.16.2. Двонапівперіодні випрямлячі**

Найпростіше реалізуються прецизійні двонапівперіодні випрямлячі з незаземленим навантаженням, наприклад, стрілочним міліамперметром. Схема такого пристрою наведена на рис. 2.32. Тут операційний підсилювач виступає як кероване за напругою джерело струму. Тому вихідний струм не залежить від падіння напруги на діодах і опору навантаження  $R_H$ .

Мостова схема випрямляє обидві півхвилі вхідного сигналу, при цьому випрямлений струм протікає через навантаження:

$$I_{\text{вих}} = |U_{\text{вх}}| / R_1.$$

Ця схема не вимагає узгодження резисторів і має високий вхідний опір.

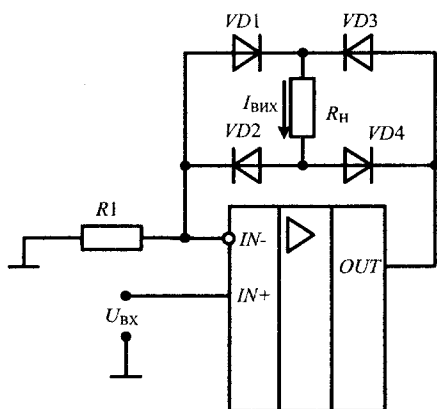


Рисунок 2.32 – Двонапівперіодний випрямляч з незаземленим навантаженням

Проста схема двонапівперіодного випрямляча із заземленим навантаженням наведена на рис. 2.33, *а*. Тут використовується диференціальне включення ОП.

Позитивна півхвиля вхідної напруги замикає діод, внаслідок чого схема працює в режимі неінвертувального підсилювача з коефіцієнтом передачі, що дорівнює одиниці, і  $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$ . Негативна півхвиля відкриває діод. Якби пряме падіння напруги на діоді дорівнювало нулю, то схема працювала б в режимі інвертувального підсилювача з одиничним коефіцієнтом і  $U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}}$ . Схема дуже проста, але через нерівність нулю прямої напруги на діоді остання рівність виконується з великою похибкою.

Точність можна підвищити, якщо в схемі на рис. 2.33, *а* замінити діод *VD1* моделлю ідеального діода на *DA2* (рис. 2.33, *б*). Тут при позитивній півхвилі вхідного сигналу вихідна напруга *DA2* буде негативною, внаслідок чого діод *VD1* закриється, а *VD2* відкриється.

Вихід підсилювача *DA2* буде сполучений із загальною точкою практично накоротко, і коло зворотного зв'язку підсилювача розімкнеться. Підсилювач *DA1* працює в режимі неінвертувального повторювача.

При негативній півхвилі вхідного сигналу діод *VD1* відкритий, а діод *VD2* закритий. Коло зворотного зв'язку *DA2* замкнуте через відкритий діод *VD1*, тому напруга між входами *DA2*, а отже, і на неінвертувальному вході *DA1*, близька до нуля. Тоді підсилювач *DA1* працює в режимі інвертувального повторювача.

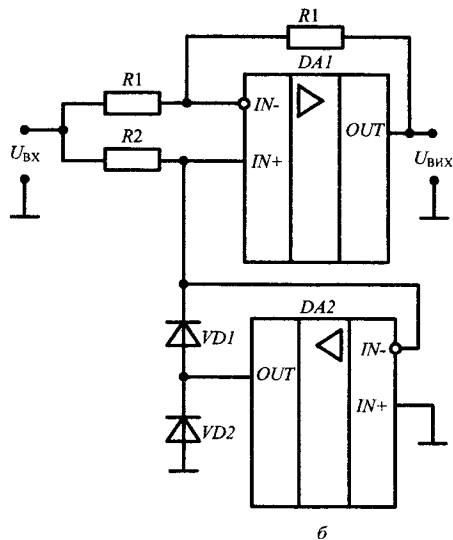
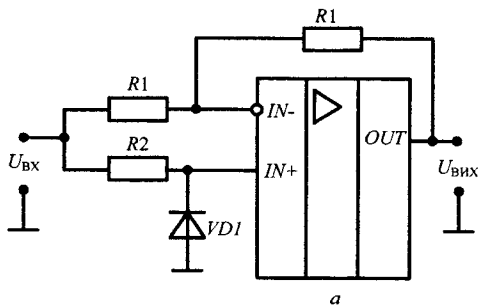


Рисунок 2.33 – Двонапівперіодний випрямляч з диференціальним підсилювачем та заземленим діодом

Схема на рис. 2.33, б досить проста, але має різний вхідний опір для позитивних і негативних сигналів і вимагає узгодження резисторів  $R_1$ . Підсилювач  $DA2$  повинен допускати коротке замикання виходу і велику диференціальну напругу.

Ще один варіант схеми двонапівперіодного випрямляча на одному ОП показаний на рис. 2.34.

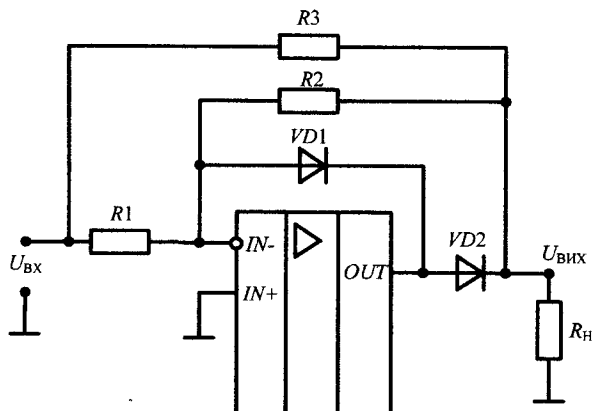


Рисунок 2.34 – Двонапівперіодний випрямляч на одному ОП

При позитивному вхідному сигналі діод  $VD1$  відкритий, а  $VD2$  закритий. Із-за наявності діода  $VD1$  потенціал інвертувального входу дорівнює нулю. Вихідна напруга схеми визначається дільником, верхнє плече якого складається з резистора  $R3$ , а нижнє – з паралельно включених  $R2$  і опору навантаження  $R_H$ , ( $R_2 < R_1$ ).

Опір резистора  $R_3$  визначається із співвідношення:

$$R_3 = \frac{R_H (R_1 - R_H)}{(R_2 + R_H)}.$$

При негативному вхідному сигналі діод  $VD2$  відкритий, а  $VD1$  закритий. Тепер схема діє як неінвертувальний підсилювач. При різнополярному сигналі схема поперемінно діє то як дільник, то як неінвертувальний підсилювач.

Достоїнство: використовується тільки один ОП.

Недоліки: малий вхідний опір, причому різний для позитивних і негативних сигналів; вихідний опір джерела сигналу і опір навантаження впливають на характеристики випрямляча; не допускається реактивне навантаження (ємність); потрібні три узгоджені резистори; вхідний сигнал ослаблюється.

Дану схему рекомендується застосовувати з низькоомними джерелами сигналів і високоомними навантаженнями. Інакше виникають похибки

коефіцієнта передачі і відмінності його для позитивних і негативних півхвиль сигналу.

Якщо  $R_3 = R_2 = R/2$ , то коефіцієнт передачі схеми складе  $1/2$ . При цьому можна використовувати інтегральну збірку узгоджених резисторів, причому  $R_3 = R_2$  а  $R_1$  складається з двох паралельно включених опорів того ж номіналу.

Кращі характеристики має схема, наведена на рис. 2.35, в якій застосоване інвертувальне включення операційних підсилювачів.

Схема включає суматор на  $DA2$  і однонапівперіодний випрямляч на  $DA1$  (див. схему на рис. 2.31, б). Перш за все розглянемо принцип роботи  $DA1$ . При позитивній вхідній напрузі він працює як інвертувальний підсилювач. В цьому випадку напруга  $U_2$  негативна, тобто діод  $VD1$  проводить, а  $VD2$  закритий, тому  $U_1 = -U_{ВХ}$ .

При негативній вхідній напрузі значення  $U_2$  позитивне, тобто діод  $VD1$  закритий, а  $VD2$  проводить і замикає коло негативного зворотного зв'язку підсилювача, який перешкоджає насиченню підсилювача  $DA1$ .

Внаслідок цього точка підсумовування залишається під нульовим потенціалом. Оскільки діод  $VD1$  закритий, напруга  $U_1$  також дорівнює нулю.

Справедливі співвідношення

$$U_1 = \begin{cases} -U_{ВХ}, & \text{якщо } U_{ВХ} \geq 0, \\ 0, & \text{якщо } U_{ВХ} \leq 0. \end{cases} \quad (2.50)$$

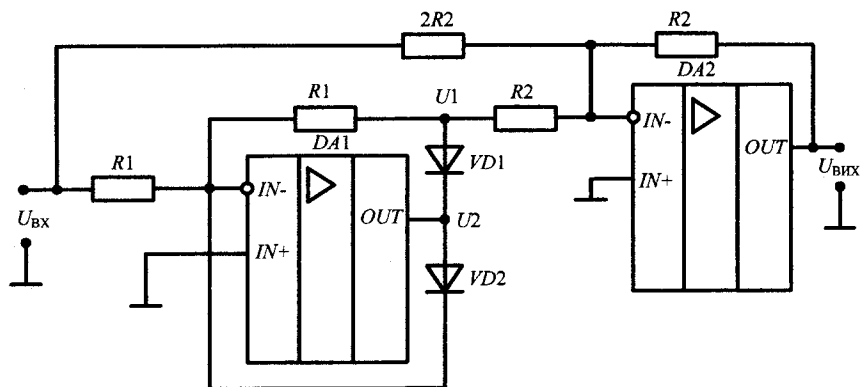


Рисунок 2.35 – Схема випрямляча, в якій ОП працюють в лінійному режимі

Підключення суматора на  $DA2$  забезпечує двонапівперіодне випрямлення. Суматор формує напругу

$$U_{\text{вих}} = -(U_{\text{вх}} + 2U_1).$$

Враховуючи формулу (2.50), отримуємо

$$U_1 = \begin{cases} U_{\text{вх}}, & \text{якщо } U_{\text{вх}} \geq 0, \\ -U_{\text{вх}}, & \text{якщо } U_{\text{вх}} \leq 0. \end{cases} \quad (2.51)$$

Це і є шукана функція двонапівперіодного випрямляча.

Перевагою розглянутої схеми є однаковий вхідний опір для різних полярностей вхідного сигналу і відсутність синфазної напруги на входах підсилювачів. Недолік – необхідність погоджувати більше число резисторів, ніж в схемі на рис. 2.34, б.

## 2.17. Активні фільтри на ОП

### 2.17.1. Загальні відомості про активні фільтри

Фільтрація – перетворення сигналів з метою зміни співвідношення між їхніми різними частотними складовими. Фільтри забезпечують виділення корисної інформації з суміші інформаційного сигналу та завади з необхідними показниками. Основне завдання вибору типу фільтра і його розрахунку полягає в отриманні таких параметрів, які забезпечують максимальну вірогідність виявлення інформаційного сигналу на тлі перешкод.

Частотно-вибіркове коло, що виконує обробку суміші сигналу і шуму деяким найкращим чином, називається оптимальним фільтром. Критерієм оптимальності прийнято вважати забезпечення максимуму відношення сигнал – шум. Ця вимога приводить до вибору такої форми частотного коефіцієнта передачі фільтра, яка забезпечує максимум відношення сигнал – шум на його виході. У завданнях лінійної фільтрації передбачається, що спостережуваний реальний процес є адитивною сумішшю сигналу і перешкоди.

До 60-х років для реалізації фільтрів застосовувалися в основному пасивні елементи, тобто індуктивності, конденсатори і резистори. Основною проблемою при реалізації таких фільтрів виявляється розмір котушок індуктивності (на низьких частотах вони стають дуже громіздкими).



З розробкою в 60-х роках інтегральних операційних підсилювачів з'явився новий напрям проектування активних фільтрів на базі ОП. Активні фільтри складаються з ОП, що працюють в лінійному режимі, і пасивних елементів.

Сучасні операційні підсилювачі мають хоча і високу, але обмежену смугу пропускання, тому в даний час активні фільтри будуються для частот, що рідко перевищують 0,1 МГц. Проте саме на низьких частотах, де котушки індуктивностей громіздкі, активні фільтри і знаходять широке застосування. У активних фільтрах застосовуються резистори, конденсатори і підсилювачі (активні компоненти), але в них немає котушок індуктивності. Надалі активні фільтри майже повністю замінили пасивні.

Зараз пасивні фільтри застосовуються тільки на високих частотах (вище 1 МГц), за межами частотного діапазону більшості ОП широкого застосування. Але навіть в багатьох високочастотних пристроях, наприклад в радіопередавачах і приймачах, традиційні пасивні *LCR*-фільтри замінюються кварцовими фільтрами і фільтрами на поверхневих акустичних хвилях.

Серед переваг активних фільтрів в порівнянні з пасивними слід виділити:

- відсутність котушок індуктивності;
- краща вибірковість;
- компенсація загасання корисних сигналів або навіть їх посилення;
- придатність до реалізації у вигляді ІМС.

Активні фільтри мають і недоліки:

- ◆ споживання енергії від джерела живлення;
- ◆ обмежений динамічний діапазон;
- ◆ додаткові нелінійні спотворення сигналу.

Зараз у багатьох випадках аналогові фільтри замінюються цифровими. Робота цифрових фільтрів забезпечується в основному програмними засобами, тому вони виявляються значно гнучкішими в застосуванні в порівнянні з аналоговими.

За допомогою цифрових фільтрів можна реалізувати такі передавальні функції, які дуже важко отримати звичайними методами. Проте цифрові фільтри поки не можуть замінити аналогові у всіх ситуаціях, тому зберігається потреба в найбільш популярних аналогових фільтрах – активних *RC*-фільтрах, які і розглядаються в цьому розділі.

Фільтри використовуються для пропускання сигналів в потрібному діапазоні частот і для ослаблення сигналів поза цим діапазоном. Класифікація фільтрів насамперед проводиться за виглядом амплітудно-частотних характеристик (АЧХ), і містить фільтри нижніх частот (ФНЧ), верхніх частот (ФВЧ), смугово-проникні фільтри (СПФ) і фільтри смуго-загороджувальні (режекторні) (СЗФ). Наприклад, фільтр нижніх частот пропускає сигнали низьких частот, включаючи нульові, і затримує радіочастотні сигнали, що заважають.

На рис. 2.36 зображені ідеалізовані характеристики фільтра нижніх частот (ФНЧ), фільтра верхніх частот (ФВЧ), смугового фільтра (СПФ), смуго-загороджувального фільтра (СЗФ) і як варіант СЗФ при вузькій смузі загороджування – фільтра-«пробки» або режекторного фільтра – РФ.

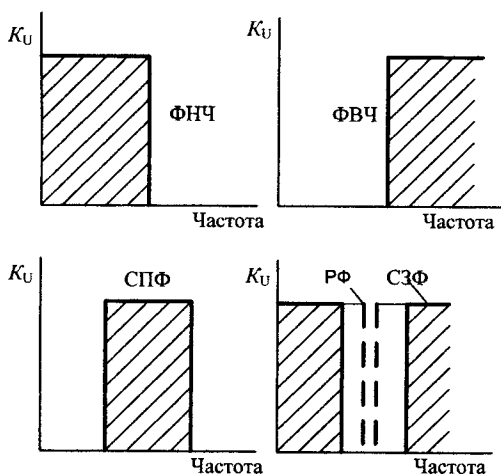


Рисунок 2.36 – Ідеалізовані частотні характеристики фільтрів

За допомогою активних *RC*-фільтрів не можна отримати ідеальні форми частотних характеристик у вигляді показаних на рис. 2.36 прямокутників із суворо постійним коефіцієнтом передачі в смузі пропускання, нескінченним ослабленням в смузі придушення і нескінченною крутизною спаду при переході від смуги пропускання до смуги придушення.

Проектування активного фільтра завжди супроводжується пошуком компромісу між ідеальною формою характеристики і складністю її реаліза-

ції. Це називається «проблемою апроксимації». У багатьох випадках вимоги до якості фільтрації дозволяють обійтися простими фільтрами першого або другого порядків. Проектування фільтра в цьому випадку зводиться до вибору схеми з найбільш відповідною конфігурацією і до подальшого розрахунку значень номіналів елементів для конкретних частот.

Проте бувають ситуації, коли вимоги до фільтрації сигналу можуть виявитися набагато жорсткішими, і можуть бути потрібні схеми фільтрів з характеристиками вищих порядків, ніж перший або другий. Проектування фільтрів високих порядків є складнішим завданням.

У загальному випадку можна вважати, що ОП в активному фільтрі коректує АЧХ пасивного фільтра за рахунок забезпечення різних умов для проходження різних частот спектру сигналу, компенсує втрати на заданих частотах, що приводить до отримання крутих спадів вихідної напруги на схилах АЧХ.

Для цих цілей використовуються різні частотно-виборчі зворотні зв'язки в ОП. В активних фільтрах забезпечується отримання АЧХ всіх різновидів фільтрів: нижніх частот (ФНЧ), верхніх частот (ФВЧ), смугових (СФ) і режекторних (РФ).

Першим етапом синтезу всякого фільтра є завдання передавальної функції (у операторній або комплексній формі), яка відповідає умовам практичної реалізації та одночасно забезпечує отримання необхідної АЧХ або ФЧХ (але не обох) фільтра. Цей етап називають апроксимацією характеристик фільтра.

Операторна функція є відношенням поліномів

$$K(p) = A(p)/B(p), \quad (2.52)$$

і однозначно визначається нулями і полюсами. Простий поліном чисельника – константа. Число полюсів функції (а в активних фільтрах РС на ОП число полюсів зазвичай дорівнює числу конденсаторів в колах, що формують АЧХ) визначає порядок фільтра.

Порядок фільтра укаже на швидкість спаду його АЧХ, яка для фільтра першого порядку складає  $-20$  дБ/дек, для другого  $-40$  дБ/дек, для третього  $-60$  дБ/дек і так далі.

Задачу апроксимації вирішують для ФНЧ, потім, за допомогою методу інверсії частоти, отриману залежність використовують для інших типів фільтрів.

В більшості випадків задають АЧХ, приймаючи нормований коефіцієнт передачі

$$K(x) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \varphi^2(x)}}, \quad (2.53)$$

де  $\varphi(x)$  – функція фільтрації;  $x = \omega / \omega_0$  – нормована частота;  $\omega_0$  – частота зрізу фільтра;  $\varepsilon$  – допустиме відхилення в смузі пропускання.

Залежно від того, яка функція приймається як  $\varphi(x)$  розрізняють фільтри (починаючи з другого порядку) Баттерворта, Чебишова, Бесселя та ін. На рис. 2.37 наведено їх порівняльні характеристики.

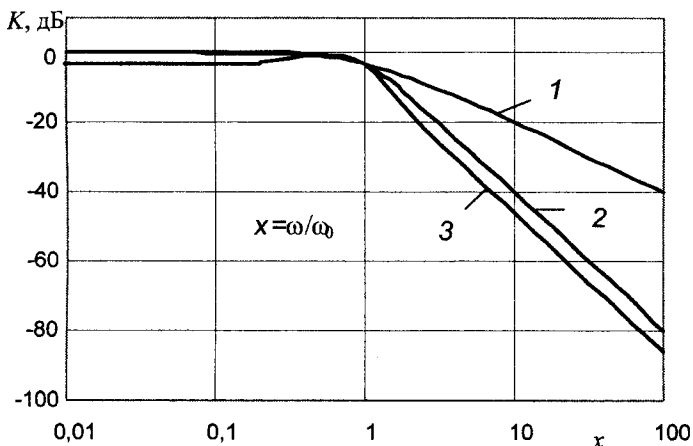


Рисунок 2.37 – Нормовані АЧХ фільтрів:

1 – фільтр першого порядку; 2 – фільтр Баттерворта; 3 – фільтр Чебишова

АЧХ фільтра Баттерворта максимально гладка на частотах смуги пропускання і знижується практично до нуля на частотах смуги придушення. При відображенні частотного відгуку фільтра Баттерворта на логарифмічній АЧХ, амплітуда знижується до мінус нескінченності на частотах смуги придушення.

У разі фільтра першого порядку АЧХ затухає з швидкістю -6 децибел на октаву (-20 децибел на декаду) (насправді всі фільтри першого порядку незалежно від типу ідентичні і мають однаковий частотний відгук).

Для фільтра Баттерворта другого порядку АЧХ затухає на  $-12$  дБ на октаву, для фільтра третього порядку – на  $-18$  дБ і так далі. АЧХ фільтра Баттерворта – монотонно спадна функція частоти. Фільтр Баттерворта – єдиний з фільтрів, який зберігає форму АЧХ для вищих порядків (за винятком крутішого спаду характеристики в смузі придушення) (рис. 2.38), тоді як багато інших різновидів фільтрів (фільтр Бесселя, фільтр Чебишова, еліптичний фільтр) мають різні форми АЧХ при різних порядках.

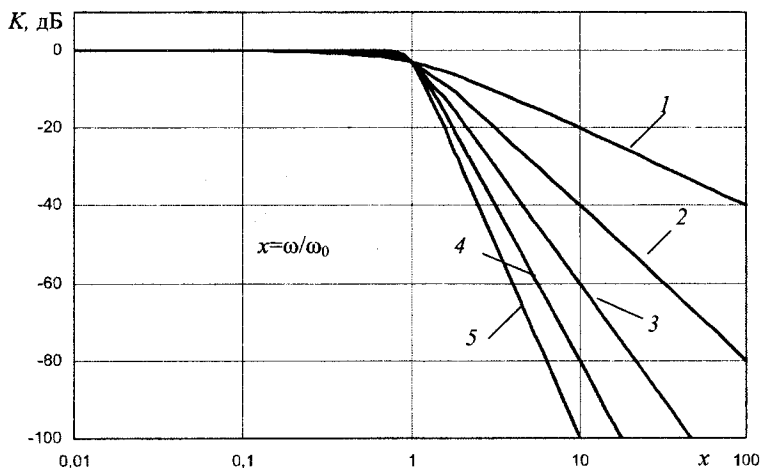


Рисунок 2.38 – ЛАЧХ фільтра Баттерворта нижніх частот порядку від 1 до 5

Нахил характеристики становить  $-20n$  дБ/дек., де  $n$  – порядок фільтру.

Порівняно з фільтрами Чебишова I і II типів або з еліптичним фільтром, фільтр Баттерворта має більш пологий спад характеристики і тому повинен мати більший порядок (що важче в реалізації) для того, щоб забезпечити потрібні характеристики на частотах смуги придушення. Проте фільтр Баттерворта має більш лінійну фазочастотну характеристику на частотах смуги пропускання.

Як і для всіх фільтрів, при розгляді частотних характеристик використовують фільтр нижніх частот, з якого легко можна отримати фільтр верхніх частот, а включивши декілька таких фільтрів послідовно, – смуговий або режекторний фільтр.

АЧХ ФНЧ Баттерворта може бути наведена в такому вигляді:

$$|K(\omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}\right)}}, \quad (2.54)$$

де  $n$  – порядок фільтра.

Відмінною рисою фільтрів Чебишова є найменша величина максимальної помилки апроксимації в заданій смузі частот. Насправді помилка апроксимації представляється в заданій смузі рівновеликими пульсаціями, тобто вона флюктує між максимумами і мінімумами рівної величини. Залежно від того, де мінімізується помилка апроксимації – в смузі пропускання або в смузі придушення – розрізняють фільтри Чебишова 1-го і 2-го роду.

Фільтри Чебишова 1-го роду мають тільки полюси і забезпечують рівновеликі пульсації амплітудної характеристики в смузі пропускання і монотонну зміну ослаблення в смузі придушення, на відміну від інверсних фільтрів Чебишова (другого роду). Формула апроксимації фільтрів Чебишова першого роду визначається виразом

$$|K(x)| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \varepsilon^2 T_n^2(x))}}, \quad (2.55)$$

де:  $T_n(x)$  – поліном Чебишова  $n$ -го порядку:  $T_n(x) = \cos(n \arccos(x))$ ,  $x < 1$ ;  $T_n(x) = \operatorname{ch}(n \operatorname{arcsch}(x))$ ,  $x > 1$ .  $n = 1, 2, \dots$ ;  $x = \omega/\omega_0$  – нормована частота;  $\omega_0$  – частота зрізу АЧХ фільтра;  $n$  – порядок фільтра, що визначає крутизну зрізу АЧХ;  $\varepsilon$  – параметр, що характеризує пульсації в смузі пропускання.

Властивість оптимальності фільтрів Чебишова 1-го роду порядку  $n$  полягає в тому, що не існує якого-небудь іншого фільтра  $n$ -го порядку, що містить тільки полюси, який мав би такі ж або кращі характеристики і в смузі пропускання, і в смузі придушення.

Іншими словами, якщо який-небудь фільтр  $n$ -го порядку, що містить тільки полюси, має в смузі пропускання кращі характеристики в порівнянні з фільтром Чебишова 1-го роду порядку  $n$ , то в смузі непропускання характеристики цього фільтра напевно будуть гірші, ніж у фільтра Чебишова.

Фільтр Чебишова (функція Чебишова) описує АЧХ з певною нерівномірністю в смузі пропускання, але з більшою швидкістю спаду. Крутіший спад характеристики може бути отриманий, якщо допустити пульсації

не тільки в смузі пропускання, але і в смузі придушення, додавши у передавальну функцію фільтра нулів на уявній осі  $j\omega$  у комплексній площині. Це, проте, приведе до меншого ефективного придушення в смузі придушення. Отриманий фільтр також відомий як фільтр Кауера.

Фільтр Бесселя характеризується лінійною ФЧХ, внаслідок чого сигнали, частоти яких лежать в смузі пропускання, проходять через фільтр без спотворень. Зокрема, фільтри Бесселя не дають викідів при обробці коливань прямокутної форми. АЧХ фільтра не дає про нього повної інформації.

Фільтр з плоскою АЧХ може мати великі зрушення фаз. Тому при проходженні через фільтр форма сигналу, спектр якого лежить в смузі пропускання, буде спотворена.

У ситуації, при якій форма сигналу має першорядне значення, бажано мати фільтр з постійним часом запізнювання (лінійно-фазовий фільтр).

Фільтр Бесселя має найбільш плоску ділянку кривої часу запізнювання в смузі пропускання, подібно до того, як фільтр Баттерворта має найбільш плоску АЧХ. За постійність часу запізнювання у фільтра Бесселя доводиться платити тим, що його АЧХ має ще пологішу перехідну ділянку між смугами пропускання і затримання, ніж навіть у характеристики фільтра Баттерворта.

Пульсації в смузі пропускання часто задаються в децибелах:

$$\epsilon \text{ (дБ)} = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}.$$

Наприклад, пульсації амплітудою в 3 дБ відповідають випадку  $\epsilon = 1$ .

Окрім перерахованих апроксимацій АЧХ активних фільтрів відомі також інші, наприклад, зворотний фільтр Чебишова, фільтр Золотарьова, еліптичний фільтр і так далі. Відзначимо, що схеми активних фільтрів не змінюються залежно від типу апроксимації АЧХ, а змінюються співвідношення між номіналами їх елементів.

Розглянемо схемні рішення активних фільтрів різного порядку та їх призначення.

### **2.17.2. Фільтри першого порядку**

Простий ФНЧ першого порядку і його ЛАЧХ наведено на рис. 2.39.

У цьому фільтрі конденсатор, що визначає частотну характеристику, включений в коло негативного зворотного зв'язку (НЗЗ).

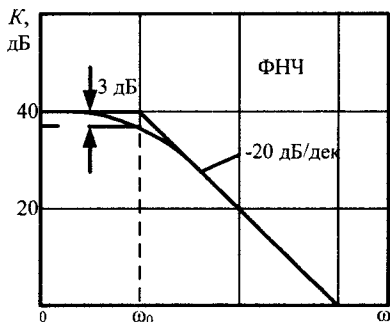
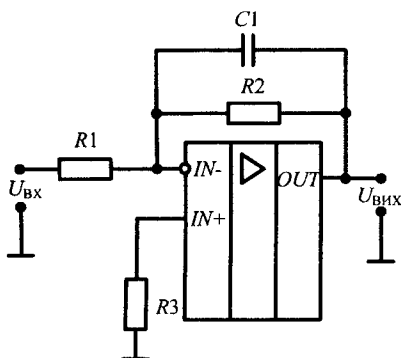


Рисунок 2.39 – Інвертувальний ФНЧ першого порядку і його ЛАЧХ

Передавальна функція

$$K(j\omega) = \frac{K_{\text{ФНЧ}}\omega_0}{j\omega + \omega_0}, \quad (2.56)$$

де  $K_{\text{ФНЧ}}$  – коефіцієнт передачі в смузі пропускання

$$K_{\text{ФНЧ}} = -\frac{R_2}{R_1}; \quad (2.57)$$

$\omega_0$  – частота полюса, яка в даному випадку дорівнює частоті, на якій коефіцієнт передачі знижується на 3 дБ в порівнянні з  $K_{\text{ФНЧ}}$ :

$$\omega_0 = \frac{1}{R_2 C_1} \quad \text{або} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}. \quad (2.58)$$

По суті ця схема є підсилювачем напруги на одному ОП з додатковим конденсатором, включеним для отримання необхідної АЧХ першого порядку. Єдина перевага цієї схеми (але вельми істотна) – дуже низький вихідний імпеданс, який забезпечується ОП, тому ефекти навантажень малі та ними можна знехтувати, характеристики фільтра не залежать від опорів навантаження і джерела сигналу, тому немає необхідності включати їх в еквівалентну схему фільтра, що обов'язково треба робити при розгляді пасивних фільтрів.

Перемкнувши конденсатор  $C$  з кола зворотного зв'язку на вхід базової схеми інвертувального підсилювача, отримуємо активний ФВЧ першого порядку. Його АЧХ ідентична АЧХ пасивного ФВЧ першого порядку.



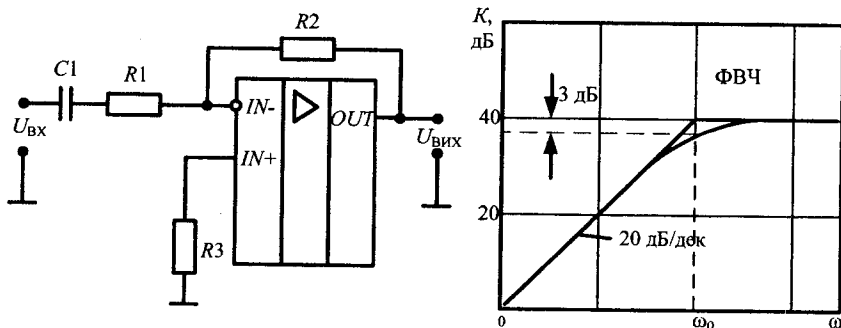


Рисунок 2.40 – Інвертувальний ФВЧ першого порядку і його ЛАЧХ

Для ФВЧ (рис 2.40) коефіцієнт передачі

$$K(j\omega) = \frac{K_{\text{ФВЧ}} j\omega}{j\omega + \omega_0}, \quad (2.59)$$

де  $K_{\text{ФВЧ}}$  – коефіцієнт передачі на високих частотах.

Частоту сполучення асимптот  $\omega_0$  знаходять з умови  $\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}$ .

Смуговий фільтр є комбінацією ФВЧ і ФНЧ. Схема простого смугового фільтра з дійсними полюсами наведена на рис. 2.41.

Схема на рис. 2.41 є звичайним інвертувальним підсилювачем з двома додатковими конденсаторами, що забезпечують спад коефіцієнта посилення на низьких і високих частотах.

Передавальна функція такого фільтра

$$K(j\omega) = \frac{-\frac{1}{R_1 C_2} j\omega}{\left(j\omega + \frac{1}{R_1 C_1}\right) \left(j\omega + \frac{1}{R_2 C_2}\right)}. \quad (2.60)$$

Частоти полюсів

$$\omega_{01} = \frac{1}{R_1 C_1} \quad \text{та} \quad \frac{1}{R_2 C_2}.$$

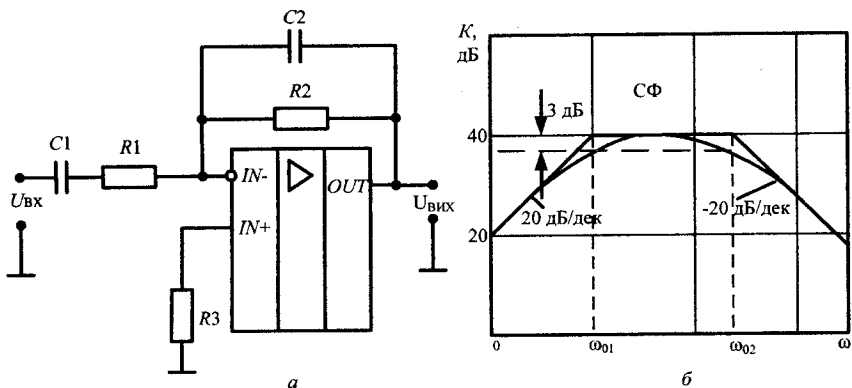


Рисунок 2.41 – Смуговий фільтр з дійсними полюсами:  
*а* – принципова схема фільтра, *б* – АЧХ фільтра

Цю схему краще всього використовувати як широкосмуговий фільтр, в якому нижня і верхня частоти зрізу відрізняються мінімум на декаду. В цьому випадку частоти полюсів практично дорівнюватимуть частотам зрізу на рівні  $-3$  дБ. Зазвичай нижня частота зрізу визначається величиною  $1/R_1C_1$ , а верхня –  $1/R_2C_2$ . В цьому випадку коефіцієнт передачі в смузі пропускання дорівнюватиме відношенню опорів резисторів  $R_2/R_1$ . Відзначимо, що якщо  $1/R_2C_2$  визначає нижню частоту зрізу, а  $1/R_1C_1$  – верхню, то коефіцієнт передачі в смузі пропускання дорівнює відношенню ємностей конденсаторів  $C_1/C_2$ , а потрібно завжди пам'ятати, що конденсатори не такі стабільні, як резистори.

Крутизну спаду ЛАЧХ можна збільшити, якщо збільшити порядок фільтрів. Розглянемо деякі варіанти побудови активних ФНЧ, ФВЧ і ПФ другого порядку.

### 2.17.3. Фільтри другого порядку

Фільтр нижніх частот рис. 2.42 має високий вхідний опір, забезпечує малі і середні значення добротності, характеризується відносно невеликим діапазоном номінальних значень елементів і високою чутливістю до розкиду значень елементів. Обмежені можливості реалізації фільтрів з коефіцієнтом передачі  $K > 1$ . Легко настроюються тільки два параметри: добротність  $Q$  і частота сполучення  $\omega_0$ .

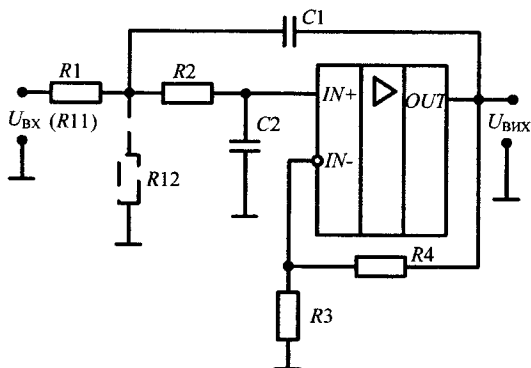


Рисунок 2.42 – ФНЧ Саллена – Кея

Передавальна функція фільтра

$$K(j\omega) = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)}{-\omega^2 + j\omega \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} - \frac{R_4}{R_2 R_3 C_2}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (2.61)$$

Параметри схеми:

$$K = 1 + R_4 / R_3; \quad (2.62)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}; \quad (2.63)$$

$$Q = \frac{1}{\left(\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}\right)^{1/2} + \left(\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}\right)^{1/2} - \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}\right)^{1/2}}. \quad (2.64)$$

Номінали елементів за наведеними формулами можна обчислити різними способами, причому кожен з них забезпечує той або інший компроміс між чутливістю до розкиду значень елементів, «зручністю» номіналів і складністю обчислень.

Нехай  $R_1 = R_2 = R$  та  $C_1 = C_2 = C$ ,

тоді  $\omega_0 = 1/RC$  і  $Q = 1/(3 - K_0)$ .

Вибираємо значення  $R$  або  $C$ . Після вибору одного з них друге знаходиться із співвідношення  $\omega_0 = 1/RC$ . Значення  $Q$  визначається виходячи із значення  $K_0$  для постійного струму.

Цей метод надзвичайно простий і не накладає обмежень на можливі номінали резисторів і конденсаторів, але  $\omega_0$  і  $Q$  можуть сильно залежати від допусків елементів, а крім того, добротність  $Q$  і коефіцієнт передачі  $K_0$  виявляються зв'язаними один з одним. Якщо заданий коефіцієнт передачі, то, можливо, виявиться необхідним вибрати  $R_1 \neq R_2$  або  $C_1 \neq C_2$ .

В цьому випадку доцільніше зробити  $C_1 = C_2$  а  $R_1 \neq R_2$ , оскільки ряд номінальних значень резисторів «щільніший» і доступніший. Крім того, конденсатори мають більші температурні коефіцієнти, ніж резистори, а тому, вибираючи конденсатори однакової ємності, можна вибрати їх і одного типу, зменшивши тим самим температурні коливання добротності  $Q$ .

За другим методом задаються коефіцієнтом передачі  $K_0 = 1 + R_4/R_3$  і приймають  $C_1 = C_2 = C$ , тоді для частоти сполучення  $\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}}$

отримаємо

$$R_2 = \frac{1}{2Q\omega_0 C} \left( 1 + \sqrt{1 + 4Q^2(K-2)} \right) \quad (2.65)$$

та

$$R_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_2}. \quad (2.66)$$

Відзначимо, що дійсні опори резисторів можуть бути отримані лише для  $K_0 > 2$ . Якщо  $1 < K_0 < 2$ , то краще задати рівні опори резисторів і обчислити значення ємностей конденсаторів.

При  $K_0 = 1 + R_4/R_3$ ,  $R_1 = R_2 = R$  отримаємо

$$C_2 = \frac{1}{4QR\omega_0} \left( 1 + \sqrt{1 + 8Q^2(K-1)} \right) \quad (2.67)$$

та

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 R^2 C_2}. \quad (2.68)$$

Коефіцієнт передачі фільтра в смузі пропускання можна зменшити, замінивши  $R_1$  двома резисторами ( $R_{11}$  і  $R_{12}$ ), як це показано пунктиром на

рис. 2.43, при цьому повинна виконуватися умова  $R_1 = R_{11} \parallel R_{12}$ , тоді коефіцієнт передачі визначатиметься як

$$K = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3}. \quad (2.69)$$

Застосування атенюатора на вході приводить до того, що коефіцієнт передачі неінвертувального підсилювача повинен бути більший, ніж фільтру в цілому, що може погіршити характеристики схеми на високих частотах (тобто там, де відбувається спад власного коефіцієнта посилення ОП). Крім того, дещо збільшуються вихідна напруга зсуву, його дрейф і шуми.

Незалежна настройка всіх параметрів, на жаль, неможлива.

Зазвичай  $\omega_0$  і  $Q$  настраюються за допомогою  $R_1$  і  $R_2$ . Точне значення коефіцієнта передачі можна встановити в інших каскадах проектного пристрою.

При великих значеннях  $Q$  ( $Q > 10$ ) і великому коефіцієнті посилення ця схема виявляється вельми чутливою до відхилень значень елементів від номінальних. Відхилення  $Q$  при змінах  $R$  і  $C$  набагато більше від самих цих змін.

Якщо поміняти місцями резистори і конденсатори в колах, що задають частоту, отримаємо ФВЧ Саллена–Кея (рис. 2.43).

Фільтр має такі ж недоліки, як і ФНЧ (рис. 2.42), тобто має високу чутливість добротності до відхилень значень елементів і не дозволяє перекрити весь діапазон можливих значень  $K$ ,  $\omega_0$  і  $Q$ .

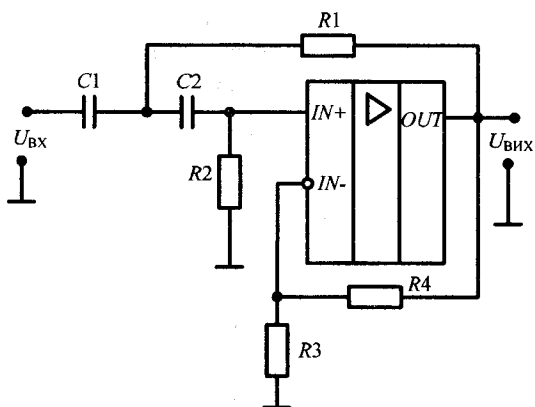


Рисунок 2.43 – ФВЧ Саллена–Кея

Передавальна функція фільтра

$$K(j\omega) = \frac{-\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)\omega^2}{-\omega^2 + j\omega\left(\frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_2C_2} + \frac{R_4}{R_1R_2C_1C_2}\right) + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}. \quad (2.70)$$

Параметри схеми:

$$K = 1 + R_4/R_3; \quad (2.71)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}; \quad (2.72)$$

$$Q = \frac{1}{\left(\frac{R_1C_2}{R_2C_1}\right)^{1/2} + \left(\frac{R_1C_1}{R_2C_2}\right)^{1/2} - \frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_2C_2}{R_1C_1}\right)^{1/2}}. \quad (2.73)$$

Налаштувати всі три параметри ( $K$ ,  $\omega_0$  і  $Q$ ) одночасно досить складно, оскільки вони залежать від опорів тих самих резисторів.

Параметри  $\omega_0$  і  $Q$  можна скоректувати таким чином:

- підстроїти  $\omega_0$  резисторами  $R_1$  або  $R_2$ ;
- підстроїти  $Q$  за допомогою  $R_3$  або  $R_4$ .

Загальний коефіцієнт передачі краще встановлювати в інших каскадах проектованого пристрою.

Якщо точне значення коефіцієнта передачі не відіграє ролі, то вибираємо  $C_1 = C_2 = C$  і  $R_1 = R_2 = R$ , тоді  $K_0 = 3 - 1/Q$  і  $R = 1/\omega_0 C$ .

При великих значеннях добротності  $Q$  і коефіцієнта передачі  $K$  (більше 10) ця схема виявляється чутливою до відхилень значень елементів від номіналів. При побудові фільтра Баттерворта другого порядку схему на рис. 2.43 можна спростити, поклавши  $C_1 = 2C_2 = 2C$  і  $R_1 = R_2 = R$ .

Значення  $R_4$  виявляється таким, що дорівнює нулю, і резистор  $R_3$  не потрібний. Схема такого ФНЧ Баттерворта з частотою зрізу по рівню  $-3$  дБ, що дорівнює  $1/\sqrt{2}RC$  рад/с, наведена на рис. 2.44.

Фільтр дозволяє набути малих і середніх значень добротності і може забезпечити коефіцієнт передачі менше одиниці. Легко настроюються тільки частота зрізу і добротність. Має невисоку чутливість до відхилень значень елементів від номінальних.

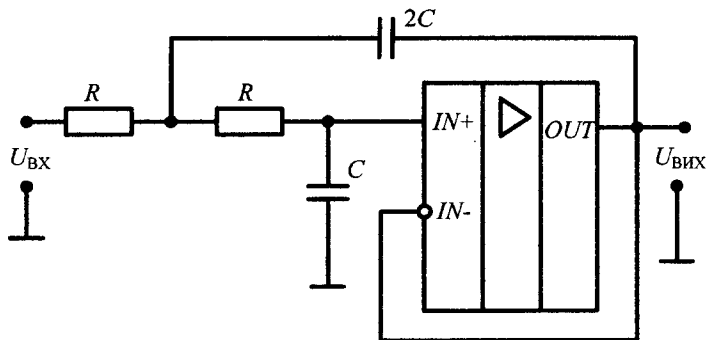


Рисунок 2.44 – ФНЧ Баттерворта другого порядку

На практиці застосування таких схем обмежується фільтрами, для яких добуток  $K_0$  на  $Q$  не перевищує 100, тобто  $K_0 Q < 100$ .

Із зростанням  $Q$  важливого значення набуває частотна характеристика ОП. Обмежена смуга пропускання ОП викликає похибки в значеннях  $\omega_0$  і  $Q$ . Як і для ФНЧ, для побудови ФВЧ Баттерворта другого порядку (рис. 2.45) достатньо вибрати  $C_1 = C_2 = C$ ,  $2R_1 = R_2 = 2R$ ,  $R_4 = 0$ ;  $R_3$  в цьому випадку не потрібний.

Як приклад наведемо декілька схем фільтрів другого порядку (рис. 2.45–2.47), особливості розрахунку яких і їх властивості можна знайти в спеціальній літературі, присвяченій активним фільтрам.

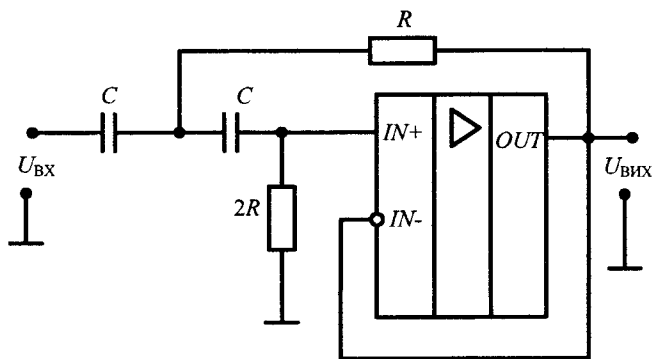


Рисунок 2.45 – ФВЧ Баттерворта другого порядку

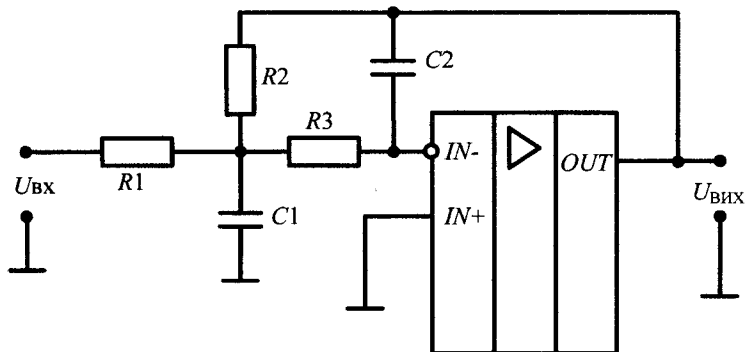


Рисунок 2.46 – ФНЧ з багатопетльовим зворотним зв'язком

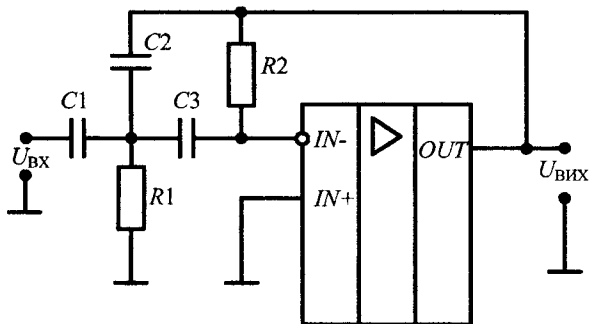


Рисунок 2.47 – ФВЧ з багатопетльовим зворотним зв'язком

Неінвертувальний фільтр низької частоти, який не вносить додаткового зсуву (рис. 2.48), має коефіцієнт передачі, що дорівнює одиниці, високий вихідний опір, складний в налаштуванні, і працює в обмеженому діапазоні частот.

Особливість схеми полягає в тому, що ОП повністю розв'язаний за постійним струмом з трактом сигналу і не вносить ніякого додаткового зсуву. Розплачуватися за це доводиться високим вихідним опором схеми, що дорівнює значенню резистора  $R1$ . Частотний діапазон фільтра обмежений смугою пропускання ОП, який створює у височастотній області додатковий полюс, а також комплексно зв'язану пару нулів поблизу уявної осі.



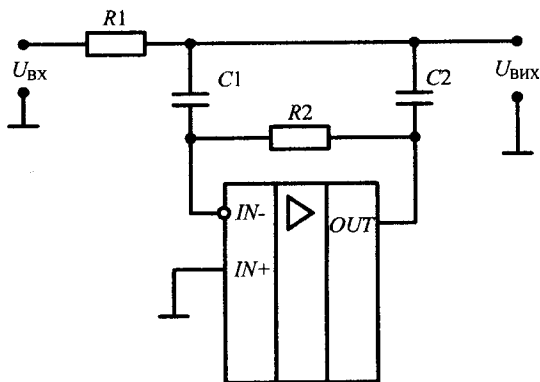


Рисунок 2.48 – ФНЧ з нульовим зсувом

Фільтри на основі конверторів повного опору, НЧ- і ВЧ-фільтри вищого порядку, їх різновиди, схемні рішення, особливості розрахунку і сфери їх застосування розглянуті в роботі [14].

Шляхом послідовного з'єднання ФНЧ і ФВЧ отримують смугові фільтри з широкою смугою пропускання. При цьому частота зрізу фільтра нижніх частот вища за частоту зрізу верхніх частот, і лише в окремому випадку ці частоти можуть бути узяті рівними. Режекторний фільтр отримують не при каскадному, а при паралельному включенні входів і виходів фільтрів нижніх і верхніх частот. При цьому виходить підсумовування їх смуг пропускання. Як приклад на рис 2.49 і 2.50 наведено схеми смугового і смуго-загороджувального (режекторного) фільтрів з багатопетльовим зворотним зв'язком.

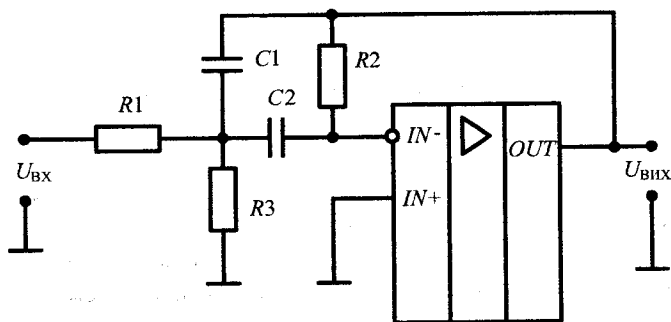


Рисунок 2.49 – СФ з багатопетльовим зворотним зв'язком

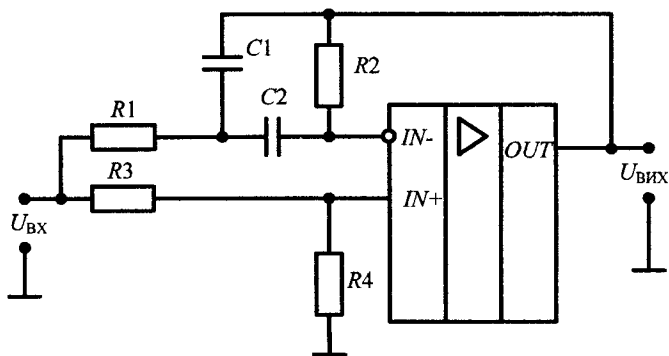


Рисунок 2.50 – СЗФ з багатопетльовим зворотним зв'язком

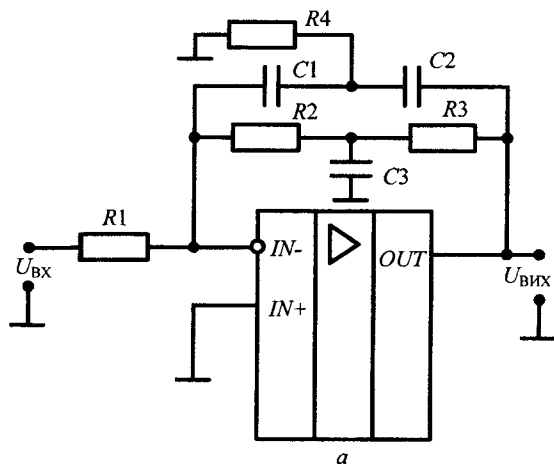
Досить часто СФ другого порядку реалізують з допомогою мостових схем. Найбільш розповсюджені подвійні  $T$ -подібні мости, які «не пропускають» сигнал на частоті резонансу (рис. 2.51, *а*) і мости Віна, які мають максимальний коефіцієнт передачі на резонансній частоті  $\omega_0$  (рис. 2.51, *б*).

Мостові схеми включені в кола або ПЗЗ або НЗЗ. У разі подвійного  $T$ -подібного моста глибина НЗЗ мінімальна на частоті резонансу, і посилення на цій частоті максимальне. При використанні моста Віна посилення на частоті резонансу максимальне, оскільки максимальна глибина ПЗЗ. При цьому для збереження стійкості глибина НЗЗ, введеного за допомогою резисторів  $R_1$  і  $R_2$ , повинна бути більше від глибини ПЗЗ. Якщо глибини ПЗЗ і НЗЗ близькі, то такий фільтр може мати еквівалентну добротність  $Q > 2000$ .

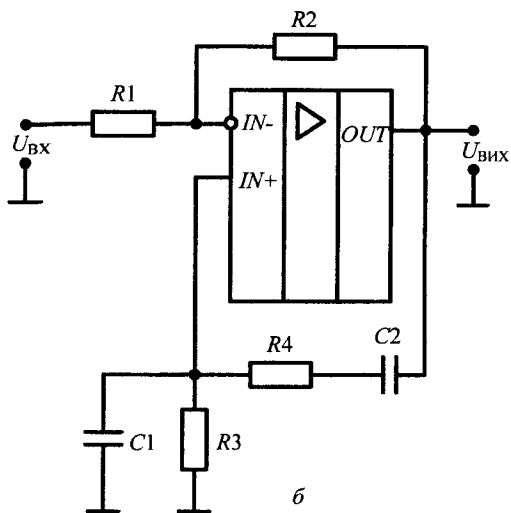
Резонансна частота подвійного  $T$ -подібного моста при  $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4/2$  і  $C = C_1 = C_2 \neq 2 \cdot C_3$ , а також моста Віна при  $R = R_3 = R_4$  і  $C = C_1 = C_2$ , визначається виразом  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ , і її вибирають виходячи з умови стійкості  $3 > (R_1 + R_2)/R_1$ , оскільки коефіцієнт передачі моста Віна на частоті  $f_0$  дорівнює  $1/3$ .

Для отримання режекторного фільтра подвійний  $T$ -подібний міст можна включити так, як показано на рис. 2.51, *б*, замість моста Віна, або міст Віна включити в ланцюг НЗЗ.

Для побудови активного перебудовуваного фільтра зазвичай використовують міст Віна, у якого резистори  $R_3$  і  $R_4$  виконуються у вигляді зведеного змінного резистора.



*a*



*б*

Рисунок 2.51 – СФ з подвійним  $T$ -подібним мостом (*a*) і мостом Віна (*б*)

Глибше вивчення активних фільтрів вимагає окремого розгляду і при необхідності їх використання слід звернутися до спеціальної літератури [14].

## 2.18. Гіратори

Застосування котушок індуктивності в малогабаритних пристроях утруднене через великі габарити дроселів. Розмістити одну котушку ще якось можна, але побудувати малогабаритний складний фільтр з великою кількістю дроселів неможливо. Проте котушкою індуктивності можна вважати будь-який пристрій, струм через який відстає від напруги, прикладеної до нього, на  $90^\circ$ . Існують красиві рішення схемотехніки, що дозволяють виготовити з конденсаторів, резисторів і операційних підсилювачів пристрій, що має властивості індуктивності. Такі пристрої називають гіраторами.

Гіратор – це електронний пристрій, що перетворює повний опір реактивних елементів. Звичайно це перетворювач ємності в індуктивність, тобто еквівалент індуктивності. Широке розповсюдження гіраторів в ІМС пояснюється великими труднощами виготовлення котушок індуктивностей за допомогою твердотільної технології. Використання гіраторів дозволяє отримати відносно велику індуктивність з хорошими масогабаритними показниками.

На рис. 2.52 наведено електричну схему одного з варіантів гіратора, що поданий як повторювач на ОП, охоплений частотно-залежним позитивним зворотним зв'язком ( $R_{33}$  і  $C_1$ ).

Оскільки із збільшенням частоти сигналу ємнісний опір конденсатора  $C_1$  зменшується, то напруга в точці  $a$  зростатиме. Разом з нею зростатиме напруга на виході ОП. Збільшена напруга з виходу по колу ПЗЗ надходить на неінвер-

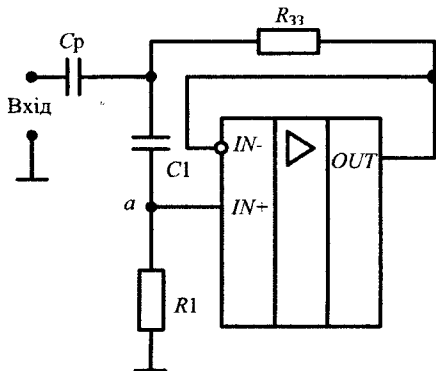


Рисунок 2.52 – Гіратор

тувальний вхід, що приводить до подальшого зростання напруги в точці  $a$ , причому тим інтенсивнішого, чим вища частота. Таким чином, напруга в точці  $a$  поводить себе подібно до напруги на котушці індуктивності. Синтезована індуктивність визначається за формулою  $L = R_1 R_{33} C_1$ , а добротність гіратора за формулою

$$Q = 0,5 \sqrt{R_1 / R_{33}}. \quad (2.75)$$

Існує багато варіантів реалізації гіратора. Розглянемо два варіанти зображені на рис. 2.53. У літературі, як приклад гіратора зазвичай наводиться схема, позначена літерою  $a$ . Вона дійсно імітує дросель, сполучений із загальним дротом, але не тільки його індуктивність, але і внутрішній омичний опір. Його омичний опір дорівнює опору резистора  $R_1$ . Для типових операційних підсилювачів цей резистор не може бути менше декількох кілоом. Отже виходить досить поганий дросель, з дуже великим внутрішнім опором.

У схемі 2.53,  $a$  опір резистора  $R_1$  визначається здатністю навантаження операційного підсилювача, а опір резистора  $R_2$  дорівнює 10 кОм.

Принцип роботи схеми простий. Прикладена напруга поступово заряджає конденсатор  $C_1$  через резистор  $R_3$ . Напруга на виході операційного підсилювача дорівнює сумі напруги на вході і напруги на конденсаторі  $C_1$ . До резистора  $R_1$  прикладена напруга виходу підсилювача мінус напруга на вході схеми. Тобто напруга на  $R_1$  дорівнює напрузі на конденсаторі  $C_1$ . Струм через резистор  $R_1$  за законом Ома дорівнює напрузі, що ділиться на опір.

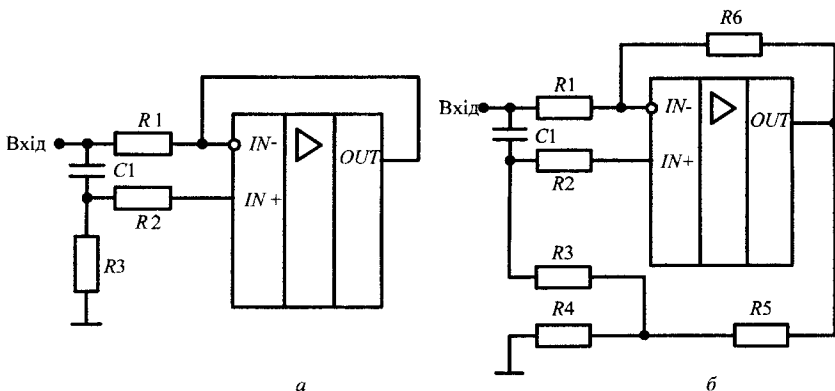


Рисунок 2.53 – Варіанти схем гіраторів:

$a$  – схема з низькою добротністю;  $b$  – схема з регульованою добротністю

Таким чином, струм через резистор поступово наростає з часом. Опір резистора  $R_1$  вибирається набагато меншим, ніж  $R_3$ , так що основний вхідний струм – це струм через цей резистор.

Наведену схему можна удосконалити. Схема 2.53, б може демонструвати омичний опір в широкому діапазоні. Він дорівнює половині різниці опорів резистора  $R_1$  і резистора  $R_2$ . Отже його можна зробити нульовим або навіть негативним. Така варіативність внутрішнього опору дозволяє робити на такому гіраторі фільтри з дуже високою добротністю, а також робити коливальні контури, що самозбуджуються, – генератори синусоїдальних коливань.

У схемі 2.53, б сума опорів резистора  $R_1$  і резистора  $R_6$  також обмежується здатністю навантаження інтегрального операційного підсилювача, опір резистора  $R_2$  дорівнює 10 кОм, а опір резисторів  $R_4$ ,  $R_5$  – 100 кОм. Резистори  $R_4$ ,  $R_5$  утворюють подільник напруги.

Однією з основних проблем при створенні гіраторів є трудність в отриманні еквівалента індуктивності, у якої обидва виводи не сполучені із загальною шиною. Такий гіратор виконується, як правило, на чотирьох ОП. Але можна обійтися і двома (рис. 2.54).

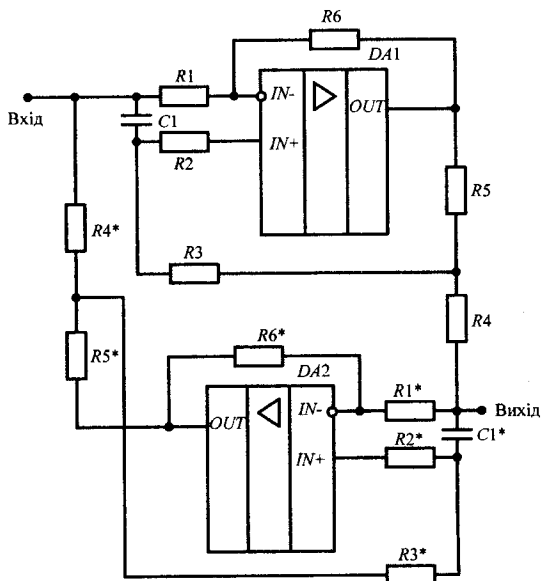


Рисунок 2.54 – Еквівалент незаземленої індуктивності

Це дві схеми рис. 2.54, включені назустріч одна одній. При цьому важливо забезпечити ідентичність номіналів використовуваних конденсаторів і резисторів. Звичайний допуск в 10 % тут неприйнятний.

Ще однією проблемою гіраторів є відносно вузький діапазон робочих частот гіратора (до декількох кілогерц на ОП широкого застосування).

Такі схеми можуть застосовуватися скрізь, де застосовується котушка індуктивності, тобто при створенні фільтрів, генераторів, мостових схем змінного струму та ін.

Виключенням є силові пристрої. Інтегральний аналог, звичайно, не накопичує енергію (що важливо для силових пристроїв), як це робить справжня котушка індуктивності. Зміна струму емулюється за рахунок споживання енергії з кіл живлення. У всіх схемах використовується операційний підсилювач з високим входним опором.

## 2.19. Інтегратори і диференціатори

### 2.19.1. Інтегратори

Інтегрування є однією з основних математичних операцій, і її електрична реалізація означає побудову схеми, в якій швидкість зміни вихідної напруги пропорційна входньому сигналу. У графічній інтерпретації вихідна напруга виявляється пропорційною площі під кривою входньої напруги.

Ті або інші різновиди інтеграторів зустрічаються в багатьох аналогових системах. Найчастіше вони застосовуються в активних фільтрах, а також в системах автоматичного регулювання для інтеграції сигналу помилки, в генераторах напруги, що лінійно змінюється, в акселерометрах. Інтегратор можна розглядати як ФНЧ першого порядку, нахил АЧХ якого складає  $-20$  дБ/дек. Проста схема інтегратора наведена на рис. 2.55.

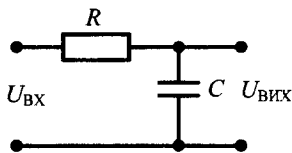


Рисунок 2.55 – Простий інтегратор RC

Напруга на виході простого RC-інтегратора

$$U_{\text{ВІХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{1 + j\omega RC}.$$

Якщо  $\omega \ll \frac{1}{RC}$ , то  $U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}}}{j\omega RC}$ .

У простого  $RC$ -інтегратора, показаного на рис. 2.55, є два серйозні недоліки. По-перше, він значно ослаблює вхідний сигнал і, по-друге, має високий вихідний опір. У результаті така схема на практиці застосовується рідко.

Стандартний інтегратор з ОП, показаний на рис. 2.56, містить вхідний резистор  $R_1$  і конденсатор  $C_1$ , включений в коло зворотного зв'язку ОП. Струм, що надходить на інвертувальний вхід ОП, визначається опором резистора  $R_1$ .

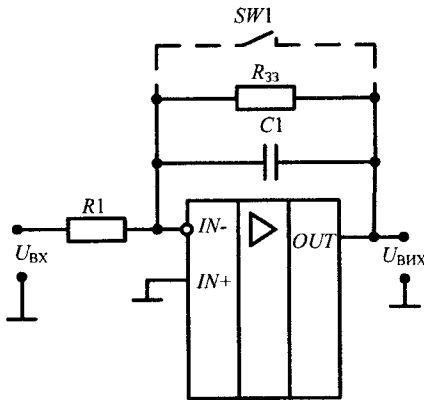


Рисунок 2.56 – Інтегратор на ОП

За рахунок великого власного коефіцієнта посилення ОП його інвертувальний вхід виявляється віртуальною землею. В результаті вхідний струм визначається тільки вхідною напругою і резистором  $R_1$ . Таким чином, практично весь вхідний струм (з точністю до вхідного струму ОП) протікає через конденсатор  $C_1$  (заряджаючи його), при цьому реалізується операція інтегрування.

Передавальна функція інтегратора

$$K(j\omega) = \frac{-\frac{1}{R_1 C_1}}{j\omega + \frac{1}{R_1 C_1 K_{\text{ОП}}} + \frac{1}{R_{33} C_1}} \approx -\frac{1}{j\omega R_1 C_1} \quad (2.76)$$



Діапазон робочих частот:

$$\text{нижня частота} \quad f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1 K_{\text{ОП}}} + \frac{1}{2\pi R_{33} C_1};$$

$$\text{верхня частота} \quad f_B = f_1,$$

де  $K_{\text{ОП}}$  – коефіцієнт посилення ОП;  $f_1$  – частота одиничного посилення ОП.

Вхідний опір схеми  $R_{\text{ВХ}} = R_1$ .

Основною проблемою в аналогових інтеграторах є дрейф вихідної напруги, викликаний зарядом конденсатора  $C_1$ , струмами витoku, вхідними струмами зсуву і вхідною напругою зсуву ОП.

Швидкість дрейфу вихідної напруги (якнайгірший випадок) через напругу зсуву  $U_{\text{ЗС.ВХ}}$  і вхідний струм зсуву  $I_{\text{ВХ.ОП}}$

$$v_{U1} = \frac{U_{\text{ЗС.ВХ}}}{R_1 C_1} + \frac{I_{\text{ВХ.ОП}}}{C_1};$$

внаслідок струму витoku через опір  $R_{33}$

$$v_{U2} = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{R_{33} C_1};$$

через вплив вхідного диференціального опору ОП  $R_{\text{ВХ.ДИФ}}$ .

$$v_{U3} = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{K_{\text{ОП}} R_{\text{ВХ.ДИФ}} C_1}.$$

Остаточне значення вихідної напруги зсуву

$$U_{\text{ЗС.ВИХ}} = \left( 1 + \frac{R_{33}}{R_1} \right) U_{\text{ЗС.ВХ}} + I_{\text{ВХ.ОП}} R_{33}. \quad (2.77)$$

Схема фактично інтегрує неідеальності ОП та інших елементів.

Якщо не прийняти запобіжних заходів, на виході схеми з'явиться великий непостійний зсув, який, кінець кінцем, приведе до насичення ОП. Можна запропонувати три способи вирішення цієї проблеми.

- Якщо інтегратор є частиною більшої схеми, охопленої загальним зворотним зв'язком, наприклад фільтра із змінними параметрами, то дрейф інтегратора не викликає особливих ускладнень, оскільки компенсується загальним зворотним зв'язком.

- Якщо інтегрований сигнал не містить постійної складової, то в коло зворотного зв'язку ОП можна спеціально включити резистор  $R_{33}$ , показаний на рис. 2.56. Цей резистор забезпечує шлях для вхідних струмів зсуву в обхід конденсатора  $C_1$ . Такий прийом використовується тільки у випадках, коли нижня частота спектру вхідних сигналів перевищує 1 Гц, оскільки при менших частотах знадобиться дуже великий резистор  $R_{33}$ . Опір  $R_{33}$  повинен бути, з одного боку, достатньо малим, щоб зменшити вихідний зсув до прийнятного рівня, а з іншого, – достатньо великим для того, щоб схема працювала як інтегратор у всьому діапазоні частот вхідного сигналу.

- Якщо потрібно інтегрувати сигнали постійного струму, в коло зворотного зв'язку можна ввести ключ скидання  $SW1$  для періодичного розряду конденсатора  $C_1$ .

Щоб продемонструвати величину можливого дрейфу, припустимо, що використовується КМОН ОП з періодичною корекцією дрейфу з конденсатором зворотного зв'язку  $C_1 = 10$  мкФ і резистором  $R_1 = 10$  МОм. Для таких ОП типовими значеннями є  $U_{ЗС} = 1$  мкВ і  $I_{ВХ} = 1$  пА.

При таких параметрах схеми швидкість дрейфу вихідної напруги може досягти значення 0,4 мВ/год.

Для зниження дрейфу необхідно ретельно продумати монтаж і конструкцію інтегратора, оскільки, окрім вхідного струму зсуву інвертувального входу інтегратора, на роботу схеми впливають і інші струми витоку.

Рекомендується передбачити охоронні кільця з обох боків плати навколо інвертувального входу. Плату необхідно ретельно очистити.

Щоб досягти надмалих струмів витоку при монтажі інвертувального входу інтегратора можна використовувати ізолюючі фторопластові стійки.

Якщо для розряду конденсатора застосовується аналоговий ключ, його власний струм витоку повинен бути меншим від вхідного струму ОП. Для зменшення струмів витоку можна використовувати послідовне з'єднання польових транзисторів або аналогових ключів.

Ідеальний інтегратор має частотну характеристику з постійною крутизною спаду  $-20$  дБ/дек. у всьому діапазоні частот. Характеристики реальних інтеграторів відрізняються від ідеальних, що показано на рис. 2.57 для випадку малих вхідних сигналів.

Нижня робоча частота визначається або скінченням коефіцієнтом посилення ОП, або скінченням значенням опору витоку  $R_{33}$ . Інтегратор може виявитися непрацездатним на низьких частотах через великий вихідний дрейф.

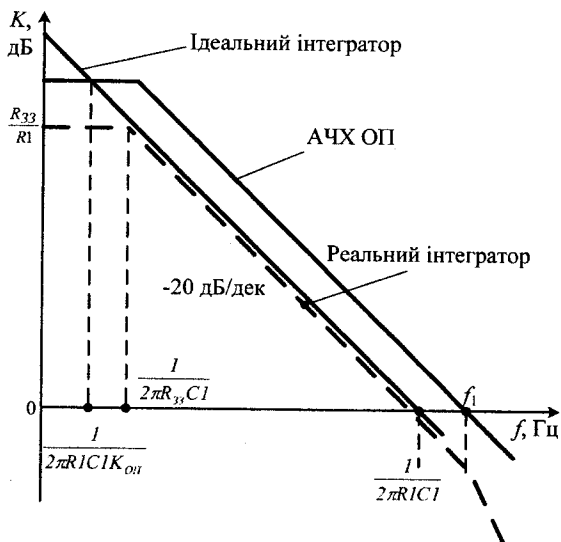


Рисунок 2.57 – Частотна характеристика інтегратора

Верхня робоча частота інтегратора обмежена скінченим добутком коефіцієнта посилення на ширину смуги пропускання ОП. Щоб схема працювала як інтегратор, спектр вхідного сигналу повинен з певним запасом лежати в робочому діапазоні частот (наприклад, в 10 разів вище від нижньої і нижче 1/10 від верхньої граничних частот).

Як було відзначено, верхня межа частотної характеристики інтегратора обмежується скінченою шириною смуги пропускання ОП, який створює додатковий полюс на АЧХ на частоті, що приблизно дорівнює  $f_1$ , де  $f_1$  – добуток коефіцієнта посилення на ширину смуги пропускання ОП. Цей додатковий полюс викликає появу на високих частотах похибки фазового зрушення і коефіцієнта посилення.

Один із способів корекції цієї похибки полягає у включенні невеликого компенсуючого конденсатора  $C_{комп}$  паралельно резистору  $R_1$  для усунення додаткового полюса. Враховуючи, що  $1/2\pi R_1 C_1 \ll f_1$ , значення  $C_{комп}$  вибирається з умови  $f_1 = 1/2\pi (R_1 C_{комп})$ . Домогтися повної корекції важко, оскільки точне значення  $f_1$ , як правило, невідоме; цим способом можна зменшити похибки приблизно на порядок, але при дуже великому значенні  $C_{комп}$  схема може збудитися.

Якщо потрібна велика стала часу інтегратора (тобто  $C_1 R_1$ ), то значення  $R_1$  і  $C_1$  повинні бути великими, порядку мегаом і мікрофарад. Це викликає деякі незручності, оскільки конденсатори великої ємності (більше 1 мкФ) не тільки мають великі габарити, але і мають гірші електричні характеристики, такі, як опір витoku, підвищена діелектрична абсорбція і втрати в діелектрику. Введення в схему високоомних резисторів (більше 1 МОм) робить її більш схильною до впливу паразитних ємностей і витоків; крім того, такі резистори менш стабільні і дорожчі. Щоб позбавитися цих проблем, замість резистора  $R_1$  можна використовувати  $T$ -подібне з'єднання резисторів (рис. 2.58).

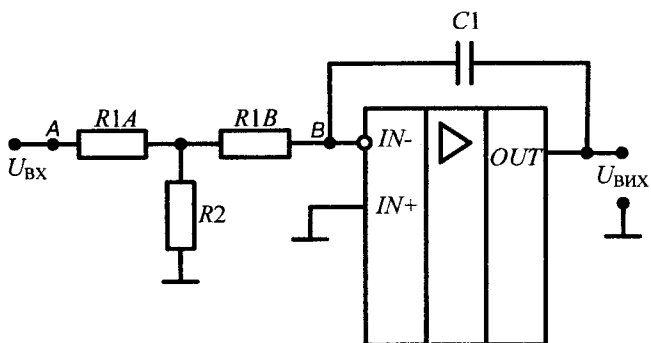


Рисунок 2.58 – Інтегратор з  $T$ -подібним з'єднанням резисторів

Для схеми рис 2.58 маємо

$$U_{\text{ВИХ}} = -\frac{1}{R_{\text{ЕКВ}} C_1} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt, \quad (2.78)$$

де  $R_{\text{ЕКВ}} = 2R_1 + R_1^2 / R_2$  (при  $R_{1A} = R_{1B} = R_1$ ).

У цій схемі важливо уникнути паразитних ємностей і витоків між точками  $A$  і  $B$ , оскільки вони виявляться включеними паралельно еквівалентному опору  $R_{\text{ЕКВ}}$ . Для цього розробляється така топологія схеми, щоб точки  $A$  і  $B$  були добре ізольовані один від одної, можливо, із застосуванням захисних друкованих доріжок. Опори витoku і ємності, паралельні резисторам  $R_{1A}$  і  $R_{1B}$ , чинять менший вплив, оскільки обидва ці резистори можуть мати порівняно невеликі опори, в чому, власне, і полягає перевага

*T*-подібного з'єднання. Відзначимо, що *T*-подібне з'єднання можна використовувати і для отримання великих еквівалентних опорів резистора  $R_{33}$ .

Базову схему інтегратора легко видозмінити для інтегрування суми декількох сигналів, що подаються на інвертувальний вхід (рис. 2.59).

Найбільше число сигналів обмежується сумарною провідністю резисторів, приєднаних до інвертувального входу; відповідний еквівалентний опір

$$R_{1\text{ЕКВ}} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel \dots \parallel R_n.$$

Це значення підставляється замість  $R_1$  в розрахункове співвідношення для вихідної напруги зсуву (2.78), з якого виходить, що збільшення кількості входів збільшує дрейф вихідної напруги.

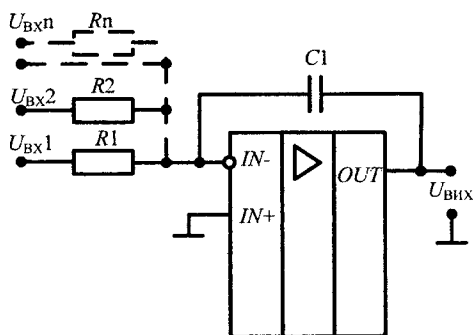


Рисунок 2.59 – Підсумувальний інтегратор

Для інтегрування різниці двох сигналів застосовується схема, показана на рис. 2.60.

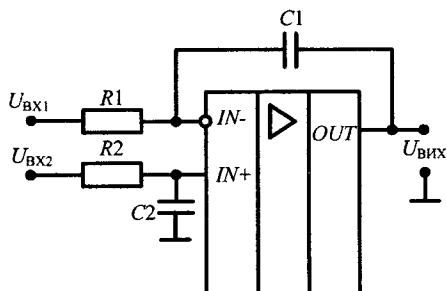


Рисунок 2.60 – Диференціальний інтегратор

За умови, що  $R_1 = R_2 = R$  та  $C_1 = C_2 = C$

$$U_{\text{ВИХ}} = \frac{1}{RC} \int (U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}) dt . \quad (2.79)$$

Схема дуже схожа на схему диференціального підсилювача, але в ній два резистори замінено на два конденсатори. У схемі потрібне ретельне узгодження резисторів і конденсаторів, інакше ми отримаємо поганий коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу ( $K_{\text{ОСС}}$ ).

Значення  $K_{\text{ОСС}}$  (комплексне) при розузгодженні елементів визначається виразом

$$K_{\text{ОСС}} \approx \frac{1 + j\omega RC}{j\omega \Delta\tau} ,$$

де  $\Delta\tau$  — різниця сталих часу ( $R_1 C_1 - R_2 C_2$ ).

Дрейф вихідної напруги описується виразом

$$U_{\text{ЗС.ВИХ}} = U_{\text{ЗС.ВХ}} + \frac{U_{\text{ЗС.ВХ}} t}{RC} + \frac{\Delta I_{\text{ВХ}} t}{C} .$$

Виключивши вхідний резистор (рис. 2.61), базовий інтегратор можна перетворити на інтегратор струму.

Вихідна напруга інтегратора струму становить

$$U_{\text{ВИХ}} = -\frac{1}{C_1} \int I_{\text{ВХ}}(t) dt . \quad (2.80)$$

Можна побудувати також диференціальний інтегратор струму (рис. 2.62).

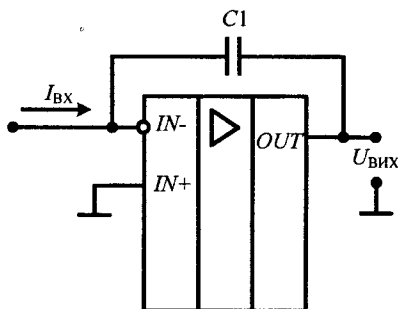


Рисунок 2.61 – Інтегратор струму

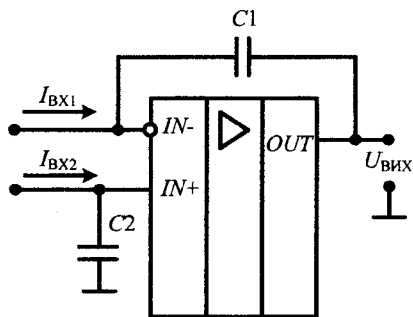


Рисунок 2.62 – Диференціальний інтегратор струму

Вихідна напруга для цієї схеми:

$$U_{\text{ВИХ}} = \frac{1}{C_2} \int I_{\text{ВХ.2}}(t) dt - \frac{1}{C_1} \int I_{\text{ВХ.1}}(t) dt . \quad (2.81)$$

Простий диференціальний інтегратор струму має декілька серйозних недоліків, таких, як необхідність ретельного узгодження конденсаторів і застосування джерела струму з високим вихідним імпедансом.

Ці проблеми вирішуються включенням ще одного ОП (рис. 2.63).

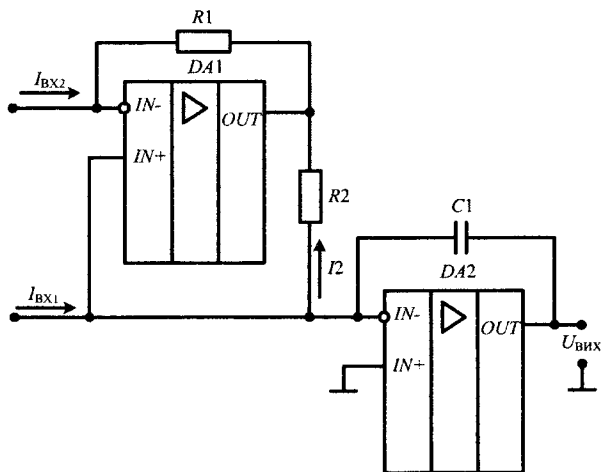


Рисунок 2.63 – Диференціальний інтегратор струму із струмовим дзеркалом

В цій схемі *DA2* діє як інтегратор струму, а *DA1* – як струмове дзеркало, а вихідна напруга для цієї схеми становить

$$U_{\text{ВИХ}} = \frac{1}{C_1} \int (I_{\text{ВХ2}}(t) - I_{\text{ВХ1}}(t)) dt . \quad (2.82)$$

На рис. 2.64 приведено дві схеми для складання інтеграла від вхідного сигналу з самим сигналом.

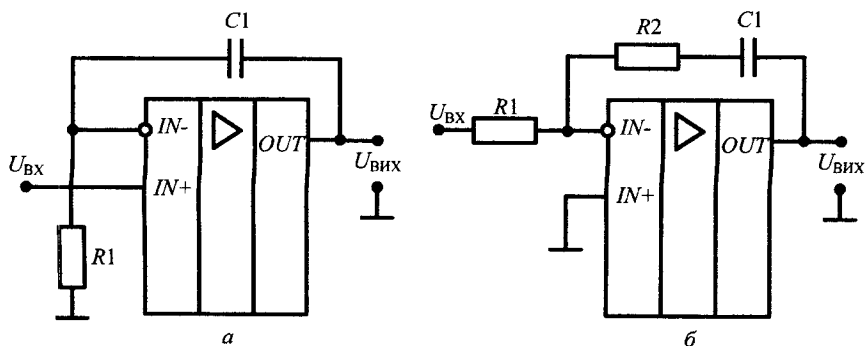


Рисунок 2.64 – Схема підсумовувача вхідного сигналу і його інтеграла:  
*а* – неінвертувального, *б* – інвертувального.

Відповідно до цієї схеми маємо

$$a) \quad U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВХ}} + \frac{1}{R_1 C_1} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt ;$$

$$б) \quad U_{\text{ВИХ}} = -\frac{R_2}{R_1} U_{\text{ВХ}} - \frac{1}{R_1 C_1} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt .$$

Слід мати на увазі, що швидкість дрейфу вихідної напруги в цих схемах така ж, як в базовому інтеграторі.

Якщо необхідно провести операцію подвійного інтегрування, наприклад, вихідного сигналу акселерометра для визначення зсуву, замість використання двох інтеграторів можна застосувати варіант ФНЧ другого порядку з нахилом АЧХ  $-40$  дБ/дек (рис. 2.65).



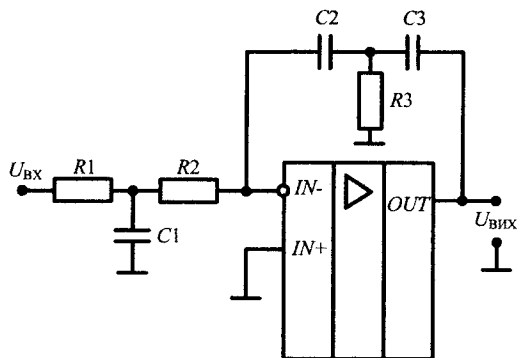


Рисунок 2.65 – Фільтр нижніх частот як подвійний інтегратор

### 2.19.2. Рекомендації щодо вибору елементів інтеграторів

Для інтеграторів з великим часом інтеграції (до 1000 секунд) потрібні ОП з дуже малими вхідними струмами і мінімальною вхідною напругою зсуву. Зазвичай в таких випадках використовують підсилювачі з періодичною корекцією дрейфу і МОН-входами. У разі меншого часу інтеграції (приблизно до 100 с.) застосовуються стандартні ОП з входами на польових транзисторах з ізоляцією *p-n*-переходом. Для швидкодіючих інтеграторів (час інтеграції складає частки секунди) вимоги до вхідних струмів знижуються, і можна застосовувати ОП з біполярними входами. Крім того, слід вибрати повністю скоректовані ОП, які стійкі при одиничному коефіцієнті передачі петлі зворотному зв'язку.

Для інтеграторів з великими сталими часу найважливішим параметром є струми витoku, тому зазвичай вибираються конденсатори з полістирольною або фторопластовою ізоляцією з високим опором ізоляції (постійна часу близько  $10^6$  с.). Ємність таких конденсаторів зазвичай не перевищує 1 мкФ. Великі ємності мають полікарбонатні конденсатори, але у них менший опір ізоляції (постійна часу від  $10^4$  до  $10^5$  с.).

При малих часах інтеграції вимоги до опору ізоляції не такі жорсткі, тому можна вибрати конденсатори інших типів, наприклад слюдяні або керамічні. Для швидкодіючих схем важливим параметром стає тангенс кута втрат конденсатора. У інтеграторах з великою постійною часу при швидких змінах заряду (наприклад, при скиданні або установленні початкових умов) доводиться враховувати діелектричну абсорбцію. Малу діелектричну абсорбцію мають поліпропіленові конденсатори.

### 2.19.3. Диференціатори

Диференціатор – це пристрій, вихідна напруга якого пропорційна швидкості зміни сигналу на вході. Диференціатор можна розглядати як ФВЧ першого порядку, в якому використовується ділянка характеристики з нахилом  $-20$  дБ/дек. Якщо при розробці інтеграторів основні проблеми пов'язані з дрейфом і низькочастотною ділянкою характеристики, то в диференціаторах вони пов'язані з шумами, стійкістю і параметрами АЧХ на високих частотах.

Простий  $RC$ -диференціатор на пасивних елементах виявляється дуже примітивним і має два основні недоліки: він ослабляє вхідний сигнал і його вихідний опір дуже великий. Диференціатор (рис. 2.66) складається з резистора  $R_2$ , конденсатора  $C_1$  і ОП. Зміни вхідної напруги викликають протікання струму через конденсатор  $C_1$  цей струм повинен текти також через резистор  $R_2$ . За рахунок великого внутрішнього коефіцієнта посилення ОП його інвертувальний вхід є віртуальною землею, тому вихідна напруга ОП виявляється пропорційною швидкості зміни вхідної напруги.

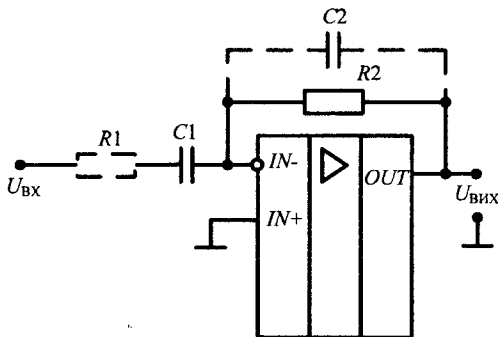


Рисунок 2.66 – Диференціатор на ОП

Схема з резистором  $R_2$ , конденсатором  $C_1$  і ОП потенційно нестійка і схильна до генерації на високих частотах. Для підвищення стійкості в схему включаються резистор  $R_1$  або конденсатор  $C_2$ , або обидва ці елементи.

Передавальні функції

ідеальна

$$K(j\omega) = -j\omega C_1 R_2 ;$$

реальна 
$$K(j\omega) = -\frac{j\omega C_1 R_2}{(1 + j\omega C_2 R_2)(1 + j\omega C_1 R_1)}$$

Частоти полюсів дорівнюють  $1/2\pi R_2 C_2$  і  $1/2\pi R_1 C_1$ .

Коефіцієнт посилення диференціюючого підсилювача на високих частотах рівний  $R_2/R_1$ , що значно вище за коефіцієнт передачі на низьких частотах. Це може викликати появу на виході диференціатора значного високочастотного шуму.

Щоб позбавитися зайвих шумів, можна ввести в передавальну функцію ще один полюс, використовуючи конденсатор  $C_2$  для обмеження смуги пропускання схеми. Якщо конденсатор  $C_2$  відсутній, смуга пропускання обмежується або паразитними ємностями, паралельними  $R_1$ , або операційним підсилювачем.

Введення конденсатора  $C_2$  сприяє також стабілізації схеми. При великих вихідних сигналах високочастотна характеристика диференціатора обмежується швидкістю наростання напруги ОП.

Важливо відзначити, що смуга частот вхідного сигналу повинна бути обмежена, тобто сигнал необхідно заздалегідь відфільтрувати з тим, щоб він не містив високочастотних шумів.

Слід мати на увазі, що високочастотні шуми у вхідному сигналі можуть призвести до абсолютно непередбачуваної поведінки диференціатора.

У прецизійних диференціаторах з великим коефіцієнтом посилення доводиться враховувати похибки, викликані вхідною напругою зсуву і вхідними струмами ОП.

Для зменшення вихідної напруги зсуву, викликаній протіканням вхідного струму ОП через  $R_2$ , між неінвертувальним входом і землею можна включити резистор, опір якого дорівнює опору  $R_2$ . Цей резистор треба зашунтувати конденсатором великої ємності з тим, щоб уникнути появи паразитного зворотного зв'язку по неінвертувальному входу.

За наявності на вході схеми постійної напруги необхідно враховувати вплив струму витоку через конденсатор  $C_1$ . У диференціаторах з великим посиленням при вхідних сигналах, що дуже поволі змінюються, і за наявності на вході постійної напруги виникають проблеми, пов'язані з діелектричною абсорбцією конденсатора  $C_1$ . При включенні схеми абсорбований діелектриком заряд діє так само, як і вхідний сигнал, що змінюється. Тому диференціатору потрібний час для встановлення вихідної напруги.

При побудові диференціаторів з великим коефіцієнтом посилення необхідно збільшувати сталу часу  $C_1 R_2$ . При цьому буде потрібен резистор  $R_2$

з великим опором (більше 1 МОм). При використанні таких резисторів помітно позначаються опори витоку і паразитні ємності, а точність самих резисторів невисока.

Уникнути їх застосування можна, використовуючи *T*-подібне включення резисторів з меншими опорамі (тоді вплив паразитних ємностей і опорів витоку зменшується).

При конструюванні плати необхідно прагнути того, щоб зменшити струми витоку і паразитні ємності. Доцільно застосовувати також захисні друковані доріжки. Схема диференціатора з *T*-подібним з'єднанням наведена на рис. 2.67.

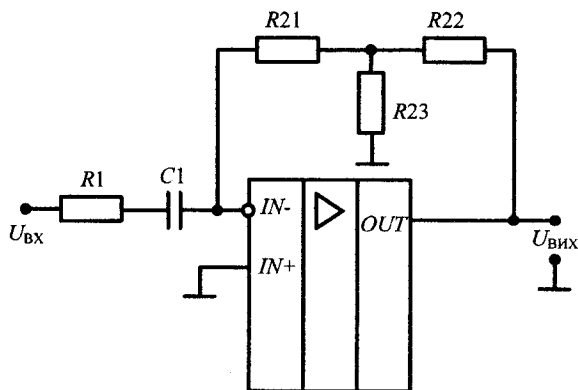


Рисунок 2.67 – Диференціатор з *T*-подібною з'єднанням резисторів в колі зворотного зв'язку

Вихідна напруга такого диференціатора становить

$$U_{\text{ВИХ}} = -R_{\text{ЕКВ}} C_1 \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt},$$

де

$$R_{\text{ЕКВ}} = R_{21} + R_{22} + \frac{R_{21}R_{22}}{R_{23}}.$$

Якщо все ж таки виявиться неможливим отримати досить велику сталу часу, будуть потрібні додаткові каскади посилення сигналу.

Додаткові каскади посилення рекомендується вводити перед диференціатором. Це знижує вимоги до зсувів і дрейфів в решті каскадів проек-

тованого пристрою, оскільки диференціатор розв'язує за постійним струмом попередні і подальші каскади.

Підвищення коефіцієнта посилення каскадів, що передують диференціатору, знижує його відносний внесок в загальний шум, що має дуже істотне значення, оскільки диференціатор зазвичай виявляється чи не самою «шумлячою» частиною схеми.

Нижня межа сталої часу обмежується мінімальними практично досяжними значеннями  $R_2$  і  $C_1$ . Наприклад, опір резистора  $R_2$  не можна зменшувати нижче за деякий поріг із-за можливого перевантаження виходу ОП.

Мінімальне значення ємності конденсатора  $C_1$  обмежується паразитними ємностями і опорами витоку.  $T$ -подібне з'єднання конденсаторів на вході дозволяє застосовувати конденсатори великих номіналів для отримання малої ефективної ємності. В цьому випадку необхідно ретельно продумувати топологію і монтаж плати.

Схема для підсумовування похідних декількох сигналів реалізується простим підключенням додаткових елементів до інвертувального входу ОП. Інвертувальний вхід є точкою підсумовування струмів. Диференціальний (тобто різницевий) диференціатор будується за схемою, яка аналогічна стандартному диференціальному підсилювачу.

## 2.20. Арифметичні операції на ОП

Арифметичні операції, що розглядаються в цьому розділі, представлені двома групами: додавання/віднімання і множення/ділення. Операції складання/віднімання виконуються дуже просто за допомогою ОП і резисторів. Реалізація операцій множення і ділення виявляється набагато складнішою. Точне перемножування аналогових сигналів взагалі є вельми складною проблемою, і, по можливості, його слід уникати.

### 2.20.1. Суматори на ОП

Суматор є одним з основних операційних ланок аналогової техніки. Окрім завдання підсумовування вони можуть використовуватися для знаходження середнього значення декількох напруги, для початкового зсуву вихідної напруги, при корекції нуля вихідної напруги, а також при побудові цифро-аналогових перетворювачів.

Практично ідеальним суматором є інвертувальний суматор, наведений на рис 2.68.

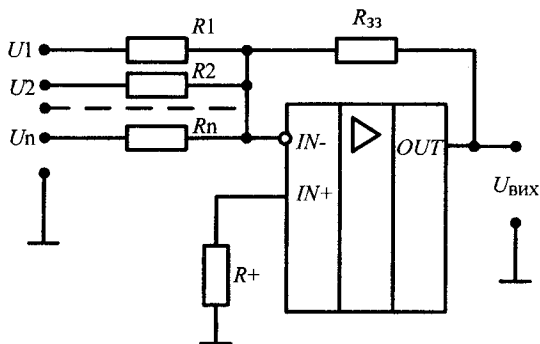


Рисунок 2.68 – Інвертувальний суматор

Перевагою інвертувального суматора є відсутність похибки що обумовлена синфазним сигналом і відсутність взаємного впливу входів.

Похибки від напруги зсуву ОП, від вхідних струмів (при недостатньо точному підборі резистора  $R_+$ ) і від різниці вхідних струмів визначаються так само, як і для інвертувального підсилювача.

Передавальна функція для такого суматора, вважаючи ОП ідеальним, має вигляд:

$$U_{\text{вих}} = - \sum_{i=1}^n K_i U_i, \quad (2.83)$$

де  $K_i = R_{33} / R_i$  – коефіцієнт передачі по відповідному входу.

Для компенсації похибки від вхідних струмів ОП опір резистора  $R_+$  вибирають із співвідношення:

$$\frac{1}{R_+} = \frac{1}{R_{33}} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}.$$

Джерелами мультиплікативної похибки є обмежений коефіцієнт посилення ОП, похибки резисторів, скінченне значення опорів джерел сигналів і частотна похибка.

Максимальне число входів зазвичай обмежується допустимими похибками. Збільшення числа входів супроводжується, в принципі, змен-

шенням коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta$ . Як наслідок, посилюється вплив нестабільності коефіцієнта посилення ОП, звужується смуга пропускання і збільшується нелінійність амплітудної характеристики через скінчену величину коефіцієнту посилення ОП. Для складання або віднімання великого числа вхідних сигналів краще використовувати декілька ОП.

Якщо всі резистори  $R_i$  вибрати однаковими, а резистор зворотного зв'язку  $R_{33} = R_i/n$ , то на виході набудемо середнього значення всієї вхідної напруги.

Опори  $R_i$  повинні вибиратися з урахуванням вихідного імпедансу джерел сигналів. Для отримання хорошої точності необхідно, щоб ці опори були набагато більшими від імпедансу джерел. Застосування резисторів в одному корпусі зменшує похибки коефіцієнтів передачі при коливаннях температури, оскільки зміни опорів резисторів взаємно компенсуються. Якщо розрахункові опори резисторів достатньо великі (більше 100 кОм), краще використовувати ОП з польовим входом. Інакше з'являється значний вихідний зсув внаслідок протікання через резистори вхідних струмів зсуву ОП.

Якщо всі резистори мають великі опори (більше 100 кОм), можуть виникнути проблеми із стійкістю, особливо при використанні швидкодіючих ОП. Для стабілізації схеми можна включити конденсатор невеликої ємності (до 100 пФ, підбирається експериментально) паралельно  $R_i$  або  $R_{33}$ .

Зображений на рис. 2.69 диференціальний суматор є узагальненням схеми диференціального підсилювача на одному ОП, який підсилює різницю напруги на інвертувальному і неінвертувальному входах.

Коефіцієнт передачі, як завжди, визначається відношенням опору резистора зворотного зв'язку  $R_{33}$  і опорів вхідних резисторів.

Схема дозволяє здійснювати складання і віднімання декількох напруг. Вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = \sum_{j=1}^m K_j^+ U_j^+ - \sum_{i=1}^n K_i^- U_i^-, \quad (2.84)$$

де

$$K_i^- = \frac{R_{33}}{R_i^-}; \quad K_i^+ = \left(1 + \frac{R_{33}}{R_{\Sigma}^-}\right) \frac{R_{\Sigma}^+}{R_j^+}.$$

Значення  $R_{\Sigma}^+$  і  $R_{\Sigma}^-$  визначаються із співвідношень:

$$R_{\Sigma}^+ = R_0^+ \parallel R_1^+ \parallel R_2^+ \dots \parallel R_m^+; \quad R_{\Sigma}^- = R_0^- \parallel R_1^- \parallel R_2^- \dots \parallel R_n^-.$$

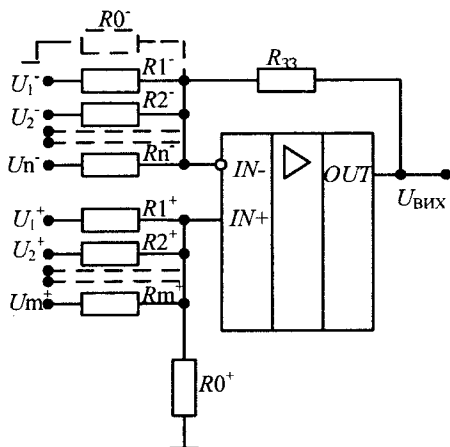


Рисунок 2.69 – Диференціальний суматор

Для того щоб отримати необхідні коефіцієнти передачі  $K_i^-$ ,  $K_j^+$ , потрібно обчислити опори відповідних резисторів; крім того, для зведення до мінімуму впливу вхідних струмів ОП необхідно, щоб сумарна провідність резисторів, підключених до інвертувального і неінвертувального входів, була однаковою. Наведена далі методика дозволяє обчислити опори резисторів, що задовольняють ці вимоги.

1. Вибираємо опір резистора  $R_{33}$  (зазвичай від 1 кОм до 1 МОм). Якщо  $R_{33}$  великий, вхідні опори схеми будуть відносно високими, а робочі струми відносно малими (маються на увазі струми, що протікають через  $R_{33}$  і вхідні резистори). Проте при цьому зростає ширина смуги пропускання і виникають великі зсуви, пов'язані з вхідними струмами зсуву, особливо якщо використовуються ОП з біполярним входом. Якщо опір  $R_{33}$  малий, близько 1 кОм, вплив паразитних ємкостей зменшується, швидкодія збільшується, але вхідні опори можуть виявитися дуже малими, а робочі струми відносно великими. Таким чином, вибір  $R_{33}$  виявляється компромісним і залежить від конкретних вимог. Як правило, опір  $R_{33}$  вибирається в межах від 10 до 100 кОм.

2. За коефіцієнтами передачі для сигналів, що подаються на інвертувальний вхід, обчислюємо опори всіх резисторів, підключених до інвертувального входу, тобто



$$R_i^- = \frac{R_{33}}{K_i^-}.$$

3. За коефіцієнтами передачі для сигналів, що подаються на неінвертувальний вхід, обчислюємо опори резисторів, підключених до неінвертувального входу за умови, що резистори повинні бути підібрані за мінімумом зсуву:

$$R_j^+ = \frac{R_{33}}{K_j^+}.$$

4. Тепер, коли відомі всі значення  $R_i^-$  і  $R_j^+$  необхідно визначити  $R_0^-$  і  $R_0^+$ . Залежно від конкретної ситуації можна виключити з схеми один з них або обидва відразу. Обчислюємо величини

$$\frac{1}{R_1^-} + \frac{1}{R_2^-} + \frac{1}{R_3^-} + \dots + \frac{1}{R_n^-} + \frac{1}{R_{33}} = \frac{1}{R^-}$$

та

$$\frac{1}{R_1^+} + \frac{1}{R_2^+} + \frac{1}{R_3^+} + \dots + \frac{1}{R_m^+} = \frac{1}{R^+}.$$

Можливі три варіанти:

а)  $R^- = R^+$ , тоді можна виключити і  $R_0^-$  і  $R_0^+$ ;

б)  $\frac{1}{R^-} > \frac{1}{R^+}$ , тоді виключаємо  $R_0^-$  і визначаємо  $R_0^+$  із співвідношення

$$\frac{1}{R_0^+} = \frac{1}{R^-} - \frac{1}{R^+};$$

в)  $\frac{1}{R^+} > \frac{1}{R^-}$ , тоді виключаємо  $R_0^+$  і визначаємо  $R_0^-$  із співвідношення

$$\frac{1}{R_0^-} = \frac{1}{R^+} - \frac{1}{R^-}.$$

Опори  $R_i^-$  і  $R_j^+$  треба вибирати з урахуванням вихідного імпедансу джерел сигналів. Для отримання хорошої точності необхідно, щоб ці опо-

ри були набагато більшими від імпедансу джерел (приблизно у 100 разів). Застосування резисторів в одному корпусі зменшує похибки коефіцієнтів передачі при коливаннях температури, оскільки зміни опорів резисторів взаємно компенсуються.

Якщо розрахункові опори резисторів достатньо великі (наприклад більше 100 кОм), краще використовувати ОП з польовим входом. Інакше з'являється значний вихідний зсув через протікання через резистори вхідних струмів зсуву ОП.

Якщо всі резистори мають великі опори (більше 100 кОм), можуть виникнути проблеми із стійкістю, особливо при використанні швидкодіючих ОП. Для стабілізації схеми можна включити конденсатор невеликої ємності (до 100 пФ, підбирається експериментально) паралельно  $R_0^+$  або  $R_{33}$ . Якщо ширина смуги пропускання обмежується ємністю  $C_{33}$  то частота зрізу за рівнем  $-3$  дБ дорівнює  $1/2\pi R_{33}C_{33}$  (паразитна ємність  $C_{33}$  дорівнює приблизно 1 пФ). Якщо ширина смуги пропускання обмежується ОП, то максимальна частота визначається точкою, де пряма  $1/\beta$  перетинає частотну характеристику ОП з розімкненим зворотним зв'язком. Нагадаємо, що  $\beta$  – це коефіцієнт зворотного зв'язку і  $\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_{33}}{R_{\Sigma}}$ . Для повністю

скоректованого ОП ширина смуги пропускання схеми складає приблизно  $\beta f_1$ , де  $f_1$  – добуток коефіцієнта посилення на смугу пропускання ОП.

Максимальне число входів зазвичай обмежується допустимими похибками. Збільшення числа входів супроводжується, в принципі, зменшенням коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta$ . Як наслідок, зростають похибки зсуву і дрейфу, звужується смуга пропускання і збільшується нелінійність амплітудної характеристики через скінченне значення коефіцієнта посилення ОП. Для складання або віднімання великого числа вхідних сигналів краще використовувати декілька ОП.

При виборі ОП потрібно пам'ятати про наступні моменти.

- При великому числі входів або великих коефіцієнтах передачі ОП повинен мати великий власний коефіцієнт посилення.
- При використанні інвертувального і неінвертувального входів ОП повинен мати великий коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу ( $K_{\text{осц}}$ ).
- При великих опорах резисторів краще використовувати ОП з польовим входом.
- Необхідно забезпечити достатньо малу вихідну напругу зсуву.

- Для отримання високої швидкодії потрібні відповідні ОП і резистори з малими опорамми.

### 2.20.2. Логарифмувальні та експоненціальні перетворювачі

У логарифмувальних і експоненціальних перетворювачах для отримання необхідної функціональної характеристики використовуються властивості зміщеного в прямому напрямі  $p$ - $n$ -переходу діода або біполярного транзистора. Такі перетворювачі входять як окремі вузли в різні пристрої, що виконують математичні операції.

Логарифмувальні перетворювачі застосовуються також для компресії сигналів, що мають великий динамічний діапазон, наприклад звукових сигналів, причому деякі з них перекривають динамічний діапазон в 140 дБ або 7 дек.

На рис. 2.70 наведена схема простого логарифмувального перетворювача. Ця схема дуже проста, але має багато недоліків, зокрема великі відхилення від логарифмічної залежності і дрейф вихідної напруги при змінах температури.

Струм діода приблизно описується виразом

$$I = I_0(e^{\frac{qU}{kT}} - 1),$$

де  $U$  – напруга на діоді;  $q$  – заряд електрона;  $k$  – постійна Больцмана;  $I_0$  – зворотний струм діода;  $T$  – температура в градусах Кельвіна.

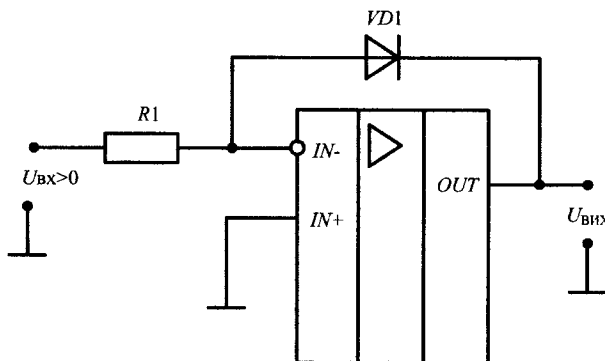


Рисунок 2.70 – Основна схема логарифмувального перетворювача

Тоді для наведеної вище схеми отримаємо

$$I_1 \frac{U_1}{R_1} = -I_0 \left( e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right).$$

Отже

$$U_2 = -\frac{kT}{q} \ln \left( \frac{U_1}{R_1 I_0} - 1 \right).$$

Для отримання логарифмічної залежності необхідно, щоб  $U_1/R_1 \ll I_0$ , тоді

$$U_2 \approx -\frac{kT}{q} \ln \left( \frac{U_1}{R_1 I_0} \right). \quad (2.85)$$

Для кремнієвого діода  $I_0 = 1$  нА, а значення  $kT/q = 25$  мВ при кімнатній температурі.

Простий логарифмувальний перетворювач застосовується рідко із-за двох серйозних обмежень.

По-перше, як випливає з виразу (2.85), він дуже чутливий до температури. По-друге, діоди не забезпечують хорошої точності перетворення, тобто залежність між їх прямою напругою і струмом не зовсім логарифмічна. Тому задовільна точність в цій схемі може бути отримана при зміні відної напруги лише в межах двох декад.

Кращі характеристики мають логарифмувальні перетворювачі на біполярних транзисторах. При цьому можливі два види включення транзистора: із заземленою базою (рис. 2.71, а) і діодне (рис. 2.71, б).

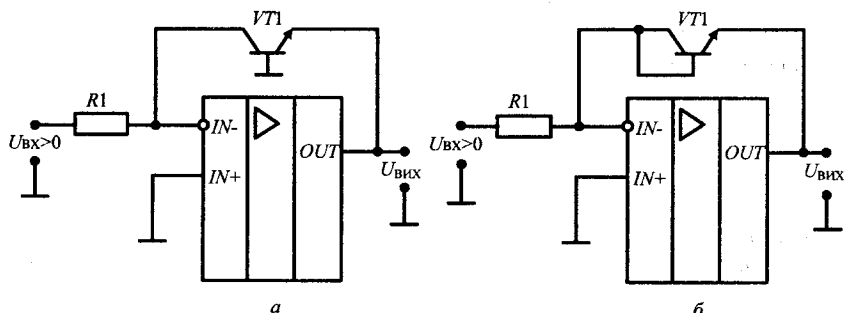


Рисунок 2.71 – Схеми логарифмування з транзистором:  
а – із заземленою базою; б – з діодним включенням транзистора

Залежність струму колектора транзистора від напруги база-емітер при нульовій напрузі колектор-база визначається виразом:

$$I_K = I_{K0} \left( e^{\frac{qU_{BE}}{kT}} - 1 \right),$$

де  $I_{K0}$  – зворотний струм насичення транзистора. Його значення для малопотужних транзисторів складає близько 0,1 пА при кімнатній температурі. Вихідна напруга цих схем визначається виразом

$$U_{ВИХ} = -\frac{kT}{q} \ln \left( \frac{U_{ВХ}}{R_1 I_{K0}} - 1 \right) \approx -\frac{kT}{q} \ln \left( \frac{U_{ВХ}}{R_1 I_{K0}} \right). \quad (2.86)$$

Оскільки  $I_{K0}$  транзистора істотно менший, ніж  $I_0$  діода, наближена рівність (2.86) значно точніша, ніж рівність виразу (2.85). Це забезпечує динамічний діапазон схеми на рис. 2.71, а до 7 дек.

Примітка. Для такого широкого діапазону вхідні струми ОП повинні бути не більше 1 пА.

Схема на рис. 2.71, б менш точна (динамічний діапазон до 4 дек.) через те, що тут струм колектора транзистора відрізняється від вхідного струму схеми на величину струму бази. Проте ця схема менш схильна до самозбудження і має вищу швидкодію.

Для зміни полярності вхідної напруги в схемі на рис. 2.71, б достатньо просто «перевернути» транзистор. У схемі на рис. 2.71, а для негативної вхідної напруги необхідно використовувати *p-n-p*-транзистор.

Вхідні сигнали зворотної полярності можуть вивести з ладу транзистор в схемі на рис. 2.71, а, оскільки операційний підсилювач при цьому входить в насичення, і на перехід база-емітер подається зворотна напруга, що практично дорівнює напрузі живлення. Тому необхідно прийняти заходи для захисту транзистора. З цією метою в схему включають додаткові діоди.

Як вже наголошувалося вище, схема із заземленою базою транзистора схильна до самозбудження. Це викликано тим, що в колі зворотного зв'язку підсилювача є елемент, що вносить додаткове посилення напруги (транзистор, включений за схемою із загальною базою), тому загальний коефіцієнт передачі петлі зворотному зв'язку підвищується. Навіть підсилювач з повною внутрішньою корекцією може втратити стійкість при збільшенні контурного посилення. На діаграмі Бode цьому відповідає переміщення ЛАЧХ вгору щодо осі

частот, що викликає зростання частоти зрізу і різке скорочення запасу стійкості по фазі. Для забезпечення стійкості схеми можна застосувати таку ж частотну корекцію, що і при роботі ОП на ємнісне навантаження. Схема скоректованого логарифмувального перетворювача наведена на рис. 2.72.

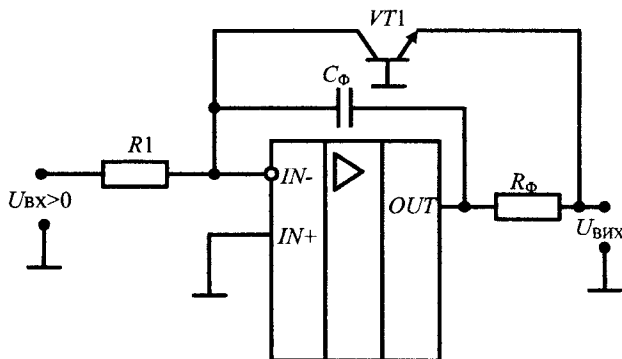


Рисунок 2.72 – Схема скоректованого логарифмувального перетворювача

Опір резистора  $R_{\Phi}$  слід обирати максимально можливим, але таким, щоб ОП не опинився в стані насичення при максимальному вхідному струмі. Введений конденсатором  $C_{\Phi}$  полюс передавальної характеристики повинен лежати на частоті, суттєво меншій ніж частота одиничного підсилення ОП.

У експоненціальних перетворювачах зазвичай застосовується показана на рис. 2.73 включення транзистора із заземленою базою.

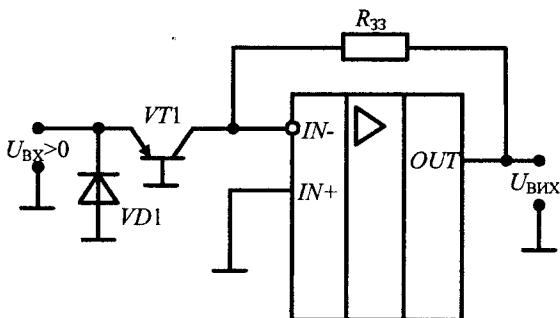


Рисунок 2.73 – Схема експоненціального перетворювача

Вихідна напруга цієї схеми визначається виразом

$$U_{\text{ВІХ}} = -I_{K0} R_{33} e^{\frac{q}{KT} U_{\text{ВХ}}} \text{ при } e^{\frac{q}{KT} U_{\text{ВХ}}} \gg 1. \quad (2.87)$$

Промисловість випускає декілька видів ІМС логарифмувальних і експоненціальних перетворювачів, наприклад, *ICL8048* і *ICL8049*. Деякі з них призначені для виконання тільки однієї функції, інші, такі, як *SSM-2100*, можуть здійснювати обидві функції. Хороші характеристики мають ІМС *LOG100* з динамічним діапазоном 5 дек. і сумарною похибкою не більше 0,37% і *AD8309* з динамічним діапазоном 95 дБ в смузі частот до 350 МГц.

### 2.20.3. Помножувачі

Помножувачі є одними з найпоширеніших функціональних вузлів сучасних аналогових пристроїв і, окрім перемножування двох сигналів, застосовуються в багатьох інших випадках.

Серед них можна назвати: схеми для піднесення до квадрата, добування квадратного кореня, вимірювання потужності; керовані напругою схеми, наприклад підсилювачі або фільтри; вузли управління амплітудою коливань генератора; схеми визначення середньоквадратичного значення і лінеаризуючі схеми.

#### Принципи роботи і похибки помножувача

Загальне позначення помножувача показано на рис. 2.74.

Типовий діапазон напруги  $U_x$ ,  $U_y$  і  $U_{\text{ВІХ}}$  складає  $\pm 10$  В, тому масштабний коефіцієнт  $k_M$  зазвичай дорівнює 0,1.

В цьому випадку при  $U_x = U_y = 10$  В вихідна напруга складає 10 В.

$$U_{\text{ВІХ}} = \frac{U_x U_y}{U_z} = k_M U_x U_y. \quad (2.88)$$

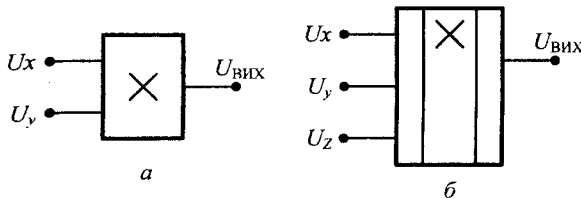


Рисунок 2.74 – Умовне позначення аналогового помножувача  
а – спрощене; б – позначення з масштабуванням

Ідеальний помножувач повинен працювати у всіх чотирьох квадрантах (тобто при будь-яких полярностях вхідних сигналів  $U_X$  і  $U_Y$ ).

Деякі помножувачі працюють тільки в одному квадранті (наприклад, обидва сигнали  $U_X$  і  $U_Y$  повинні бути позитивними), або в двох квадрантах (тобто напруга на одному з входів повинна бути тільки однієї полярності).

Варіанти роботи помножувача показані на рис. 2.75.

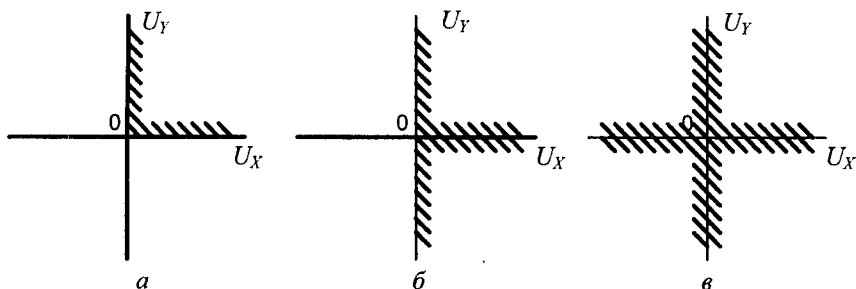


Рисунок 2.75 – Полярності вхідних сигналів помножувача:

*a* – одноквадрантного; *б* – двоквадрантного; *в* – чотириквадрантного

Реальний помножувач завжди відрізняється від ідеального рядом обмежень, що накладаються на вхідні і вихідні параметри. Наприклад: обмежений діапазон вхідної диференціальної і синфазної напруги; вхідний опір має скінчене значення; вихідний струм не може перевищити максимально допустиме значення, вихідний опір також скінченний.

Характерні для помножувачів особливості розглядаються далі стосовно чотириквадрантного варіанта.

Вихідна напруга помножувача точніше описується наступним виразом:

$$U_{\text{вих.}} = k_M U_X U_Y + \Delta k_M U_X U_Y + [(k_M + \Delta k_M) U_X U_{\text{зс.у}} + U_{\text{пр.х}}] + [(k_M + \Delta k_M) U_Y U_{\text{зм.х}} + U_{\text{пр.у}}] + U_{\text{зм.вих.}} + U_{\text{нл}}(x, y),$$

де перша складова – ідеальна вихідна напруга; друга – похибка коефіцієнта передачі; третя і четверта – загальне пряме проходження сигналу з входів  $X$  і  $Y$  відповідно; п'ята – вихідний зсув; шоста – вихідна нелінійність.

Помножувач може мати чотири зовнішні регулювання:

- балансування зсуву по входу  $X$  ( $U_{\text{зм.х}}$ );



- балансування зсуву по входу  $Y$  ( $U_{зм.у}$ );
- балансування вихідного зсуву ( $U_{зм.вих}$ )
- корекція нелінійності ( $U_{нл}(x,y)$ ).

Розглянемо складові похибок детальніше.

### Похибки із-за прямих проходжень сигналів і зсувів

Вихідний сигнал ідеального помножувача повинен дорівнювати нулю при нульовій напрузі хоч би на одному з входів. Реально цього не відбувається, оскільки існують три основні похибки:

- ◆ вихідна напруга зсуву;
- ◆ проходження сигналу з входу  $X$ , який є невеликим сигналом похибки, що проходить на вихід з входу  $X$  тоді, коли сигнал на вході  $Y$  дорівнює нулю;
- ◆ аналогічне проходження з входу  $Y$ .

Похибка через вихідну напругу зсуву зазвичай не є великою проблемою, оскільки її легко усунути балансуванням.

Невелику похибку може викликати дрейф вихідної напруги зсуву, оскільки, якщо в системі не застосовується автоматична корекція нуля, його не можна відрізнити від корисного сигналу. Типове значення вихідної напруги зсуву складає близько 5 мВ.

Сигнал прямого проходження з входу  $X$  складається з двох доданків (аналогічні зауваження відносяться і до проходження з входу  $Y$ ). Перший доданок виникає через те, що сигнал на вході  $X$  помножується на скінчену напругу зсуву входу  $Y$ . Цю складову можна звести до мінімуму, коректуючи зсув по входу  $Y$ . Друга складова нелінійно залежить від напруги на вході  $X$ , і повністю усунути її неможливо. Регулюючи вхідну напругу зсуву по обох входах, можна звести похибки проходження до мінімуму. Проте, якщо в системі не використовується автоматична корекція нуля, температурні дрейфи вхідної напруги зсуву приведуть до збільшення проходження. Пряме проходження з входів залежить від частоти і значно зростає з її збільшенням. Деякі виробники мікросхем помножувачів гарантують найбільший рівень прямого проходження сигналів з входів при збалансованих зовнішніми підстроювальними елементами вхідних напруг зсуву. Відзначимо, що рівні прямого проходження сигналів з різних входів можуть сильно розрізнятися між собою (до 10 разів). Пряме проходження вимірюється або у вольтях – як приріст вихідної напруги при зміні одного з вхідних сигналів в повному робочому діапазоні (наприклад, від  $-10$  В до  $+10$  В, другий вхідний сигнал при цьому дорівнює нулю), або у відсотках від максимальної вихідної напруги (за тих же умов).

Як випробувальний використовується синусоїдальний сигнал з частотою 50 Гц і розмахом 20 В. Типове значення прямого проходження складають близько 50 мВ (0,5 %) або менш.

### **Похибка коефіцієнта передачі**

У більшості помножувачів необхідне значення масштабного коефіцієнта встановлюється досить легко за допомогою зовнішнього потенціометра. Слід звернути особливу увагу на дрейф масштабного коефіцієнта, особливо при змінах температури, оскільки ця похибка коректується насилу і може викликати серйозні проблеми.

Нелінійність передавальної характеристики ( $U_{\text{вл}}(x,y)$ ) – це її максимальне відхилення від ідеальної прямої лінії. Зазвичай похибка визначається при максимальному вхідному сигналі (позитивному або негативному), поданому на один з входів; на інший вхід подається вимірювальний сигнал, яким може бути, наприклад, синусоїда з частотою 50 Гц і розмахом 20 В.

Нелінійність призводить до спотворень сигналів, скоректувати її надзвичайно складно. Мікросхеми типових помножувачів мають коефіцієнти нелінійності від 0,01 до 0,5 %; слід зазначити, що лінійність одного з входів може бути набагато (до 10 разів) гірша, ніж іншого, що може виявитися вирішальною обставиною при виборі сигнальних входів помножувача в конкретній схемі.

Сумарна похибка є узагальненим параметром, який включає похибки масштабного коефіцієнта, пряме проходження з входів, вихідний зсув і похибки нелінійності.

Різні мікросхеми помножувачів зручно порівнювати саме за цим параметром. Типові значення сумарної похибки складають від 0,1 % до декількох відсотків.

Порівняльні характеристики помножувачів різних типів наведена в табл. 2.2

У довідкових даних указуються такі параметри: ширина смуги пропускання по рівню  $-3$  дБ (на одному з входів при цьому встановлюється максимальна позитивна або негативна напруга); швидкість наростання вихідної напруги; час встановлення вихідної напруги і ширина смуги вхідних сигналів, в якій загальна похибка множення не перевищує 1 %.

Загальні зауваження з приводу динамічних похибок: по-перше, похибки зростають при підвищенні частоти, по-друге, ширина смуги пропускання залежить від постійних рівнів вхідних сигналів і при малих сигналах може бути вельми вузькою.

Таблиця 2.2 – Характеристики помножувачів

Тип помножувача				
Помножувач з керованим опором каналу польового транзистора	Помножувач на основі керованого джерела струму	Логарифмувальний – антилогарифмувальний помножувач	Імпульсний помножувач	Помножувальний ЦАП
Спосіб множення				
Польовий транзистор використовується як керований напругою резистор. Резистор змінює коефіцієнт передачі підсилювача	Управління струмом одного або декількох диференціальних каскадів на біполярних транзисторах	Сигнали логарифмуються, підсумовуються, а потім антилогарифмуються	Один з входних сигналів змінює тривалість імпульсу, другий – його амплітуду; вихідні імпульси фільтруються ФНЧ	Використовується помножувальний ЦАП та/або АЦП
Сумарна похибка				
Декілька відсотків	0,1 % – декілька відсотків.	0,1–1 %.	Можна добути менш ніж 0,01 %	Залежить від розрядності ЦАП/АЦП
Частотна характеристика				
До декількох мегагерц	До декількох сотень мегагерц	Декілька сотень кілогерц	Низькочастотний, сотні герц	Залежить від часу перетворення ЦАП
Коментарі				
Дуже прості і дешеві схеми, які вимагають узгоджених польових транзисторів. Для схем високої точності. Зазвичай працюють в двох квадрантах	Широко застосовується в промислових мікросхемах помножувачів. У деяких схемах є вхід для ділення	Широко застосовується в промислових мікросхемах помножувачів. Легко модифікувати для роботи в чотирьох квадрантах. Можна множити або ділити декілька сигналів	Чудова точність, але вузька смуга частот. Працює тільки в двох квадрантах	Використовується для множення аналогового сигналу на двійкове число

### 2.20.3.1. Помножувач з керованим опором каналу польового транзистора

Схема на рис. 2.76 служить тільки ілюстрацією даного принципу і не призначена для практичного застосування. При малій напрузі витік-стік, тобто нижче за напругу точки перегину (прохідної характеристики)  $I_C(U_{CB})$ , що становить близько 0,5 В, польовий транзистор поводить як керований резистор, опір якого приблизно обернено пропорційний до напруги затвор-витік.

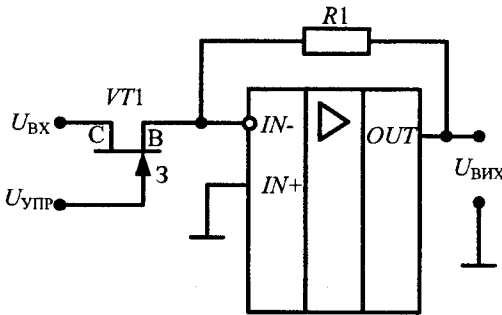


Рисунок 2.76 – Простий помножувач на основі польового транзистора з керованим опором каналу

Отже, схему можна розглядати як підсилювач з вхідною напругою  $U_x$ , коефіцієнт передачі якого приблизно пропорційний  $U_y$ ; таким чином, в результаті відбувається перемноження напруги  $U_x$  і  $U_y$ .

Схема має декілька недоліків, наприклад дуже погану лінійність, оскільки відношення  $U_x$  до  $U_{вих}$  нелінійно залежить від  $U_y$ . Крім того, характеристики польового транзистора сильно залежать від температури, що викликає значні похибки при її змінах. Нарешті, діапазон вхідної напруги  $U_x$  і  $U_y$  обмежений:  $-0,5 \text{ В} < U_x < +0,5 \text{ В}$  і  $-0,5 \text{ В} < U_y < 0 \text{ В}$ .

Таким чином, навіть при ретельному проектуванні сумарна похибка складає декілька відсотків. Більш складна і реально працююча схема показана на рис. 2.77.

Вихідна напруга схеми

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_1 R_{12} (R_{21} + R_{22}) U_x U_y}{R_2 R_{22} (R_{11} + R_{12}) U_z} \quad (2.89)$$

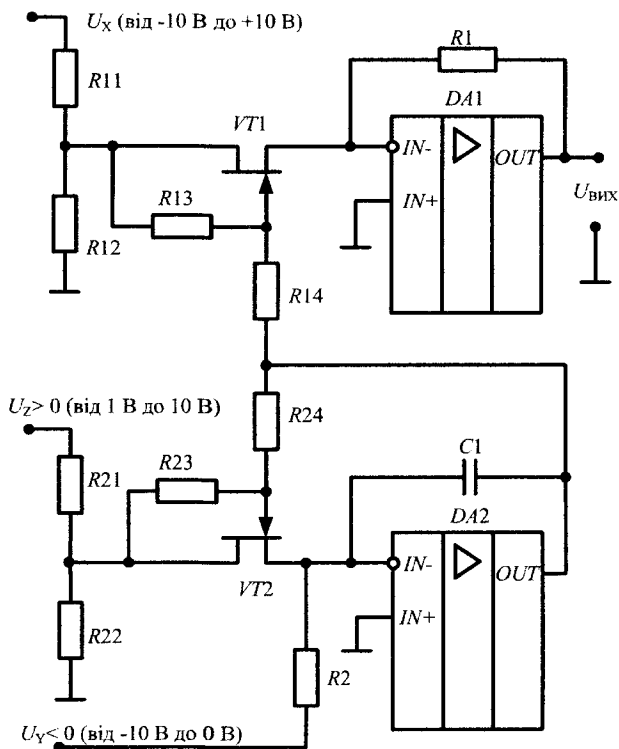


Рисунок 2.77 – Покращений варіант помножувача на польових транзисторах

### 2.20.3.2. Помножувачі на основі керованих джерел струму

Керовані джерела струму служать основою багатьох мікросхем аналогових помножувачів. Принцип дії помножувача, що використовує цей метод, представлений у ідеалізованому вигляді (рис. 2.78).

Операція множення реалізується за рахунок зміни коефіцієнта передачі диференціального каскаду із загальним емітером (транзистори  $VT1$  і  $VT2$ ) при зміні його робочого струму  $I_1$ . У даному прикладі струм  $I_1$  пропорційний напрузі  $U_u$  завдяки застосуванню струмового дзеркала (транзистори  $VT3$  і  $VT4$ ).

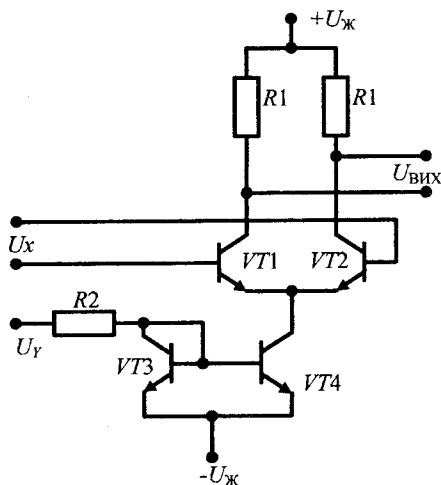


Рисунок 2.78 – Простий помножувач на основі керованого джерела струму

Вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_1}{r_e} U_x,$$

де  $r_e$  – диференціальний опір емітера, що дорівнює  $2kT/qI_1$  де  $k$  – постійна Больцмана;  $T$  — абсолютна температура;  $q$  — заряд електрона.

Таким чином, вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = \left( \frac{qR_1}{2kT} \right) U_x I_1. \quad (2.90)$$

Наведена схема має обмежене практичне застосування із-за властивих їй серйозних недоліків.

По-перше, вхідна напруга  $U_x$  повинна бути невеликою (десятки мілівольт), інакше схема стає нелінійною.

По-друге, вхідна напруга  $U_y$  повинна бути «прив'язана» до негативного джерела живлення  $-U_{\text{ж}}$  а не до землі.

Нарешті, коефіцієнт передачі помножувача залежить від температури. Проте, при деякому ускладненні схеми, можна повністю використовувати помножувальні властивості диференціального каскаду із загальним емітером.

Мікросхеми перетворювачів напруги в струм (ПНС) є доволі поширеними аналоговими вузлами, в яких використовуються диференціальні каскади з керованими джерелами струмів. Такі пристрої можна використовувати як прості помножувачі невисокої точності. Як приклади можна навести мікросхеми *CA 3080* і *LM 13700*.

Багато мікросхем прецизійних аналогових помножувачів також будуються на основі диференціальних каскадів з регулюванням струмів, але їх внутрішня структура набагато складніша за просту схему, показану на рис. 2.78.

Основою цих мікросхем є вузол множення на основі ПНС, що складається з декількох узгоджених диференціальних каскадів, включених таким чином, що їх температурні дрейфи і нелінійності взаємно компенсуються. Помножувальний елемент часто називають схемою Гільберта, на ім'я одного з її творців. Дві поширені високоякісні мікросхеми *MPY-100* (фірми *Burr-Brown*) і *AD534* (фірми *Analog Devices*) дозволяють реалізувати операцію множення з високою точністю.

### 2.20.3.3. Помножувачі з логарифмуванням і антилогарифмуванням сигналів

При використанні цього методу (рис. 2.79) операція множення здійснюється у декілька етапів: логарифмічне перетворення вхідних сигналів, складання і зворотне (експоненціальне) перетворення суми.

Всі ці операції легко реалізуються із застосуванням узгоджених біполярних транзисторів і ОП. Цей спосіб широко застосовується в мікросхемах помножувачів завдяки дешевизні і можливості множення і ділення декількох сигналів, а також простій реалізації функцій вигляду

$$U_{\text{вих}} = \left( \frac{U_X U_Y}{U_Z} \right)^m. \quad (2.91)$$

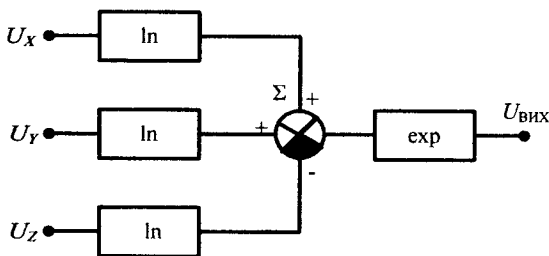


Рисунок 2.79 – Блок-схема помножувача з логарифмуванням і антилогарифмуванням сигналів

Хоча базові логарифмувальні і експоненціальні схеми працюють тільки в одному квадранті, їх легко перетворити для роботи в чотирьох квадрантах, включивши декілька додаткових резисторів.

Спрощений варіант схеми помножувача наведено на рис. 2.80. Робота схеми заснована на спрощеному описі транзистора, використовуваному при побудові логарифмувальних перетворювачів.

Для цієї схеми вся вхідна напруга повинна бути більше нуля.

Транзистори  $VT1$ ,  $VT3$  і  $VT2$ ,  $VT4$  є узгодженими парами, тоді

$$U_{\text{ВНХ}} = \frac{R_4 R_3}{R_1 R_2} \left( \frac{U_X U_Y}{U_Z} \right). \quad (2.92)$$

Зазвичай  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , тому  $U_{\text{ВНХ}} = U_X U_Y / U_Z$ .

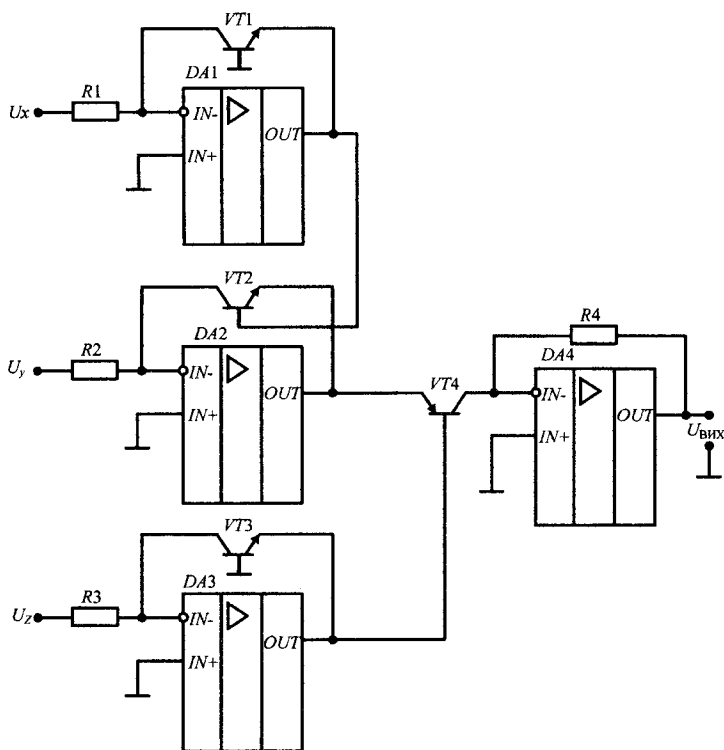


Рисунок 2.80 – Спрощена схема помножувача з логарифмуванням і антилогарифмуванням сигналів



## 2.21. Функціональні перетворювачі

Розглянемо схеми, що реалізують різні функціональні залежності вихідної напруги від вхідної: гіперболічну, квадратичну, добування квадратного кореня, а також синуса, косинуса і арктангенса. Деякі з них можна використовувати, наприклад, для лінеаризації характеристик терморезистивних датчиків або інших джерел сигналів з добре відомою вихідною характеристикою.

Схеми згруповані за принципами побудови, а не за функціональними залежностями, оскільки вся нескінченна безліч функцій може бути реалізована всього декількома стандартними прийомами.

### 2.21.1. Функціональні перетворювачі з аналоговими помножувачами

Схеми для піднесення до квадрата, добування квадратного кореня і отримання гіперболічної (обернено пропорційної) залежності будуються на основі помножувача (рис. 2.81).

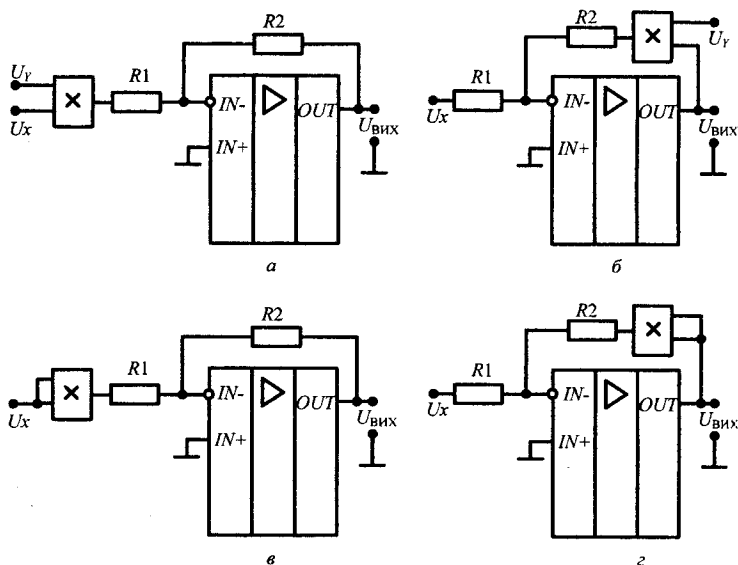


Рисунок 2.81 – Функціональні перетворювачі на основі помножувачів:

а – множення; б – ділення; в – піднесення до квадрата; з – добування кореня

Під помножувачем на всіх схемах мається на увазі тільки власне перемножувальний елемент. У складі промислових мікросхем помножувачів зазвичай містяться додаткові вузли і виводи, наприклад вихідний ОП, входи для ділення і диференціальні входи, завдяки яким розширюються можливості їх застосування.

Зображені на рис. 2.81 схеми, як правило, можна побудувати з використанням однієї єдиної мікросхеми помножувача без включення додаткового ОП.

$$\text{Для схеми рис. 2.81, а} \quad U_{\text{ВИХ}} = -\frac{R_2}{R_1} k_m U_X U_Y; \quad (2.93)$$

$$\text{для схеми рис. 2.81, б} \quad U_{\text{ВИХ}} = -\frac{R_2 U_X}{R_1 k_m U_Y}; \quad (2.94)$$

$$\text{для схеми рис. 2.81, в} \quad U_{\text{ВИХ}} = -\frac{R_2}{R_1} k_m U_X^2; \quad (2.95)$$

$$\text{для схеми рис. 2.81, г} \quad U_{\text{ВИХ}} = \sqrt{-\frac{R_2}{R_1 k_m}} U_X \quad (U_X < 0). \quad (2.96)$$

За допомогою помножувачів можна реалізувати досить складні функціональні залежності. Наприклад, будь-яку безперервну однозначну функцію можна достатньо точно апроксимувати поліномом

$$U_{\text{ВИХ}} = C_0 + C_1 U_{\text{ВХ}} + C_2 U_{\text{ВХ}}^2 + \dots + C_n U_{\text{ВХ}}^n. \quad (2.97)$$

Змінні  $U_{\text{ВХ}}^2, U_{\text{ВХ}}^3, \dots, U_{\text{ВХ}}^n$  можна синтезувати за допомогою помножувачів, а потім підсумувати з постійними коефіцієнтами  $C_n$ . Очевидно, чим більше доданків використано в степеневому ряду (тобто, чим вище ступінь полінома  $n$ ), тим точніше можна апроксимувати необхідну функцію.

Пмножувачі набагато дорожчі і складніші за суматори. Тому при використанні даного способу необхідно звести їх число до мінімуму.

Наведемо список можливих значень при різному числі помножувачів в схемі:

- один помножувач:  $n = 2$ ;
- два помножувачі:  $n = 3, 4$ ;
- три помножувачі:  $n = 5, n = 6, n = 8$  (але не  $n = 7$ ).

Вибране значення  $i$  є компромісом між необхідною точністю і реальним життям, між бажаннями і можливостями. В ідеалі непогано було б використовувати дуже велике значення  $n$ . Проте при цьому буде потрібно декілька помножувачів і ретельно збалансованих схем суматорів з точно узгодженими резисторами. Реальні помножувачі не ідеальні, вони дорогі і часто вимагають підстроювання. В результаті схема значно ускладниться і потребуватиме введення численних регулювань. Крім того, в такій складній схемі виникає безліч нових джерел похибок.

Іншими словами, прагнення до більшої точності збільшує складність, яка, у свою чергу, призводить до появи додаткових джерел похибок, а вони-то якраз і знижують точність. Тому на практиці зазвичай обмежуються трьома помножувачами, тобто поліномом не вище восьмого порядку. Цього більш ніж достатньо для апроксимації більшості функцій з точністю близько 1 %.

Логарифмувальні і експоненціальні перетворювачі будуються відносно просто. За допомогою цих схем можна виконати перетворення:

$$U_{\text{вих}} = U_Z \left( \frac{U_Y}{U_X} \right)^m, \quad (2.98)$$

де коефіцієнт посилення підсилювача  $m$  зазвичай лежить в діапазоні від 0,1 до 10 (тобто можливе піднесення до нецілого ступеня).

Використовуючи показаний на рис. 2.82 пристрій як базовий блок, можна апроксимувати безліч функцій (і не тільки степеневих), наприклад, синус, косинус і арктангенс.

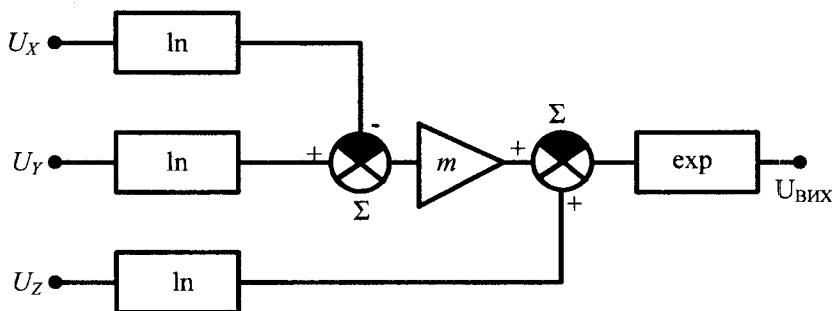


Рисунок 2.82 – Функціональний перетворювач

Цей блок випускається у вигляді мікросхеми декількома фірмами, наприклад: AD538 – фірмою *Analog Devices*; 4301/2 – фірмою *Burr-Brown* і LH0094 – фірмою *National Semiconductor*. Ці мікросхеми іноді називають багатофункціональними перетворювачами. Відзначимо, проте, що вони працюють тільки в одному квадранті, тобто  $U_x$ ,  $U_y$  і  $U_z$  повинні мати однакову полярність.

При необхідності описаний вузол цілком можна побудувати на дискретних компонентах.

## 2.22. Ізолюючі підсилювачі

Ізолюючі підсилювачі призначені для гальванічної розв'язки кіл, безпосередньо підключених до джерела (датчика) сигналу і кіл, що здійснюють його обробку і/або передачу пристрою, що запам'ятовує або відображає.

Така ізоляція потрібна, наприклад, в медичних приладах для захисту пацієнта від поразки електричним струмом. При вимірюванні параметрів електричної енергії у високовольних колах також необхідно ізолювати основну частину апаратури від досліджуваного кола. Нарешті, при значній синфазній напрузі доцільно використовувати гальванічне розділення сигналів для зниження похибки передачі інформації.

Для вирішення цих завдань вимірювальну схему розбивають на дві ізольовані частини. Передавальна частина працює під потенціалом вимірника (датчика), а приймальна – під нульовим потенціалом.

Для реалізації подібного пристрою необхідно, щоб передавальна частина мала окреме, ізольоване від приймальної схеми, так зване «плаваюче» джерело електричної енергії, загальна точка якого з'єднується частіше за все з одним з диференціальних входів передавача. Цей вхід підсилювача відіграє роль «плаваючої землі» (рис. 2.83).

На рис. 2.83 наведено блок-схему ізолюючого підсилювача. Основними компонентами таких підсилювачів є вхідна секція, вихідна секція і секція живлення.

Головна особливість цих пристроїв полягає в тому, що їх вхідна і вихідна секції повинні мати повну гальванічну розв'язку як за сигналом, так і за джерелами живлення.

У показаному на рис. 2.83 ізолюючому підсилювачі реалізована так звана трирівнева розв'язка, тобто його вхідний каскад, вихідний каскад і секція живлення ізолювані один від одного. У такій трирівневій системі живильна напруга для всіх вузлів схеми забезпечується вбудованою секцією живлення.

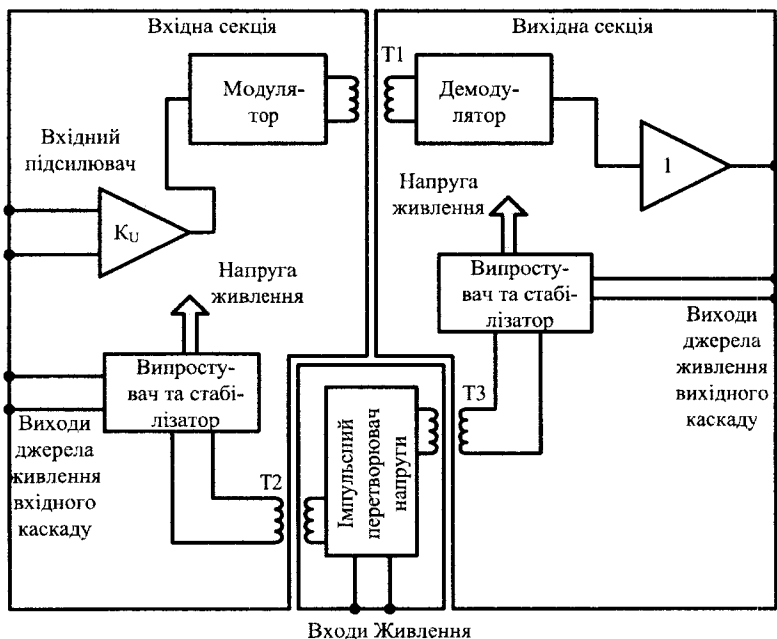


Рисунок 2.83 – Блок-схема ізолюючого підсилювача

Багато розв'язувальних підсилювачів відносяться до так званого дво-рівневого різновиду, тобто їх вихідний каскад і секція живлення не ізолювані. Проте і в деяких трирівневих пристроях живлення вихідного каскаду повинне здійснюватися від того ж джерела живлення, що і подальші каскади. У всіх ізолюючих підсилювачах живлення вхідного каскаду (у трирівневій схемі – і вихідного каскаду) здійснюється через розділовий трансформатор. Як правило, використовують невеликі феритові трансформатори.

Ізолюючі підсилювачі повинні забезпечувати високий рівень електричної ізоляції між вхідними і вихідними колами. Для вирішення цього завдання в тракці передачі сигналу використовуються переважно три види зв'язку: оптичний, трансформаторний і ємнісний.

Для передачі сигналу через коло гальванічної розв'язки зазвичай застосовуються два методи: модуляції/демодуляції (застосовується для всіх трьох видів зв'язку) і лінеаризуючого зворотного зв'язку (застосовується з оптронами).

Використання трансформатора для передачі енергії в плаваюче джерело живлення передавача усуває електричний зв'язок між входом і виходом схеми на постійному струмі і в області низьких частот, але залишається зв'язок на високих частотах через наявність паразитних міжобмоткових ємностей живильного трансформатора. Не можна повністю усунути також ємнісний зв'язок в тракці передачі сигналу

### 2.22.1. Ізолюючий підсилювач з модуляцією/демодуляцією (МДМ)

Спрощена блок-схема ізолюючого підсилювача з модуляцією-демодуляцією наведена на рис. 2.84.

У показаному цьому рисунку ізолюючому підсилювачі як ізольоване джерело живлення вхідної секції застосовується перетворювач постійної напруги.

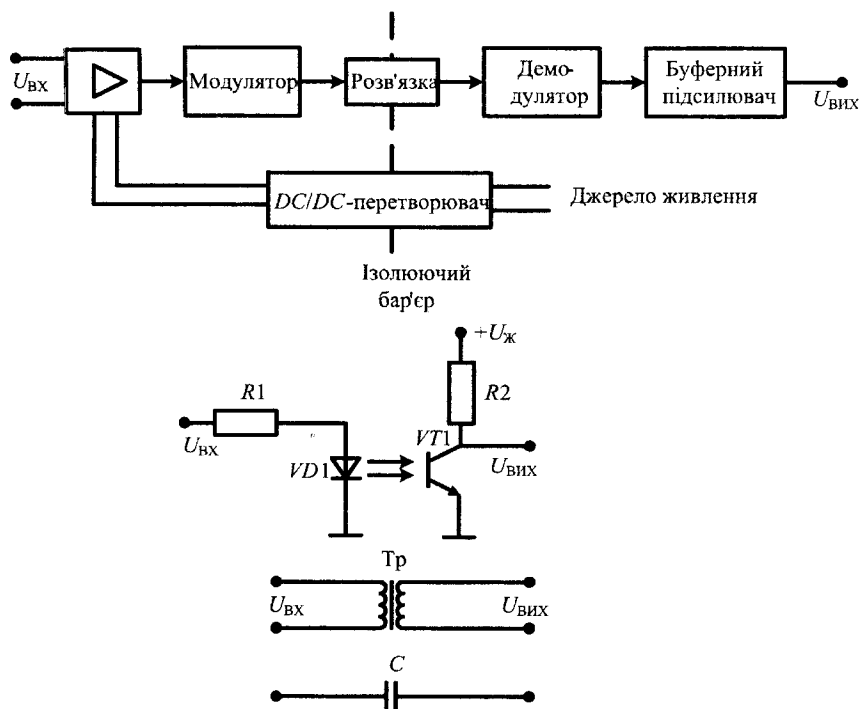


Рисунок 2.84 – Блок-схема ізолюючого підсилювача з модуляцією-демодуляцією

До подачі на модулятор вхідний сигнал посилюється диференціальним вхідним підсилювачем.

Після цього модульований сигнал передається у вихідну секцію, демодулюється і через буферний підсилювач подається на вихід схеми.

Каскади модуляції/демодуляції необхідні тому, що вживані кола розв'язки не мають зв'язку за постійним струмом і характеризуються нелінійними або змінними характеристиками.

Для модуляції зазвичай застосовується широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) або частотна модуляція (ЧМ).

На рис. 2.84 показано також три пристрої зв'язку. При порівняно новому способі ємнісного зв'язку модульований сигнал пропускається через конденсатор дуже невеликої ємності (близько декількох пікофарад). Ємність конденсатора зв'язку повинна бути мінімальною, щоб обмежити передачу енергії через нього при змінній синфазній напрузі. Ємнісний зв'язок застосовується в підсилювачах *ISO 120/1/2* і *ISO 102/6* фірми *Burr Brown*.

МДМ-метод забезпечує хорошу точність, але обмежує смугу пропускання розв'язувального підсилювача. Несуча частота зазвичай вибирається максимально можливою для вживаного пристрою зв'язку.

При роботі декілька рядом розташованих розв'язувальних підсилювачів, в яких застосовується описуваний метод, доцільно синхронізувати всі перетворювачі напруги живлення, щоб уникнути взаємної модуляції і перешкод на частоті биття. Таке рішення реалізоване в деяких промислових розв'язувальних підсилювачах.

Простіший і дешевий спосіб розв'язки, ніж вищеописаний, реалізується за допомогою оптронів. Наведена на рис. 2.85 схема показує, як лінеаризувати передавальну характеристику оптронів. Вхідний сигнал змінює струми у випромінювачах оптронів  $U_1$  і  $U_2$ . Власне розв'язка забезпечується за допомогою оптрона  $U_2$ . Оптрон  $U_1$  включений в коло зворотного зв'язку підсилювача  $DA_1$ . Нелінійності оптронів автоматично компенсуються колом зворотного зв'язку підсилювача  $DA_1$ . Резистори  $R_2$  і  $R_4$  задають рівні початкових струмів фотодіодів оптронів  $U_1$  і  $U_2$ . Резистори  $R_1$  і  $R_5$  визначають амплітуду струму сигналу фотодіодів.

Швидкодія даної схеми виявляється досить високою, оскільки напруга на  $U_1$  і  $U_2$  постійна і їх ємності не перезаряджаються при змінах сигналу. Хоча схема і забезпечує достатньо широку смугу пропускання, в ній зберігаються нелінійність і властиві оптронним пристроям проблеми дрейфу і точності коефіцієнта передачі.

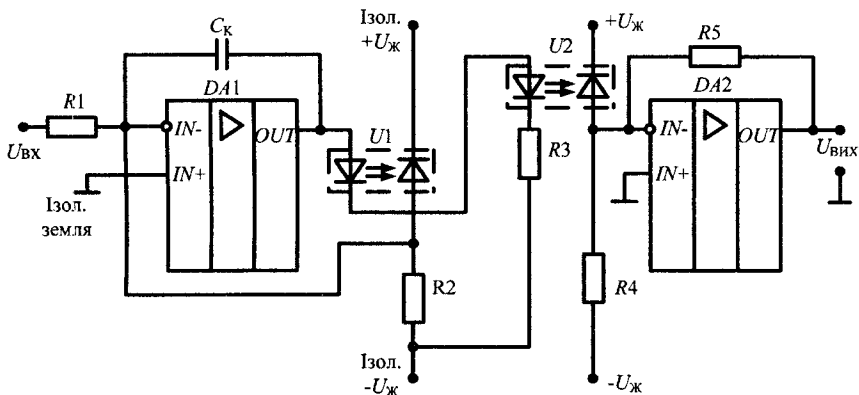


Рисунок 2.85 – Ізолюючий підсилювач з оптичною розв'язкою

Коефіцієнт передачі підсилювача

$$K_U = \frac{R5}{R1}.$$

Для мінімізації спотворень, дрейфів коефіцієнта передачі і зсуву необхідно точно погоджувати оптрони  $U1$  і  $U2$ ; в ідеальному випадку вони повинні знаходитися в одному корпусі. Резистори вибираються так, щоб  $R2 = R4$  для приблизно нульового вихідного зсуву і  $R1 = R5$  для одиничного коефіцієнта передачі. При виборі опорів  $R1$  доводиться йти на компроміс між спотвореннями з одного боку, і шумом і дрейфами, з іншого. Якщо, наприклад, вибрати  $R1$  невеликим, зміни струму сигналу в оптронах будуть великими, що призведе до великих спотворень, але дрейф струмів позначатиметься незначно. При великому опорі  $R1$  ситуація змінюється на протилежну. Вся напруга живлення повинна бути стабільною, інакше виникають додаткові похибки зсуву. Опір  $R3$  необхідно вибрати так, щоб вихідна напруга  $DA1$  приблизно дорівнювала 0 В при  $U_{вх} = 0$ .

Вхідним сигналом для цієї мікросхеми є струм, тому джерело сигналу повинне мати досить високий опір. При цьому шум, спектральна щільність якого на частоті 1 кГц складає  $0,65 \text{ пА}/\sqrt{\text{Гц}}$ , може досягати достатньо високого рівня.

Конденсатор  $C_k$  забезпечує частотну корекцію, створюючи фазовипередження в колі зворотного зв'язку підсилювача  $DA1$ . Це необхідно, оскільки



оптрон, маючи значну інерційність, вносить до контура зворотного зв'язку істотне запізнювання по фазі. Без цього конденсатора схема виявляється нестійкою і збуджується. Ємність цього конденсатора повинна складати десятки або сотні пікофарад.

Зсуви можна компенсувати, подаючи через резистор додатковий струм на інвертувальний вхід ОП *DA2*. Максимальна напруга розв'язки обмежується напругою пробою оптронів або ізоляції джерел живлення лівої частини схеми на ОП *DA1* і оптроні *U1*.

Промисловість випускає узгоджені (диференціальні) оптрони, які можуть бути використані для цієї мети. Зокрема, вітчизняний диференціальний діодний оптрон ОД301А по паспорту має дуже хороші характеристики; непогані результати дає також застосування неузгодженого 3-канального діодного оптрона вітчизняного виробництва АОД109.

Як елемент розв'язки в схемі підсилювача *ISO100* фірми *Burr-Brown* використаний оптрон 6N135 з вихідним транзистором (рис. 2.86).

Ізолюючий підсилювач *ISO100* фірми *Burr-Brown*, побудований за розглянутою схемою, забезпечує хороші характеристики при порівняно невисокій ціні. Нелінійність коефіцієнта передачі для варіанта цієї схеми *ISO100CP* не перевищує 0,07%. Типова смуга пропускання складає 60 кГц.

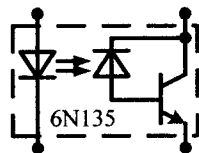


Рисунок 2.86 – Елемент оптичної розв'язки з транзистором

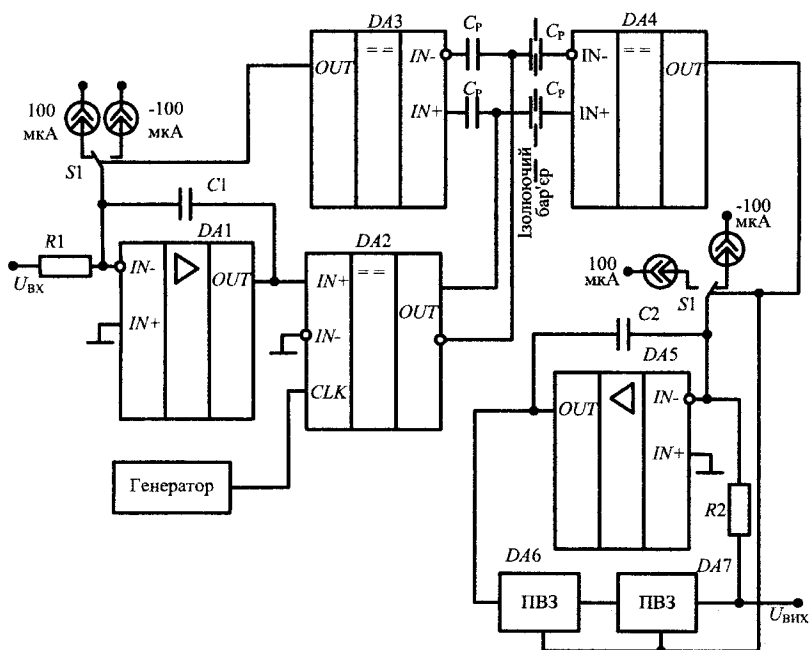
При використанні ізоляції за рахунок ємнісного зв'язку, передача сигналу через ізолюючий бар'єр здійснюється високочастотними коливаннями, що модулюються тим або іншим способом вхідним сигналом.

Розглянемо, наприклад, принципи побудови і роботи ізолюючого повторювача *ISO124* (рис. 2.87).

Тут передача вхідного сигналу здійснюється через узгоджені конденсатори ємністю 1 пФ за допомогою модульованих за шириною імпульсів з частотою повторення 500 кГц.

Вхідний каскад, що є широтно-імпульсним модулятором (ШІМ), включає інтегратор на підсилювачі *DA1* і два компаратори напруги *DA2* і *DA3*, причому останній відіграє роль порогового елемента. Вихідний каскад містить узгоджені з вхідним каскадом пороговий елемент на компараторі *DA4* та інтегратор на *DA5*. Ключі *S1* і *S2* керують напрямом інтеграції інтеграторів і перемикаються синхронно та синфазно, що забезпечує точну передачу ширини імпульсів через ізолюючий бар'єр.

Вихідним каскадом є демодулятор, причому для зменшення пульсацій вихідної напруги (що супроводжують процес демодуляції) за умови збереження смуги пропускання на прийнятному рівні тут використовується синхронний фільтр на двох пристроях вибірки-зберігання (ПВЗ). В результаті вихідна напруга містить пульсації частотою 500 кГц з амплітудою не вище 20 мВ.



Рисуюнок 2.87 – Ізолюючий підсилювач з ємнісним зв'язком

Для подальшого зниження рівня пульсацій розробник рекомендує включати на виході схеми ФНЧ другого порядку із смугою пропускання 100 кГц. Мікросхема має струмовий вхід, тому для розширення амплітудного діапазону вхідного сигналу (при відомій повній шкалі вихідної напруги підсилювача DA1) досить включити послідовно з входом додатковий резистор. Смуга пропускання ізолюючого повторювача ISO124 складає 50 кГц при нелінійності коефіцієнта передачі не більше 0,01 %.

Як і для будь-якої системи з імпульсною модуляцією, необхідно, щоб сигнал на вході *ISO124* не містив складових з частотою вище 250 кГц. Інакше в результаті накладення спектрів при модуляції і демодуляції можлива поява додаткових перешкод. Іншим джерелом перешкод може бути проходження височастотного (або такого, що має високу швидкість наростання) синфазного сигналу через ізолюючі конденсатори, що викликає помилкове спрацьовування порогового елемента *DA4* вихідного каскаду.

Ізолюючий повторювач сильно «шумить» (до 4 мкВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$ ), тому, якщо потрібно передати слабкий сигнал, наприклад від термопари, його слід спочатку підсилити за напругою з допомогою додаткового підсилювача або застосувати ІМС *ISO175*, що містить у вхідному каскаді вимірювальний підсилювач на трьох ОП.

### 2.23. Генератори сигналів на ОП

Невід'ємною частиною майже будь-якого електронного пристрою є генератор яких-небудь коливань. Окрім генераторів випробувальних сигналів, що виконуються у вигляді окремих виробів, джерело регулярних коливань необхідне в будь-якому вимірювальному приладі, що діє періодично, в пристроях, що ініціюють вимірювання або технологічні процеси, і взагалі в будь-якому приладі, робота якого пов'язана з періодичними станами або періодичними коливаннями. Так, наприклад, генератори коливань спеціальної форми використовуються в цифрових вимірювальних приладах, осцилографах, радіоприймачах, телевізорах, годинниках, ЕОМ і безлічі інших пристроїв.

Залежно від конкретного застосування, генератор може використовуватися просто як джерело регулярних імпульсів (наприклад, синхросигналів в цифровій системі); до нього може бути висунута вимога високої стабільності і точності частоти (опорний інтервал часу в частотомірі), регульованості (гетеродин радіоприймача) або здатності генерувати коливання заданої форми з малими викривленнями (синусоїдальною в звукотехніці або пилкоподібною в розгортці осцилографа).

Схемотехніка електронного генератора містить підсилювач, охоплений позитивним зворотним зв'язком. Як підсилювач можуть бути використані схеми на дискретних транзисторах, цифрові ІМС, інтегральні таймери, а також операційні підсилювачі. Використання ОП дозволяє побудувати стабільні генератори з хорошим відтворенням форми вихідного сигналу.

### 2.23.1. Релаксаційні пристрої на ОП

Релаксаційні інтегральні мікросхеми так само, як і їх дискретні аналоги, призначені для генерування і формування імпульсних сигналів із заданими характеристиками, які визначаються параметрами схеми. Релаксаційні пристрої найчастіше застосовуються для генерування і формування прямокутних імпульсів і імпульсів форми, що лінійно-змінюється.

Релаксаційні пристрої працюють в двох режимах: автоколивальному і загальмованому. У автоколивальному режимі вони генерують безперервну послідовність імпульсів, а в загальмованому на кожен вхідний сигнал довільної форми формується один стандартний імпульс або пачка таких імпульсів.

Релаксаційні пристрої, що працюють в автоколивальному режимі, застосовуються як задавальні генератори і подільники частоти. Загальмований режим роботи використовується для формування імпульсів з певними параметрами з метою стандартизації їх форми, тривалості, а також для посилення їх потужності і таке інше.

У інтегральному виконанні випускаються релаксаційні інтегральні мікросхеми (ІМС) з часозадавальними  $RC$ -колами: мультівібратори і одновібратори (загальмовані мультівібратори). Вони виготовляються у вигляді монолітних і гібридних ІМС, що працюють в граничному режимі, тобто з найменшим періодом коливань або часом витримки.

Для роботи з великим періодом коливань або часом витримки зазвичай передбачаються додаткові виводи для підключення до ІМС навісних конденсаторів.

Великого поширення набули релаксаційні пристрої, побудовані на основі ОП та інтегральних компараторів напруги (ІКН). У таких пристроях ОП або ІКН охоплюється регенеративним зворотним зв'язком за допомогою  $RC$ -кіл, що забезпечують релаксаційний процес.

В даний час для цієї мети застосовуються спеціальні ІМС – інтегральні таймери. Релаксаційні пристрої можуть бути побудовані також на логічних ІМС.

Характеристики релаксаційних пристроїв можна розбити на дві групи, перша з яких включає характеристики сталих процесів, а друга – характеристики процесів перекидання схеми.

До першої групи відносяться:

- амплітуда вихідного сигналу  $U_{\text{ВИХ.макс}}$ ;
- частота  $F$  або період  $T$  проходження імпульсів  $F = 1/T$  при роботі в автоколивальному режимі, тривалість імпульсу  $t_I$  і найбільше допустиме

значення часу відновлення  $t_B$  для загальмованої схеми; значення  $F$ ,  $T$  і  $t_I$  можуть регулюватися в певних межах;

- шпаруватість імпульсів, що генеруються, визначується співвідношенням між тривалістю імпульсу  $t_I$  і паузи  $t_{II}$  між двома послідовними сигналами:

$$Q_C = \frac{t_I + t_{II}}{t_I}; \quad (2.99)$$

- нестабільність параметрів послідовності імпульсів (насамперед частоти, шпаруватості, тривалості і амплітуди), що генеруються, при зміні параметрів елементів схеми в певних межах; зазвичай задається відносна нестабільність, хоча може бути задана і абсолютна величина допустимого відхилення відповідного параметра;

- навантажувальна здатність.

Друга група включає характеристики перехідних процесів у схемі, насамперед, тривалість фронту  $t_{Фр}$  і зрізу  $t_{Зр}$  імпульсу.

### Автоколивальний мультивібратор

Схема автоколивального мультивібратора наведена на рис. 2.88, а. Він складається з інвертувального тригера Шмітта, охопленого негативним зворотним зв'язком за допомогою інтегрувального  $RC$ -кола.

Коли напруга  $U_C$  досягає порогу спрацьовування тригера Шмітта, схема перемикається і її вихідна напруга стрибком набуває протилежного значення. При цьому конденсатор починає перезаряджатися в протилежному напрямі, поки його напруга не досягне іншого порогу спрацьовування. Схема перемикається в первинний стан (рис. 2.88, б).

Аналіз схеми мультивібратора дозволяє записати диференціальне рівняння

$$\frac{dU_C}{dt} = \pm \frac{U_{НАС} - U_C}{RC}.$$

За початкових умов  $U_C(0) = -U_{ПОР}$  розв'язок цього рівняння має вигляд

$$U_C(t) = U_{НАС} - (U_{НАС} + U_{ПОР}) e^{-t/RC}. \quad (2.100)$$

Значення напруги, що дорівнює порогу спрацьовування тригера Шмітта (умова  $U_C(t) = U_{ПОР}$ ), буде досягнуте через час:

$$t_1 = RC \ln(1 + 2R_1/R_2).$$

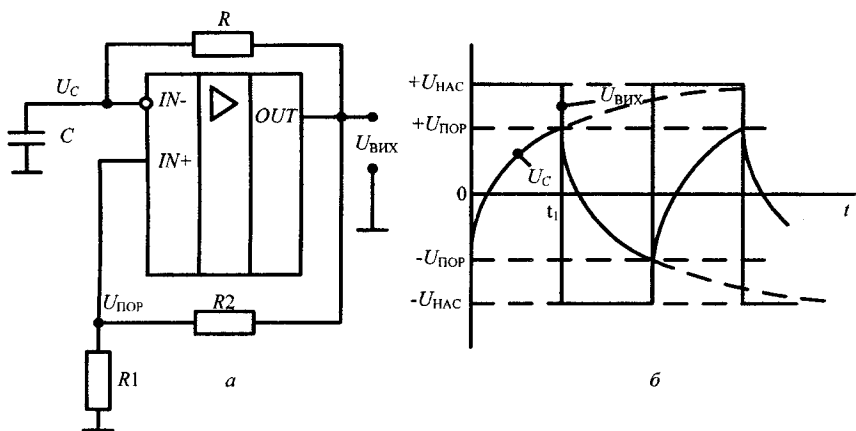


Рисунок 2.88 – Схема мультивібратора (а) і часова діаграма його роботи (б)

Період коливань мультивібратора, таким чином

$$T = 2t_1 = 2RC \ln(1 + 2R_1/R_2) . \quad (2.101)$$

Як видно з останньої формули, період коливань мультивібратора не залежить від напруги  $U_{\text{НАС}}$ , яка, у свою чергу визначається напругою живлення  $U_{\text{Ж}}$ . Тому частота коливань мультивібратора на ОП мало залежить від напруги живлення.

### Загальмований мультивібратор (одновібратор)

Звичайне призначення одновібратора – отримання одиночного імпульсу заданої тривалості. Відлік тривалості імпульсу починається від фронту (або рівня) спеціального запускаючого імпульсу. Для того щоб перейти від схеми автоколивального до схеми загальмованого мультивібратора, необхідно ввести додатково коло запуску і коло «гальмування». Схема одновібратора наведена на рис. 2.89.

Якщо вихідна напруга ОП негативна максимальна, то діод VD1 відкритий, і напруга на часозадавальному конденсаторі  $U_C$  невелика негативна, що дорівнює приблизно 0,5 В. При правильному виборі параметрів схеми напруга на неінвертувальному вході ОП

$$U_{\text{ПОР}} = -U_{\text{НАС}} \frac{R_1 \parallel R_3}{R_1 \parallel R_3 + R_2} < U_C, \quad (2.102)$$

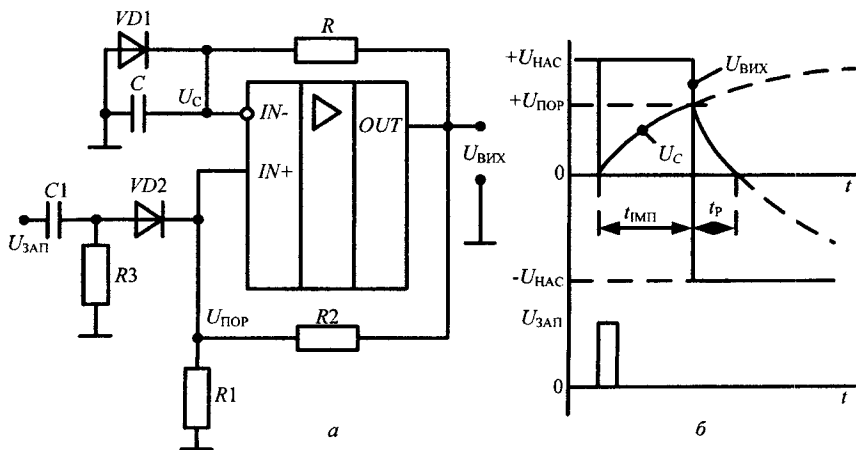


Рисунок 2.89 – Схема одновібратора (а) і часова діаграма його роботи (б)

тому за відсутності запускаючого імпульсу  $U_{ЗАП}$  схема знаходиться в стійкому стані. Після приходу позитивного запускаючого імпульсу достатньої амплітуди операційний підсилювач за рахунок позитивного зворотного зв'язку перемикається в такий стан, при якому його вихідна напруга дорівнює  $+U_{НАС}$ . Діод  $VD2$  закривається і на  $p$ -вході ОП встановлюється напруга  $U_{ПОР}$ , яка визначається виразом (2.102).

До часозадавального  $RC$ -кола тепер прикладена напруга  $+U_{НАС}$ , під дією якої закривається діод  $VD2$  і починається заряд конденсатора  $C$ . Коли, через час  $t_1$ , напруга  $U_C$  досягне порогу  $U_{ПОР}$ , операційний підсилювач перемкнеться і повернеться в первинний стан. Конденсатор  $C$  почне розряджатися і, через проміжок часу  $t_P$ , званий часом релаксації, напруга  $U_C$  стане негативною, діод  $VD1$  відкриється і цикл закінчиться.

Процеси в схемі описуються тим же рівнянням (2.100), але початкова умова інша, і його розв'язок для одновібратора має вигляд

$$U_C(t) = U_{НАС} - (U_{НАС} + U_D) e^{-t/RC}, \quad (2.103)$$

де  $U_D$  – падіння напруги на відкритому діоді  $VD1$ .

Звідси за умови  $U_C(t_1) = U_{ПОР}$  знайдемо тривалість імпульсу одновібратора:

$$t_1 = RC \ln \left\{ \left[ 1 + (R_1/R_2) \right] \left[ 1 + (U_D/U_{НАС}) \right] \right\}. \quad (2.104)$$

З останнього виразу видно, що тривалість імпульсу одновібратора залежить від вихідної напруги насичення ОП, яка, у свою чергу, визначається напругою живлення.

Іншим недоліком розглянутої схеми є значний час релаксації, протягом якого на одновібратор не можна подавати запускаючий імпульс (інакше буде скорочена тривалість вихідного імпульсу).

Ці недоліки відсутні у одновібратора, виконаного на спеціалізованих ІМС, званих аналоговими таймерами.

### Генератор прямокутної і трикутної напруги

Як видно з діаграми на рис. 2.89, б, у схемі мультивібратора формується напруга не тільки прямокутної форми, але і форми, близької до трикутної (на конденсаторі).

Часозадавальне  $RC$ -коло мультивібратора виконує наближену інтеграцію вихідних прямокутних коливань.

Замінивши це коло інтегратором на ОП, отримаємо генератор, на одному з виходів якого формуються прямокутні, а на іншому – трикутні коливання (рис. 2.90). Тут на підсилювачі  $DA1$  виконаний неінвертувальний тригер Шмітта, а на  $DA2$  – інтегратор.

Інтегратор інтегрує постійну напругу, що є на виході тригера Шмітта. Коли вихідна напруга інтегратора досягає порогу спрацьовування тригера Шмітта, напруга на його виході  $U_1$  стрибком змінює свій знак.

Внаслідок цього напруга на виході інтегратора починає змінюватися в протилежний бік, поки не досягне іншого порогу спрацьовування тригера Шмітта.

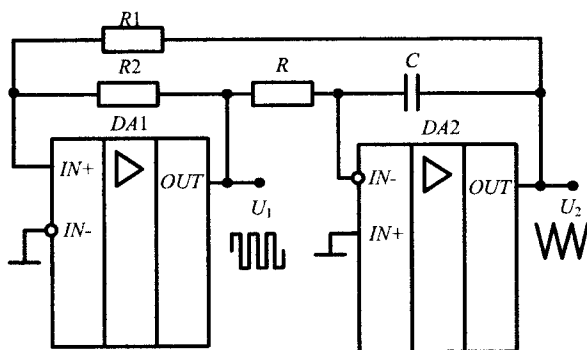


Рисунок 2.90 – Схема генератора прямокутних і трикутних коливань



Змінюючи постійну інтеграції  $RC$ , можна перебудовувати частоту формованої напруги в широкому діапазоні.

Амплітуда трикутної напруги  $U_2$  залежить тільки від установки рівня спрацьовування тригера Шмітта  $U_{\text{ПОР}}$ , який для даної схеми включення тригера складає  $U_{\text{НАС}}R_1/R_2$  де ( $U_{\text{НАС}}$  – напруга насичення ОП).

Період коливань генератора дорівнює подвоєному часу, який необхідний інтегратору, щоб його вихідна напруга змінилася від  $-U_{\text{ПОР}}$  до  $+U_{\text{ПОР}}$ . Звідси випливає, що

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2}. \quad (2.105)$$

Таким чином, частота формованої напруги не залежить від рівня напруги насичення операційного підсилювача.

### 2.23.2. Генератори гармонійних коливань

Генератором гармонійних коливань називають пристрій, що створює змінну синусоїдальну напругу за відсутності вхідних сигналів. Генератор перетворює енергію джерела постійної напруги в енергію змінного вхідного сигналу.

#### Умови збудження та підтримання коливань

На рис. 2.91 показана блок-схема генератора.

Підсилювач підсилює вхідний сигнал в  $K_U$  разів. При цьому між вихідною  $U_{\text{ВИХ}}$  і вхідною  $U_{\text{ВХ}}$  напругами підсилювача виникає фазове зрушення  $\varphi$ . До виходу підсилювача підключена схема частотно-залежного зворотного зв'язку, якою може бути, наприклад, коливальний контур. При цьому напруга, використана для здійснення зворотного зв'язку, складає  $\beta U_{\text{ВИХ}}$ .

Умовою генерації стаціонарних коливань замкнутою схемою є рівність вихідної напруги схеми зворотного зв'язку і вхідної напруги підсилювача. Ця умова записується таким чином:

$$\beta \dot{U}_{\text{ВИХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВИХ}}}{K_U}$$

З цього комплексного співвідношення витікають два дійсних:

1. Коефіцієнт петльового посилення повинен становити

$$\beta K_U = 1. \quad (2.106)$$

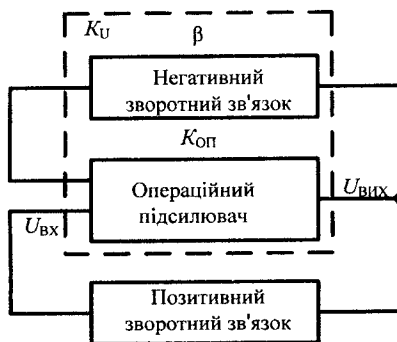


Рисунок 2.91 – Блок-схема електронного генератора

## 2. Зрушення фаз у замкнутому контурі

$$\varphi + \psi = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.107)$$

Рівняння (2.106) називають умовою балансу амплітуд, а (2.107) – умовою балансу фаз. Баланс амплітуд означає, що незгасаючі коливання в замкнутому контурі можуть існувати тільки тоді, коли підсилювач компенсує втрати в схемі зворотного зв'язку. Умова балансу фаз означає, що поповнення енергії в системі проводиться в такт її власним коливанням.

### 2.23.3. RC-генератор синусоїдальних коливань

Найбільш поширену схему RC-генератора синусоїдальних коливань на операційному підсилювачі наведено на рис. 2.92.

Як ланка зворотного зв'язку використаний смуговий RC-фільтр. Фазове зрушення фільтра на середній частоті дорівнює нулю. Отже, для виконання умови балансу фаз вихід ланки зворотного зв'язку повинен бути підключений до неінвертувального входу ОП.

Коефіцієнт передачі смугового фільтра на середній частоті  $\beta = 1/3$ . Для виконання умови балансу амплітуд ОП по неінвертувальному входу повинен мати коефіцієнт посилення  $K = 3$ . Тому  $R_1 = 2R_2$ .

При строгому виконанні умови (2.106) і ідеальному ОП в схемі на рис. 2.92 існуватимуть незгасаючі коливання з частотою  $f = 1/2\pi RC$ . Однак амплітуда цих коливань не буде визначена. Крім того, навіть саме незначне зменшення  $R_1$  в порівнянні з виразом (2.106) викличе загасання коли-

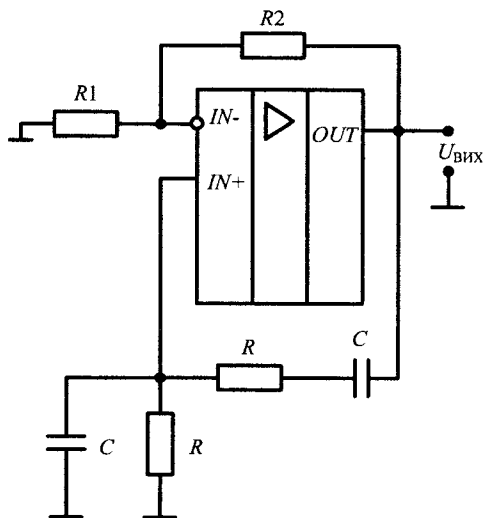


Рисунок 2.92 – RC-генератор синусоїдальних коливань з мостом Віна

вань. Навпаки, збільшення  $R_1$  в порівнянні з виразом (2.106) приведе до наростання амплітуди коливань аж до насичення підсилювача і, як наслідок, до появи помітних нелінійних спотворень форми кривої вихідної напруги генератора.

Ці обставини вимагають використання у складі генератора системи автоматичного регулювання амплітуди. У простому випадку для цього як резистор  $R_2$  використовують нелінійний елемент – мікропотужну лампу розжарювання, динамічний опір якої із зростанням амплітуди струму збільшується.

Низькочастотні синусоїдальні коливання можуть бути також отримані шляхом моделювання диференціального рівняння синусоїдальних коливань за допомогою операційних підсилювачів. Схема, що реалізує цей метод, подібна до схеми фільтра другого порядку, побудованого на основі методу змінних стану. Ця схема, як і попередня, вимагає застосування системи автоматичного регулювання амплітуди коливань.

Складність забезпечення високої стабільності амплітуди коливань при мінімальних спотвореннях вихідної синусоїди істотно ускладнює побудову генераторів синусоїдальних коливань і управління ними.

Кращі результати у багатьох випадках, особливо на низьких та інфра-низьких частотах, дає застосування так званих функціональних генераторів.

## 2.24. Перетворювачі струму в напругу і напруги в струм

Вхідні і вихідні каскади більшості електронних пристроїв є джерелами або приймачами напруги. Проте у цілому ряді випадків перевага віддається струмовим сигналам. Струмові сигнали використовуються в довгих лініях зв'язку розподілених систем управління технологічними процесами, оскільки цей спосіб забезпечує хороший захист від перешкод, а опори кабеля і контактних з'єднань практично не впливають на якість передачі сигналу. Із струмовим вхідним сигналом доводиться мати справу, наприклад, у фототранзисторній схемі для вимірювання освітленості, при вимірюванні струму, споживаного навантаженням і так далі. Струмовими навантаженнями є широко використовувані стрілочні вимірювальні прилади магнітоелектричної системи. Перетворювачі струму в напругу (ПСН) і напруги в струм (ПНС) використовуються в різних електронних пристроях і системах, зокрема, для узгодження каскадів, що працюють з потенційними і струмовими сигналами.

### 2.24.1. Перетворювачі струму в напругу

Ідеальний перетворювач струм напруга має нескінченно малий вхідний і вихідний опір. Найпростіший ПСН наведено на рис. 2.93.

Як датчик вимірюваного струму  $I_{ВХ}$  використовується зразковий резистор  $R$ , падіння напруги на якому є вхідним сигналом для підсилювача напруги.

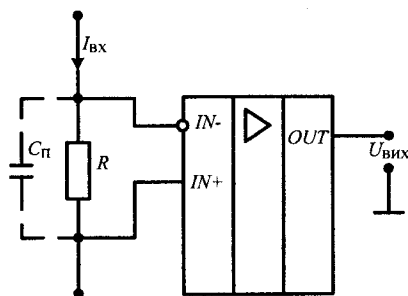


Рисунок 2.93 – Простий ПСН

Вимірювані струми  $I_{ВХ}$  повинні бути близькими до декількох десятків або, в крайньому випадку, одиниць мікроампер.

При вимірюванні струмів меншої величини потрібні високоомні резистори (що генерують значний шум) і малошумливі підсилювачі з малими струмами зсуву. Для змінного струму необхідно також враховувати вплив паразитної ємності  $C_{П}$ , що зменшує смугу пропускання. Частота зрізу

$$f_0 = 1/2\pi RC_{П}.$$

Залежно від ситуації підсилювач може бути як диференціальним, так і з одним входом. Підсилювач другого типу застосовується у випадку, якщо один з виводів резистора  $R$  заземлений. Для вимірювання великих струмів краще використовувати диференціальний підсилювач, оскільки при цьому можна зменшити похибку, пов'язану з падінням напруги на загальному дроті, викликаним протіканням вимірюваного струму. Крім того, використовуючи диференціальний підсилювач, резистор  $R$  можна включити в будь-якій точці струмового кола, а не тільки в заземлений.

При великих струмах для підвищення точності краще використовувати чотирививодний резистор. У таких резисторів є два виводи для вимірюваного струму і два вимірювальних, причому вимірювальні виводи підключаються безпосередньо до зразкового резистивного елемента. У цих резисторах, широко вживаних для точних вимірювань, перехідні опори ( $r_K$ ) і опори монтажних дротів ( $r_{др}$ ) не вносять додаткових похибок, оскільки вимірюється падіння напруги тільки на зразковому вимірювальному резисторі. Схема з використанням чотирививідного резистора показана на рис. 2.94, де точки  $I_1$  і  $I_2$  виводи для вимірюваного струму, а точки  $U_1$  і  $U_2$  – вимірювальні виводи.

Перехідні опори і опори монтажних проводів можуть бути достатньо великими (у сумі досягати декількох сотень міліом), але вони не роблять помітного впливу на точність вимірювання струму.

Відмітимо, що при малому опорі вимірювального резистора ширину смуги пропускання зазвичай обмежує його власна індуктивність  $L_S$ , при цьому частота на рівні  $-3$  дБ дорівнює  $R/2\pi L_S$  Гц.

Якщо прийняти  $R = 0,2$  Ом,  $R_1 = R_3 = 10$  кОм,  $R_2 = R_4 = 100$  кОм, то межа вимірювання струму для цієї схеми складе 5 А.

Для вимірювання малих струмів від десятків міліампер і менш, аж до часток пікоампера з успіхом може використовуватися схема рис. 2.95.

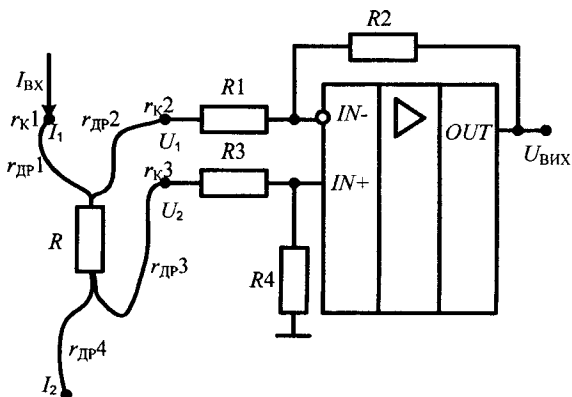


Рисунок 2.94 – Застосування чотирививодного зразкового резистора

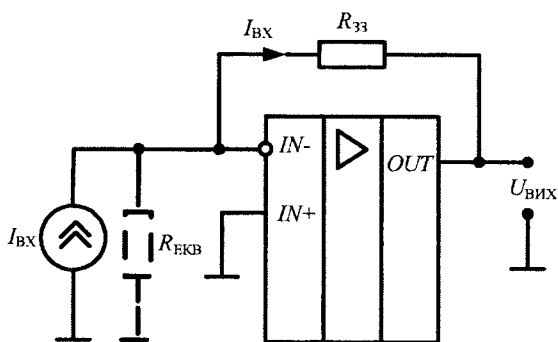


Рисунок 2.95 – ПСН для малих струмів

Великий власний коефіцієнт посилення ОП приводить до того, що інвертувальний вхід є віртуальною землею, тому струм що протікає через резистор  $R_{33}$  дорівнює струму  $I_{ВХ}$ . Отже, вихідна напруга визначається співвідношенням  $U_{ВХИ} = -R_{33} I_{ВХ}$ . Верхня межа струму обмежується вихідним струмом ОП.

Недолік схеми полягає в тому, що її не можна включати в довільній точці контура із струмом, оскільки вхідний струм повинен замикатися на землю.

Коефіцієнт перетворення

$$K_I = \frac{U_{\text{ВІХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{33}}{1 + \frac{R_{\text{ЕКВ}} + R_{33}}{K_{\text{ОП}} R_{\text{ЕКВ}}}} \approx R_{33}, \quad (2.108)$$

де  $K_{\text{ОП}}$  – коефіцієнт посилення за напругою розімкненого ОП;  $R_{\text{ЕКВ}}$  – еквівалентний опір між входом (IN-) і землею, що включає опір джерела струму, і диференціальний вхідний опір ОП.

Вхідний опір

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{R_{33} R_{\text{ЕКВ}}}{R_{33} + (K_{\text{ОП}} + 1) R_{\text{ЕКВ}}}. \quad (2.109)$$

Враховуючи, що зазвичай  $K_{\text{ОП}} R_{\text{ЕКВ}} \gg R_{33}$  можна записати

$$R_{\text{ВХ}} \approx \frac{R_{33}}{1 + K_{\text{ОП}}}. \quad (2.110)$$

Вихідна напруга зсуву

$$U_{\text{ЗС.ВІХ}} = U_{\text{ЗС.ВХ}} + I_{\text{ВХ}} R_{33},$$

де  $U_{\text{ЗС.ВХ}}$  – вхідна напруга зсуву;  $I_{\text{ВХ}}$  – вхідний струм зсуву ОП.

Нижня межа вимірюваного струму визначається вхідною напругою зсуву, вхідними струмами ОП та їх дрейфами. Для того, щоб звести до мінімуму похибки схеми, слід врахувати такі моменти:

- при малих вхідних струмах (менше 1 мкА) краще використовувати ОП з польовими входами, що мають незначні вхідні струми;
- необхідно забезпечувати виконання умови  $R_{\text{ЕКВ}} \gg R_{33}$ , оскільки  $U_{\text{ЗС}}$  посилюється схемою в  $-R_{33}/R_{\text{ЕКВ}}$  разів.

Похибку, пов'язану з вхідними струмами, можна зменшити, включаючи додатковий резистор, що дорівнює  $R_{33}$ , між неінвертувальним входом і землею. При цьому загальний вхідний зсув визначається як

$$U_{\text{ЗС.ВХ}} + R_{33} \Delta I_{\text{ВХ}},$$

де  $\Delta I_{\text{ВХ}}$  – різниця вхідних струмів ОП.

Для обмеження височастотних шумів додаткового резистора і для запобігання самозбудженню ОП необхідно паралельно йому включити шунтуючий конденсатор (10–100 нФ).

Слід дотримуватись акуратності при роботі з дуже малими струмами, тому що значні похибки можуть бути пов'язані із струмами витоку. Слід використовувати охоронне кільце для того, щоб струми витоку замикалися на нього, а не на вхід схеми. Охоронні кільця повинні бути на обох сторонах плати. Плату потрібно ретельно очистити і ізолювати для запобігання поверхневому витоку.

Нарешті, для отримання дуже малих струмів витоку (порядку пікоампер) при монтажі вхідних кіл можна використовувати додаткові стійки з фторопласту. У схемі ПСН краще використовувати прецизійні високостабільні резистори.

Дрейф  $U_{ЗС}$  та  $I_{ЗС}$  викликається зміною температури. Щоб зменшити дрейф вхідних струмів від температури, слід обмежити тепло, що виділяється самим ОП. Для цього краще знизити напругу живлення до мінімуму. Крім того, до виходу ОП не варто підключати низькоомне навантаження (загальний опір навантаження повинен бути не менше 10 кОм).

При вимірюванні малих струмів регулювати зсув краще в подальших каскадах схеми.

ОП і резистор зворотного зв'язку необхідно вибирати так, щоб  $K_{ОП} R_{ЕКВ} \gg R_{ЗЗ}$ , інакше можуть виникнути великі похибки коефіцієнта посилення і нелінійність характеристики.

Необхідно підібрати прецизійні резистори з малим дрейфом. Краще за все використовувати високостабільні резистори на основі металевих або металоокисних плівок.

Кращою конструкцією для високоомних резисторів (більше 1 ГОм) є скляний корпус, покритий силіконовим лаком для виключення впливу вологості. Деякі резистори мають внутрішній металевий захисний екран. Щоб не використовувати резистори дуже великих номіналів (у них низька стабільність і вони досить дорогі), можна використовувати  $T$ -подібний зворотний зв'язок (рис. 2.96).

Еквівалентний опір для цієї схеми

$$R_{ЕКВ} = 2R_2 + \frac{R_2^2}{R_1}. \quad (2.111)$$

Таке з'єднання дозволяє підвищити коефіцієнт перетворення без використання високоомних резисторів, але це можливо тільки при достатньому запасі власного коефіцієнта посилення ОП.



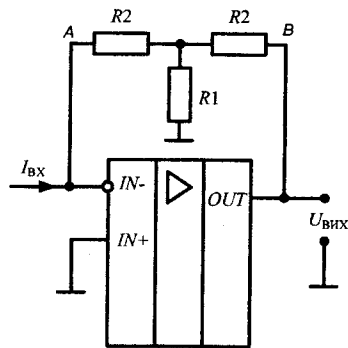


Рисунок 2.96 – ПСН з  $T$ -подібним зворотним зв'язком

Відзначимо, що монтаж схеми повинен бути виконаний так, щоб запобігти шунтуванню  $T$ -ланки опором витoku, тобто забезпечити хорошу ізоляцію точок  $A$  і  $B$ .  $T$ -подібне з'єднання має серйозний недолік, який полягає в посиленні напруги зсуву ОП в  $(R2 + R1)/R1$  разів, що іноді може обмежити його застосування.

Вихідний шум схеми складається з трьох основних компонентів: шуму резистора  $R_{33}$ , вхідної напруги шуму ОП і вхідного струму шуму ОП.

Для ОП з великим коефіцієнтом посилення при  $R_{33} > 1$  МОм переважає шум, що генерується резистором  $R_{33}$ .

Вхідна напруга шуму ОП помножується на коефіцієнт посилення для шуму. Як правило, цей коефіцієнт зростає із зростанням частоти, що веде до появи значного високочастотного шуму.

Вхідний струм шуму ОП помножується на величину  $R_{33}$ , і у такому вигляді з'являється на виході.

Перетворювачі струму в напругу з великим посиленням є високочутливими, високоомними схемами. Тому для захисту від перешкод їх необхідно укладати в екрануючий корпус. Важливе значення має хороша розв'язка по живленню. Нарешті, ці схеми можуть бути дуже чутливими до механічних вібрацій.

#### 2.24.2. Перетворювачі напруги в струм.

Ідеальний перетворювач напруга – струм має нескінченно великий вхідний і вихідний опори.

У ряді випадків виникає необхідність управляти струмом навантаження за допомогою вхідної напруги. При цьому зміна напруги на навантаженні і коливання її опору не повинні порушувати однозначності залежності  $I_H = F(U_{ВХ})$ . Прості ПНС для незаземленого (плаваючого) навантаження наведені на рис. 2.97.

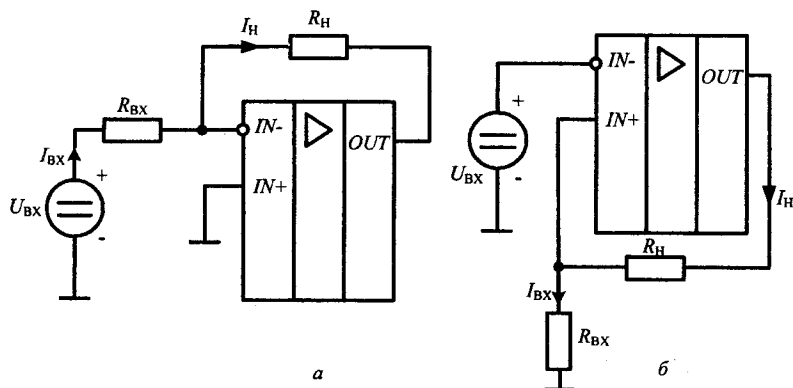


Рисунок 2.97 – ПНС з плаваючим навантаженням  
*а* – інвертувальне включення; *б* – неінвертувальне включення

Згідно правилам 1 і 2  $I_H = -U_{ВХ}/R_{ВХ}$  для схеми рис. 2.97, *а* та  $I_H = U_{ВХ}/R_{ВХ}$  – рис. 2.97, *б*. Вхідний опір для інвертувального перетворювача дорівнює  $R_{ВХ}$ , для неінвертувального –  $R_{ВХ} \cdot \sin\phi$ , де  $R_{ВХ} \cdot \sin\phi$  – вхідний опір ОП для синфазного сигналу. Максимальний вихідний струм обмежується максимальною вихідною напругою ОП (напругою живлення) і опором навантаження  $R_H$ .

$$\text{Для схеми рис. 2.97, а} \quad I_{ВІХ\text{ МАХ}} = U_{НАС}/R_H, \quad (2.112)$$

$$\text{для схеми рис. 2.97, б} \quad I_{ВІХ\text{ МАХ}} = U_{НАС}/(R_{ВХ} + R_H), \quad (2.113)$$

де  $U_{НАС}$  – вихідна напруга ОП в режимі насичення.

Збільшення струму навантаження може бути досягнуте застосуванням підсилювача з великим вихідним струмом (наприклад ОРА 551, що забезпечує вихідний струм до 500 мА) або підключенням до ОП підсилювача потужності на транзисторах. Завдяки здатності транзистора підсилювати струм, значення

$I_H$  може бути в  $\beta$  разів більшим від максимального вихідного струму ОП ( $I_H = \beta \cdot I_{\text{ВИХ}}$ ), де  $\beta$  – коефіцієнт передачі струму транзистора.

У розглянутих схемах ПНС навантаження є плаваючим (незаземленим). Проте у ряді випадків потрібно, щоб один полюс навантаження був заземлений. ПНС, наведені на рис. 2.98, працюють на заземлене навантаження та із заземленим джерелом вхідного сигналу.

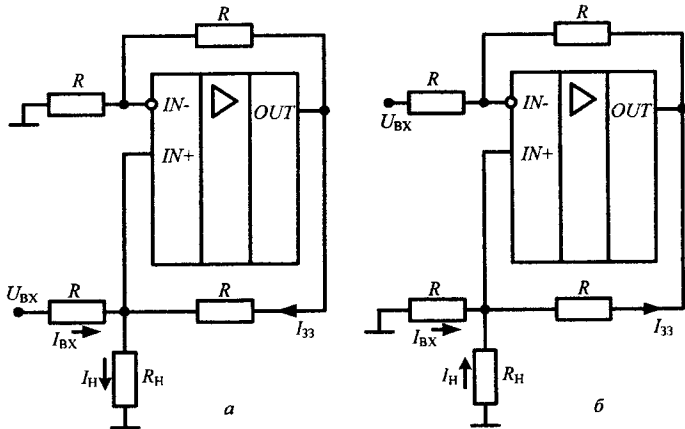


Рисунок 2.98 – ПНС із заземленим джерелом і навантаженням

Розглянемо схему рис. 2.98, *a*. Вихідна напруга ділиться навпіл між верхніми за схемою резисторами  $R$ . Згідно з правилом 1 потенціали обох входів ОП, а отже і напруга на навантаженні дорівнюють  $U_{\text{ВИХ}}/2$ .

$$\text{Струм навантаження: } I_H = I_{\text{ВХ}} + I_{33} = \frac{U_{\text{ВХ}} - U_H}{R} + \frac{U_{\text{ВИХ}} - U_H}{R}.$$

Враховуючи, що  $U_{\text{ВИХ}} = 2U_H$  остаточно маємо  $I_H = U_{\text{ВХ}}/R$ . Тобто струм навантаження прямо пропорційний напрузі  $U_{\text{ВХ}}$ . Всі чотири резистори схеми повинні бути узгоджені (допуск 0,5 – 1 %).

Аналогічну залежність від  $U_{\text{ВХ}}$  має струм навантаження в схемі на рис. 2.98, *б*. Враховуючи, що полярність  $U_{\text{ВИХ}}$  протилежна  $U_{\text{ВХ}}$  напруга на кожному з верхніх по схемі резисторах дорівнює  $U_R = (U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВИХ}})/2$ .

Згідно з правилом 1:

$$U_H = U_R - U_{ВХ} = \frac{U_{ВХ} + U_{ВІХ}}{2} - U_{ВХ} = \frac{U_{ВІХ} - U_{ВХ}}{2},$$

отже  $U_{ВІХ} = 2U_H + U_{ВХ}$

Струм навантаження, рис. 2.29, б, дорівнює  $I_H = I_{33} - I_{ВХ}$ .

Струм  $I_{33} = \frac{U_R}{R} = \frac{(U_{ВХ} + U_{ВІХ})}{2R}$  а струм  $I_{ВХ} = \frac{U_H}{R} = \frac{(U_{ВІХ} - U_{ВХ})}{2R}$ .

Остаточний вираз для струму навантаження має такий вигляд:

$$I_H = \frac{U_{ВХ} + U_{ВІХ}}{2R} - \frac{U_{ВІХ} - U_{ВХ}}{2R} = \frac{U_{ВХ}}{R}. \quad (2.114)$$

На рис. 2.99 наведено схему джерела струму з диференціальним входом.

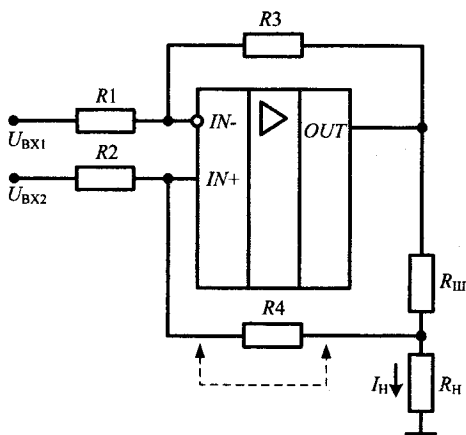


Рисунок 2.99 – Джерело струму на одному ОП з диференціальним входом

У схемі рис. 2.99 ОП охоплений негативним і позитивним зворотними зв'язками. Для забезпечення лінійного режиму роботи ОП необхідно, щоб негативний зворотний зв'язок був сильніший від позитивного. При виконанні умов

$$\frac{R_1}{R_1 + R_3} > \frac{R_2 R_H^{\max}}{R_{III} R_H^{\max} + (R_{III} + R_H^{\max})(R_2 + R_4)} \quad \text{та} \quad R_4 + R_{III} = \frac{R_2 R_3}{R_1} \quad (2.115)$$

вираз для струму набуває вигляду

$$I_H = (U_{ВХ2} - U_{ВХ1}) \frac{R_3}{R_1 R_{Ш}}. \quad (2.116)$$

Опір резистора  $R_4$  може дорівнювати нулю, проте при цьому можуть виникнути труднощі при виборі номіналів резисторів  $R_1 - R_3$ . Така схема носить назву джерела струму Хоуланда.

Вихідний опір схеми Хоуланда визначається таким чином:

- через розузгодження резисторів:

$$R_{ВІХ1} = \frac{R_{Ш} R_2 R_1}{R_1 R_{Ш} - R_2 R_3}, \quad (2.117)$$

- через кінцеві значення  $K_{ОСС}$  і  $K_{ОП}$ :

$$R_{ВІХ2} = \frac{R_{Ш}}{R_2} \frac{R_3 K_{ОП}}{(R_2 + R_{Ш}) K_{ОСС}}. \quad (2.118)$$

Загальний вихідний опір

$$R_{ВІХ} = R_{ВІХ1} \parallel R_{ВІХ2}. \quad (2.119)$$

Цій простій схемі властиві два недоліки. По-перше, для отримання хорошого  $K_{ОСС}$  і високого вихідного опору потрібне дуже точне виконання відношень опорів резисторів  $R_1 R_{Ш} = R_2 R_3$ .

По-друге, для отримання великого вихідного струму опори резисторів виявляються дуже малими, що викликає додаткові складнощі в їх узгодженні.

Для того, щоб знизити похибки вихідного струму, що виникають через кінцевий вихідний опір, опір  $R_H$  повинен бути меншим від опору  $R_{Ш}$ . Ці два обмеження приводять до того, що ця схема застосовується рідко.

Схеми джерел струму, де напруга з шунта знімається за допомогою диференціального підсилювача, дозволяє істотно поліпшити характеристики джерела струму.

У схемі рис. 2.100 диференціальний підсилювач на  $DA2$  для зменшення похибок повинен мати мінімальний коефіцієнт посилення, оскільки вихідний сигнал диференціального підсилювача порівнюється з вхідним сигналом, посиленним за допомогою  $DA1$ , що має великий коефіцієнт посилення, а отже петльове посилення кола НЗЗ буде достатньо великим.

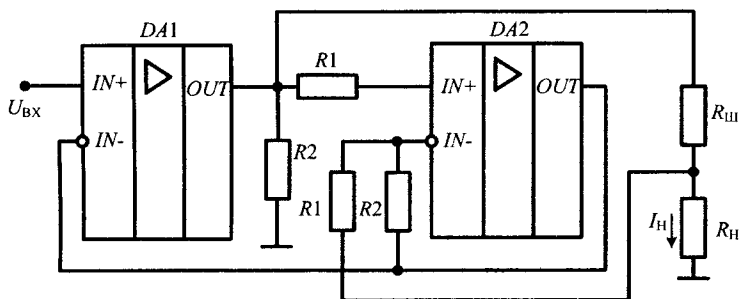


Рисунок 2.100 – Джерело струму з диференціальним підсилювачем

Якщо  $R_1 \gg R_H^{\max}$ , то  $I_H = U_{BX} \frac{R_1}{R_2 R_{III}}$ .

Впливом опору джерела вхідного сигналу можна нехтувати, оскільки вхідний опір джерела струму достатньо великий.

Прецизійні джерела струму доцільно будувати з використанням резистивних інтегральних збірок, при цьому замість диференціального підсилювача застосовують масштабуючі підсилювачі, що мають резистори одного номіналу.

Варіант такої схеми наведений на рис. 2.101. Для цієї схеми можна записати такі умови:  $R_1 = R_2 = R_4 = R_5$  і  $R_3 = R_4 + R_{III}$ .

Тоді: 
$$I_H = \frac{U_{BX}}{R_{III}}. \quad (2.120)$$

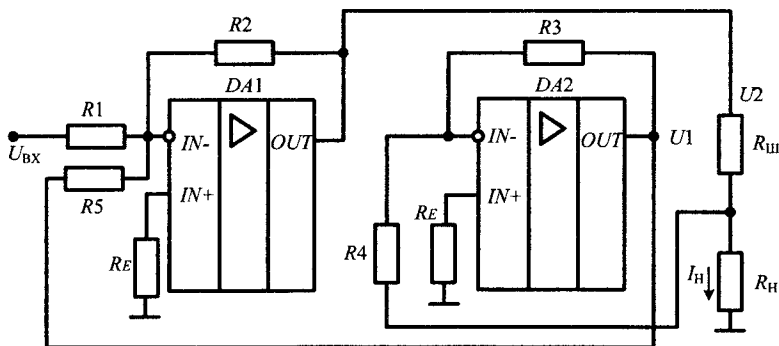


Рисунок 2.101 – Джерело струму з масштабуючим підсилювачем

## 2.25. Цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП)

ЦАП застосовуються у вимірювальній техніці (цифрові осцилографи, вольтметри, генератори сигналів), в побутовій апаратурі (телевізори, музичні центри, автомобільна електроніка), в комп'ютерній техніці (введення і виведення звуку в комп'ютерах, відеомонітори, принтери), в медичній техніці, в пристроях радіолокації, в телефонії і в багатьох інших областях.

Застосування ЦАП постійно розширюється у міру переходу від аналогових до цифрових пристроїв. Як ЦАП зазвичай застосовуються спеціалізовані мікросхеми, що випускаються багатьма вітчизняними і зарубіжними фірмами. Слід відзначити, що для грамотного і професійного використання мікросхем ЦАП абсолютно не достатньо знання цифрової схемотехніки. Ці мікросхеми відносяться до аналого-цифрових, тому вони вимагають також знання аналогової схемотехніки, що істотно відрізняється від цифрової.

Практичне застосування ЦАП вимагає розрахунку аналогових кіл, обліку численних похибок перетворення (як статичних, так і динамічних), знання характеристик і особливостей аналогових мікросхем (насамперед, операційних підсилювачів) і багато чого іншого. Існує численна література, спеціально присвячена саме питанням застосування ЦАП. Тому розглянемо тільки основні особливості застосування ЦАП.

### 2.25.1. Принципи побудови ЦАП

У загальному випадку мікросхему ЦАП можна зобразити у вигляді блока (рис. 2.102), що має декілька цифрових входів, один аналоговий вхід а також аналоговий вихід.

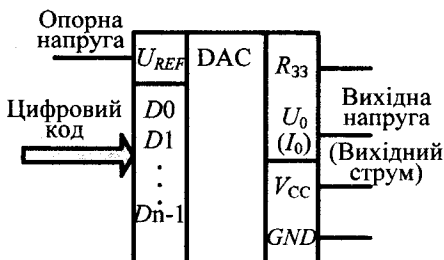


Рисунок 2.102 – Мікросхема ЦАП

На цифрові входи ЦАП подається  $n$ -розрядний код  $N$ , на аналоговий вхід – опорна напруга  $U_{\text{оп}}$  (інше поширене позначення –  $U_{\text{REF}}$ ). Вихідним сигналом є напруга  $U_{\text{вих}}$  (інше позначення –  $U_0$ ) або струм  $I_{\text{вих}}$  (інше позначення –  $I_0$ ). При цьому вихідний струм або вихідна напруга пропорційні вхідному коду і опорній напрузі.

Для деяких мікросхем опорна напруга повинна мати строго заданий рівень, для інших допускається змінювати її значення в широких межах, у тому числі і змінювати її полярність (позитивну на негативну і навпаки). ЦАП з великим діапазоном зміни опорної напруги називається помножувальним, оскільки його можна легко використовувати для множення вхідного коду на будь-яку опорну напругу.

Окрім інформаційних сигналів, мікросхеми ЦАП вимагають також підключення одного або двох джерел живлення і загального дроту. Зазвичай цифрові входи ЦАП забезпечують сумісність із стандартними виходами мікросхем TTL.

Найчастіше у випадку, якщо ЦАП має струмовий вихід, його вихідний струм перетворюється у вихідну напругу за допомогою зовнішнього операційного підсилювача і вбудованого в ЦАП резистора  $R_{33}$ , один з виводів якого виведений на зовнішнє виведення мікросхеми (рис. 2.103).

Зовнішній резистор  $R_{33}$  дозволяє коригувати коефіцієнт перетворення ЦАП. Надалі вважатимемо, що вихідний сигнал ЦАП – напруга  $U_0$ .

Суть перетворення вхідного цифрового коду у вихідний аналоговий сигнал досить проста. Вона полягає в підсумовуванні декількох струмів (по числу розрядів вхідного коду), кожен подальший з яких удвічі більше попереднього. Для отримання цих струмів використовуються або транзисторні джерела струму, або резистивні матриці, комутовані транзисторними ключами.

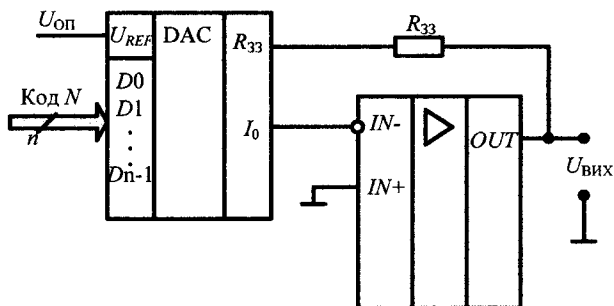


Рисунок 2.103 – Перетворення вихідного струму ЦАП у вихідну напругу



Як приклад на рис. 2.104 показаний 4-розрядний ( $n = 4$ ) цифро-аналоговий перетворювач на основі резистивної матриці  $R$ - $2R$  і ключів (у реальності використовуються ключі на основі транзисторів).

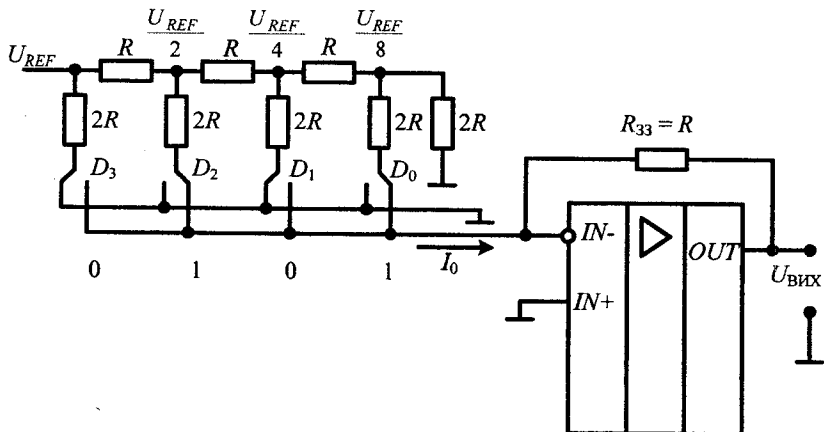


Рисунок 2.104 – 4-розрядний цифро-аналоговий перетворювач

Правому положенню ключа відповідає одиниця в даному розряді вхідного коду  $N$  (розряди  $D_0 \dots D_3$ ).

Операційний підсилювач може бути як вбудованим (у випадку ЦАП з виходом за напругою), так і зовнішнім (у випадку ЦАП з виходом за струмом).

Першим (лівим на рисунку) ключем комутується струм величиною  $U_{REF}/2R$ , другим ключем – струм  $U_{REF}/4R$ , третім – струм  $U_{REF}/8R$ , четвертим – струм  $U_{REF}/16R$ . Тобто струми, комутовані сусідніми ключами, розрізняються удвічі, як і ваги розрядів двійкового коду. Струми, комутовані всіма ключами, підсумовуються і перетворюються у вихідну напругу за допомогою операційного підсилювача з опором  $R_{33} = R$  в ланцюзі негативного зворотного зв'язку.

При правому положенні кожного ключа (одиниця у відповідному розряді вхідного коду ЦАП) струм, комутований цим ключем, надходить на підсумовування. При лівому положенні ключа (нуль у відповідному розряді вхідного коду ЦАП) струм, комутований цим ключем, на підсумовування не надходить.

Сумарний струм  $I_0$  від всіх ключів створює на виході операційного підсилювача напругу  $U_0 = I_0 R_{33} = I_0 R$ . Отже, внесок першого ключа (старшого розряду коду) у вихідну напругу складає  $U_{REF}/2$ , другого –  $U_{REF}/4$ , третього –  $U_{REF}/8$ , четвертого –  $U_{REF}/16$ .

Таким чином, при вхідному коді  $N = 0000$  вихідна напруга схеми буде нульовою, а при вхідному коді  $N = 1111$  вона буде дорівнювати  $15U_{REF}/16$ .

У загальному випадку вихідна напруга ЦАП при  $R_{33} = R$  буде пов'язана з вхідним кодом  $N$  і опорною напругою  $U_{REF}$  простою формулою:

$$U_{ВИХ} = -N \cdot U_{REF} 2^{-n}, \quad (2.121)$$

де  $n$  – кількість розрядів вхідного коду. Знак мінус виходить через інверсію сигналу операційним підсилювачем. Цей зв'язок можна проілюструвати також табл. 2.3

Таблиця 2.3 – Перетворення ЦАП в однополярному режимі

Вхідний код $N$	Вихідна напруга $U_{ВИХ}$
000.000	0
000.001	$-2^{-n} U_{REF}$
100.000	$-2^{-1} U_{REF}$
111.111	$-(1 - 2^{-n}) U_{REF}$

Деякі мікросхеми ЦАП передбачають можливість роботи в біполярному режимі, при якому вихідна напруга змінюється не від нуля до  $U_{REF}$ , а від  $-U_{REF}$  до  $+U_{REF}$ . Такі ЦАП носять назву помножуючих. При цьому вихідний сигнал ЦАП  $U_{ВИХ}$  помножується на 2 і зрушується на величину  $U_{REF}$ . Зв'язок між вхідним кодом  $N$  і вихідною напругою  $U_{ВИХ}$  буде наступним:

$$U_{ВИХ} = U_{REF}(1 - N \cdot 2^{1-n}). \quad (2.122)$$

Це можна проілюструвати табл. 2.4. Таке біполярне перетворення при нагоді зміни знака опорної напруги називається також чотириквadrантним множенням (тобто і опорна, і вихідна напруги можуть бути в даному випадку як позитивними, так і негативними).

Мікросхеми ЦАП, що є на ринку, розрізняються кількістю розрядів (від 8 до 24), величиною затримки перетворення (від одиниць наносекунд

до одиниць мікросекунд), допустимою величиною опорної напруги (зазвичай – одиниці вольт), величинами похибок перетворення та іншими параметрами. Розрізняються вони також технологією виготовлення і особливостями внутрішньої структури, що нерідко накладає обмеження на їх використання. Тому вибирати мікросхему ЦАП для конкретного застосування необхідно з використанням докладної довідкової інформації, що надається фірмами-виготівниками.

Таблиця 2.4 – Перетворення ЦАП в біполярному режимі

Вхідний код $N$	Вихідна напруга $U_{\text{вих}}$
000.000	$U_{REF}$
.....	.....
011.111	$2 - n U_{REF}$
100.000	0
.....	.....
111.111	$-(1 - 2^{1-n}) U_{REF}$

Іноді буває необхідно зменшити кількість розрядів ЦАП. Для цього потрібно подати сигнали логічного нуля на потрібне число молодших розрядів ЦАП (але ніяк не старших розрядів).

Збільшення кількості розрядів ЦАП є набагато складнішим завданням, що вимагає побудови складних аналогових схем, тому воно зустрічається досить рідко. Значно простіше підібрати мікросхему з потрібною або з більшою, ніж потрібно, кількістю розрядів.

### 2.25.2. Застосування ЦАП

Основне застосування мікросхем ЦАП полягає в отриманні аналогового сигналу з послідовності цифрових кодів. Як правило, коди подаються на входи ЦАП через паралельний регістр, що дозволяє забезпечити одночасність зміни всіх розрядів вхідного коду ЦАП.

При неодноточасній зміні розрядів вхідного коду на виході ЦАП з'являються великі короткі імпульси напруги, рівні якої не відповідають жодному з кодів. Проте, навіть при одночасній зміні всіх розрядів вхідного коду ЦАП, рівень напруги, що відповідає поданому коду, встановлюється не відразу, а за час встановлення ЦАП  $t_{\text{вст}}$ , що пов'язане з неідеальністю внутрішніх

елементів ЦАП. Вихідний струм ЦАП, як правило, встановлюється значно швидше за вихідну напругу, оскільки він не залежить від інерційності операційного підсилювача. Зрозуміло, що умова правильної роботи ЦАП полягає в тому, щоб тривалість збереження вхідного коду була більша, ніж час встановлення ЦАП  $t_{вст}$ , інакше вихідний сигнал не встигне набути значення, відповідного вхідному коду.

Якщо подавати коди на вхід ЦАП рідко, то схема може використовуватися, наприклад, в керованому джерелі живлення, вихідна напруга якого задається вхідним кодом. Правда, при цьому необхідно ще забезпечити великий вихідний струм джерела живлення, застосувавши зовнішній підсилювач струму. Якщо ж подавати коди на вхід ЦАП з високою частотою, то можна отримати генератор (він же синтезатор) аналогових сигналів довільної форми. В цьому випадку коди, що надходять на ЦАП, називають кодами вибірок (тобто миттєвих значень) аналогового сигналу, що генерується. У простому випадку як джерело вхідних кодів ЦАП можна використовувати звичайний двійковий лічильник (рис. 2.105). Вихідна напруга ЦАП наростатиме при цьому на величину  $2^{-n}U_{REF}$  з кожним тактовим імпульсом, формуючи пілоподібні вихідні сигнали амплітудою  $U_{REF}$ . Тривалість кожної сходинки дорівнює періоду тактового генератора  $T$ , а період всього вихідного сигналу становить  $2^n T$ . Кількість сходинок в періоді вихідного сигналу дорівнює  $2^n$ .

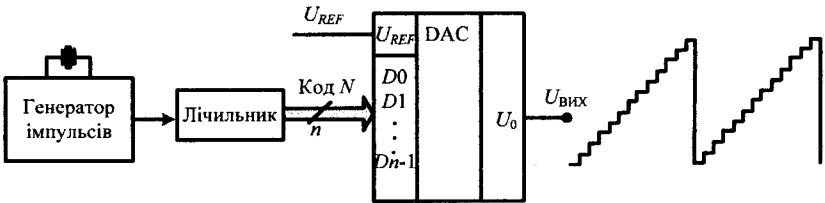


Рисунок 2.105 – Генератор пілоподібного аналогового сигналу

У разі, коли потрібно формувати аналогові сигнали довільної форми (синусоїдальні, колоколоподібні, шумові, трикутні, імпульсні і так далі), як джерело кодів, що надходять на ЦАП, необхідно використовувати пам'ять, що працює в режимі читання (рис. 2.106).

Якщо пам'ять постійна, то набір форм сигналів, що генеруються, задається раз і назавжди. Якщо ж пам'ять оперативна, то будується одно-

спрямований інформаційний буфер з періодичним режимом роботи, що дозволить записувати в пам'ять коди для генерації самих різних сигналів. В обох випадках вхідний регістр ЦАП необхідний, інформація в нього записується стробом читання з пам'яті.

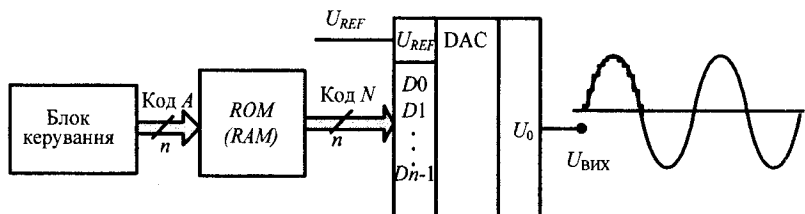


Рисунок 2.106 – Генерація сигналів довільної форми

Як і у попередньому випадку, вихідний сигнал ЦАП складатиметься зі сходинок, висота яких кратна  $2^{-n}U_{REF}$ . Амплітуда вихідного сигналу не перевищує  $U_{REF}$ . Якщо адреси пам'яті перебираються лічильником, то період вихідного аналогового сигналу дорівнює  $2^m T$ , де  $T$  – період тактового сигналу читання з пам'яті «- Чт.», а  $m$  – кількість адресних розрядів пам'яті.

Якщо треба обчислити коди вибірок для генерації якогось періодичного сигналу, то необхідно його період розділити на  $2^m$  частин і обчислити відповідні  $2^m$  значень цього сигналу  $U_i$ . Потім треба перерахувати значення сигналу в коди по формулі  $N_i = 2^n U_i / A$ , де  $A$  – амплітуда сигналу, і узяти найближче ціле значення коду. Нульове значення сигналу дасть при цьому нульовий код 000.000, максимальне значення сигналу (що дорівнює амплітуді  $A$ ) дасть максимальний код 111.111. У результаті подачі цих кодів на ЦАП з періодом  $T$  генеруватиметься аналоговий сигнал необхідної форми з амплітудою, що дорівнює  $U_{REF}$  з періодом  $T_{ВИХ} = 2^m T$ .

Перетворення цифрових кодів в аналоговий сигнал – це не єдине застосування мікросхем ЦАП. Вони можуть також використовуватися для керуваної обробки аналогових сигналів, наприклад, для посилення і ослаблення аналогових сигналів в задане число разів. Для цього краще за все підходять помножувальні ЦАП, які допускають зміну рівня опорної напруги в широких межах, у тому числі і зміну його знаку. Таких мікросхем ЦАП випускається зараз достатньо багато, з різною швидкістю і з різною кількістю розрядів вхідного коду.

Найпростіша схема – це цифровий атенюатор (ослаблювач) аналогового сигналу (рис. 2.107), який застосовують для регулювання амплітуди вихідного сигналу генератора на основі ЦАП.

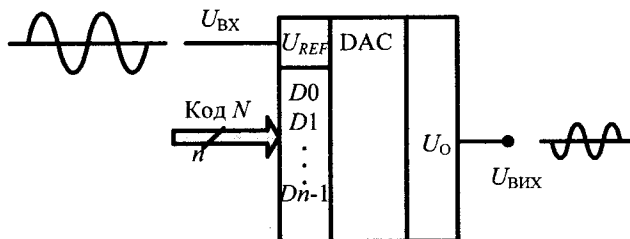


Рисунок 2.107 – Атенюатор аналогового сигналу на ЦАП

Схема практично нічим не відрізняється від схеми на рис. 2.103. Але дві важливі відмінності все ж таки є: замість постійної опорної напруги подається змінний аналоговий сигнал, а ЦАП повинен бути таким, що обов'язково помножує. Вихідний сигнал пов'язаний з вхідним простою формулою

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}} N \cdot 2^{-n}. \quad (2.123)$$

Таким чином, вихідний сигнал пропорційний вхідному (з інверсією), а коефіцієнт пропорційності визначається вхідним цифровим кодом  $N$ . Коефіцієнт пропорційності змінюється в даному випадку від нуля і майже до одиниці з кроком, що дорівнює  $2^{-n}$ .

Вхідний регістр ЦАП в даному випадку також необхідний, оскільки при неодноточасному перемиканні розрядів вхідного коду на вихідний сигнал ЦАП можуть накладатися короткі імпульси значної амплітуди. Вимоги до швидкодії ЦАП (до величини його часу встановлення) в даному включенні не дуже високі, оскільки амплітуду вихідного сигналу зазвичай потрібно змінювати нечасто. А частота вхідного аналогового сигналу може бути доволі великою, вона ніяк не пов'язана з часом встановлення ЦАП.

Існує також схема включення ЦАП, яку можна використовувати як керований підсилювач аналогового сигналу з коефіцієнтом посилення, що задається вхідним кодом  $N$  (рис. 2.108).

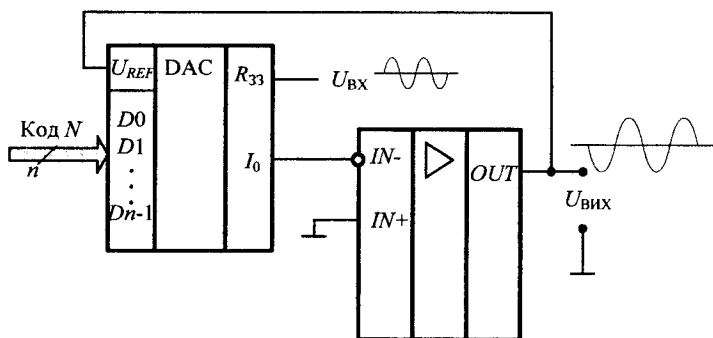


Рисунок 2.108 – Керований підсилювач вхідного сигналу

В цьому випадку вихідний струм ЦАП дорівнює величині  $U_{ВХ} / R_{33}$ , а оскільки в якості опорної напруги використовується вихідна напруга, то виходить, що вихідна напруга пов'язана з вхідною формулою

$$U_{ВИХ} = -U_{ВХ} N \cdot 2^{-n/N}. \quad (2.124)$$

Тобто коефіцієнт пропорційності між вихідною і вхідною напругами обернено пропорційний коду  $N$ . Код  $N$  може змінюватися в цьому випадку від 1 до  $(2^n - 1)$ , що відповідає коефіцієнту посилення від приблизно одиниці до  $2^n$ . Наприклад, при 10-розрядному ЦАП коефіцієнт посилення схеми може досягати 1024.

Як і у попередньому випадку, швидкість перемикання ЦАП не дуже важлива, оскільки коефіцієнт посилення зазвичай не потрібно перемикати дуже часто. На схемі для простоти не показаний вхідний регістр ЦАП, який знову ж таки необхідний, щоб забезпечити одночасність перемикання всіх розрядів вхідного коду.

Використовуючи послідовне включення схем рис. 2.107 і рис. 2.108, можна забезпечити зведення до стандартного рівня вхідної напруги, що змінюється в дуже широких межах (рис. 2.109). Таке завдання часто зустрічається в аналого-цифрових системах.

Коефіцієнт передачі всієї схеми дорівнюватиме відношенню вхідних кодів обох ЦАП  $N/M$  і може бути встановлений з високою точністю як в діапазоні від 0 до 1 (атенюатор), так і в діапазоні від 1 до  $2^n$  (підсилювач). На схемі знов таки не показані вхідні регістри обох ЦАП, але вони також потрібні.

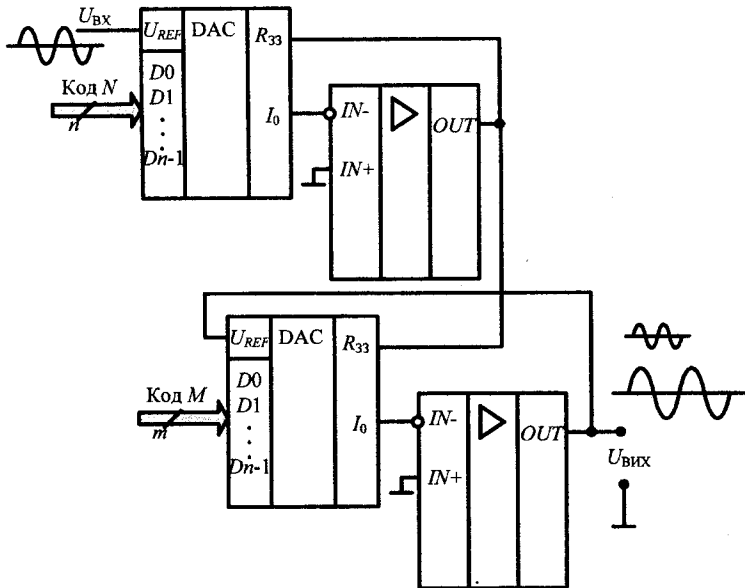


Рисунок 2.109 – Послідовне включення атенюатора і підсилювача

Нарешті, остання схема із застосуванням ЦАП, яку доцільно розглянути, – це схема зсуву аналогового сигналу на величину, що задається вхідним цифровим кодом. Зсув є, по суті, складанням аналогового сигналу з постійною напругою. Таке завдання досить часто зустрічається в аналого-цифрових системах.

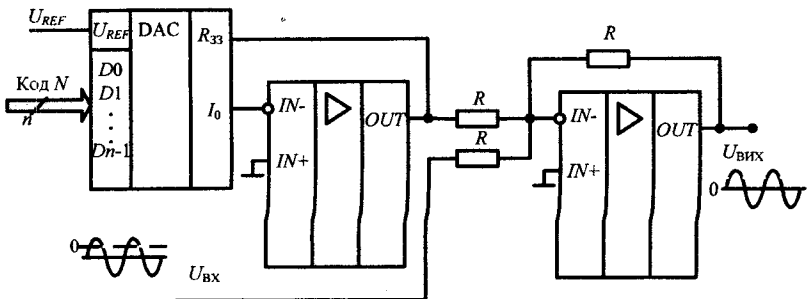


Рисунок 2.110 – Схема керованого зсуву аналогового сигналу



Схема зсуву рис. 2.110 включає перетворювач цифрового коду у вхідну напругу і аналоговий суматор на операційному підсилювачі. Значення напруги зсуву вхідного сигналу дорівнюватиме  $U_{REF} \cdot 2^{-n} N$ .

Оскільки застосовуються два інвертувальних операційних підсилювача, інверсії вхідного сигналу на виході в даному випадку не буде. Якщо потрібен як позитивний, так і негативний зсув, то необхідно застосовувати ЦАП з біполярним вихідним сигналом.

Цифро-аналогові перетворювачі згідно з назвою поєднують в собі схемні рішення як аналогової так і цифрової мікроелектроніки. На їх основі будуються аналого-цифрові перетворювачі, які є складовою частиною цифрових вимірювальних приладів.

Для детального вивчення цифрових пристроїв необхідні певні знання елементної бази цифрової мікроелектроніки. Вивченню особливостей цифрових мікроелектронних пристроїв присвячений третій розділ посібника.

### *Контрольні запитання та завдання*

1. Чому операційний підсилювач називають диференціальним?
2. Чим обмежена максимальна вихідна напруга операційного підсилювача?
3. Навіщо для живлення операційного підсилювача застосовують два джерела живлення?
4. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком, якщо коефіцієнт передачі ланки від'ємного зворотного зв'язку  $\beta=1$ ?
5. Що таке синфазна вхідна напруга, як її визначити? Як синфазна напруга передається на вихід операційного підсилювача?
6. Назвіть основні статичні параметри ОП.
7. Які характеристики описують динамічні властивості ОП?
8. Дайте визначення напруги зсуву операційного підсилювача.
9. Що таке частота сполучення амплітудно-частотної характеристики операційного підсилювача?
10. Знайдіть смугу пропускання підсилювача, що має коефіцієнт підсилення  $K_{\Pi} = 100$ , якщо частота одиничного підсилення операційного підсилювача  $f_1 = 10^7$  Гц.
11. Чому дорівнює додаток коефіцієнта підсилення операційного підсилювача на смугу пропускання?

12. Який показник операційного підсилювача характеризує його здатність послаблювати синфазний сигнал?
13. Яку умову треба виконати, щоб похибка від вхідного струму була відсутня?
14. Який параметр операційного підсилювача характеризує здатність його послаблювати вплив напруги живлення на формування похибки вихідного сигналу?
15. Дайте визначення швидкості зростання вихідної напруги операційного підсилювача.
16. Які параметри операційного підсилювача характеризують його шумові властивості?
17. З чого складається бюджет похибок вимірювальних підсилювачів?
18. Визначте смугу пропускання підсилювача з коефіцієнтом підсилення  $K_{\Pi} = 100$  для якої частотна похибка не перевищує 0,1%, якщо операційний підсилювач має частоту одиничного підсилення  $f_1 = 10^6$  Гц.
19. Як усунути вплив перешкод на роботу компаратора?
20. Які параметри компаратора характеризують його якість?
21. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача?
22. Чому дорівнює синфазна складова інвертувального підсилювача?
23. Від чого залежить вхідний опір інвертувального підсилювача?
24. З якою метою в інвертувальному підсилювачі неінвертувальний вхід підключають до загального проводу не безпосередньо, а через додатковий опір?
25. За якої умови модуль коефіцієнту підсилення інвертувального підсилювача дорівнює одиниці?
26. З яких міркувань обирають номінальне значення опору підключеного до неінвертуючого входу інвертуючого підсилювача?
27. Який з підсилювачів – інвертувальний, чи неінвертувальний має більш високий вхідний опір.
28. Які схемні рішення дозволяють підвищити вхідний опір інвертувального підсилювача?
29. За якої умови коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача дорівнює одиниці?
30. Як залежить струм через опір від'ємного зворотного зв'язку неінвертувального підсилювача від значення цього опору?
31. Які недоліки притаманні диференціальному підсилювачу на одному ОП?

32. За якої умови синфазний сигнал на виході диференціального підсилювача, побудованого на одному операційному підсилювачі, залежить лише від властивостей операційного підсилювача?

33. Скільки операційних підсилювачів має у своєму складі інструментальний підсилювач?

34. Внаслідок чого інструментальний підсилювач має кращий показник послаблення синфазної складової вхідної напруги?

35. Яким чином регулюється коефіцієнт підсилення інструментального підсилювача?

36. Яке значення повинен мати опір зворотного зв'язку інвертуючого суматора, щоб отримати на виході середнє значення  $N$  вхідних напруг?

37. Як змінюється вихідна напруга інтегратора, якщо на вході діє постійна напруга?

38. Від чого залежать похибки інтегратора та як їх зменшити?

39. Перелічіть методи отримання добутку двох напруг.

40. Який нелінійний елемент використовують у найпростіших схемах логарифмуючих підсилювачів?

41. Як в схему на операційному підсилювачі підключити перемножувач, щоб реалізувати схему дільника двох напруг та вилучення квадратного кореня?

42. Поясніть, чому на низьких частотах у фільтрах не застосовують індуктивності.

43. Наведіть класифікацію фільтрів та охарактеризуйте їх АЧХ.

44. Які вимоги висуваються до характеристик фільтрів.

45. Як змінити шпаруватість та частоту коливань релаксаційного генератора на операційному підсилювачі?

46. Які вимоги щодо амплітуди імпульсу запуску одновібратора потрібно виконати для його запуску?

47. Сформулюйте умови виникнення та підтримки усталених коливань.

48. Як стабілізувати амплітуду коливань генератора без виникнення нелінійних спотворень синусоїди?

49. Поясніть принцип побудови перетворювачів напруга-струм.

50. Наведіть приклади застосування цифро-аналогових перетворювачів.

51. Поясніть принципи побудови ЦАП.

## ОСНОВИ ЦИФРОВОЇ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

### 3.1. Арифметичні основи цифрової техніки

Перехід від аналогової до цифрової мікроелектроніки фактично здійснив революцію у цій області. Це, звичайно, не означає, що аналогова мікроелектроніка зійшла з «арени», це означає, що мікроелектроніка отримала новий суттєвий поштовх, який збагатив підходи в її схемній реалізації і вивів на новий рівень її технічні можливості. Підвищення заводо захищеності, можливість передачі достовірної інформації на відстань, цифрова індикація, можливість використання цифрових регуляторів – це далеко не повний перелік нових можливостей у схмотехніці, які відбулись при введених в дію цифрової електроніки.

Необхідно відмітити, що поряд з появою нової апаратурної бази, у цифровій мікроелектроніці змінилась форма передачі корисного сигналу від одного до іншого пристрою чи блока, від однієї до іншої мікросхеми.

Передача сигналів в цифрових схемних реалізаціях відбувається з використанням двійкової системи. Ця система є найбільш уживаною формою подачі інформації в цифрових електронних пристроях і являє собою форму з двома стійкими станами, один з яких «логічний нуль», інший – «логічна одиниця». Такий підхід визрів через велику різноманітність фізичних об'єктів та природних процесів з двійковою формою. Наприклад, горіння лампи відповідає «1», негоріння – «0», наявність магнітного поля відповідає «1», відсутність – «0»; наявність електричної напруги – «1», відсутність – «0» тощо.

Щодо класифікації способів подачі фізичних сигналів, які використовуються у цифровій мікроелектроніці, їх можна поділити таким чином:

1. За формою подачі (рис. 3.1):
  - на потенційні;
  - імпульсні.
2. За просторово-часовим кодуванням:
  - на послідовні;
  - паралельні.

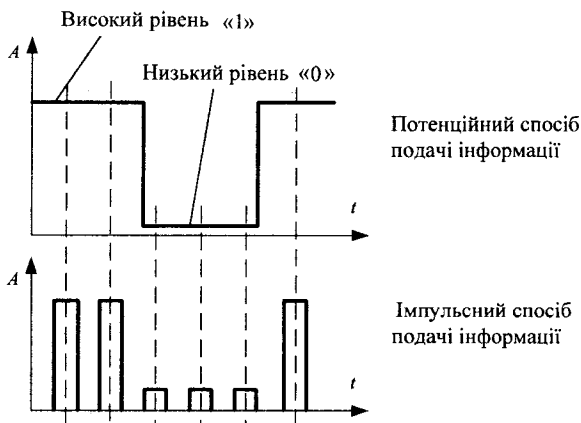


Рисунок 3.1 – Форма подачі цифрового сигналу

Потенційний спосіб подачі числової інформації, як правило, використовується в системі з «жорсткою» логікою. Це схеми побудовані на таких мікроелектронних елементах, як регістри, тригери, дешифратори і т. д.

Імпульсна форма подачі числової інформації, як правило, використовується у «гнучкій» мікропроцесорній логіці, там, де існує обов'язкова синхронізація визначених схмотехнічних пристроїв.

Аналізуючи просторово-часовий спосіб кодування сигналів, зазначимо, що при послідовній формі передачі сигналу (рис. 3.2) використовується тільки одна лінія зв'язку, при цьому відбувається розділення інформації в часі. При паралельному способі передачі інформації розділення в часі відсутнє, але при цьому використовується  $n$  ліній зв'язку.

Кожний зі способів передачі інформації має свої переваги і недоліки, а також залежить від типу інтерфейсу, що використовується. Паралельний спосіб має більшу швидкодію, але потребує більших апаратних ресурсів, що особливо важливо для мікропроцесорних систем з обмеженою кількістю ліній передачі інформації.

На рис. 3.1 та 3.2 показано сигнали, що мають дещо теоретичний вигляд. В реальності сигнали в цифрових електротехнічних пристроях спотворені внаслідок дії різних факторів та відповідають загальнопромислового сигналу, який визначається таким виразом:

$$A(t) = A_K(t) + A_{\Pi}(t) + A_{\text{Ш}}(t) + A_T(t),$$

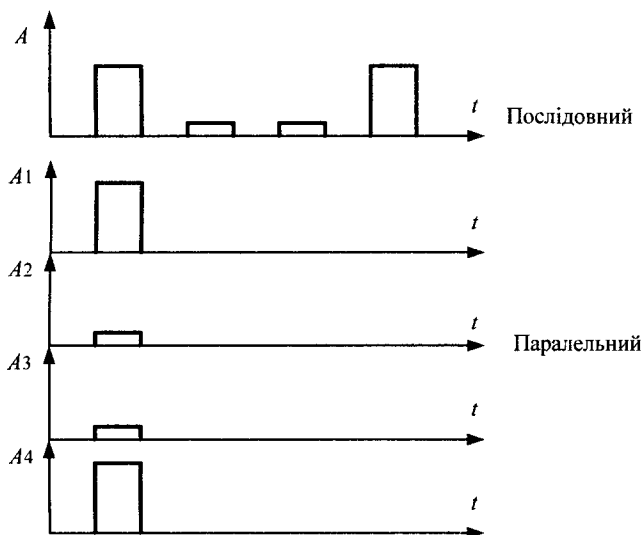


Рисунок 3.2 – Кодування цифрового сигналу

де  $A(t)$  – сигнал у визначений момент часу;  $A_K(t)$  – корисний сигнал;  $A_{II}(t)$  – постійна складова сигналу;  $A_{III}(t)$  – шумова складова сигналу;  $A_I(t)$  – гармонійна складова сигналу.

Тому в реальності цифровий сигнал має певні осциляції, лінійні та періодичні тренди, у ньому відсутні плоскі вершини, миттєві фронти і зрізи.

Дійсний цифровий сигнал має вигляд, близький до того, що показаний на рис. 3.3.

Позначення на рис. 3.3 мають такий зміст:  $A''0''$  – рівень логічного нуля;  $A''1''$  – рівень логічної одиниці;  $t_1$  – час проходження імпульсу;  $t_{II}$  – час проходження паузи;  $T$  – період проходження імпульсу.

Розглянуті принципи передачі сигналів у цифровій електроніці надали можливість здійснювати арифметичні дії на апаратурному рівні. Для вивчення можливості проведення арифметичних дій засобами цифрової мікроелектроніки необхідно розглянути такі поняття, як системи числення та форми подачі числової інформації.

Системою числення називається певна сукупність символів, як правило, цифр, та правил їх запису для відображення числової інформації. Системи числення поділяються на позиційні і непозиційні.

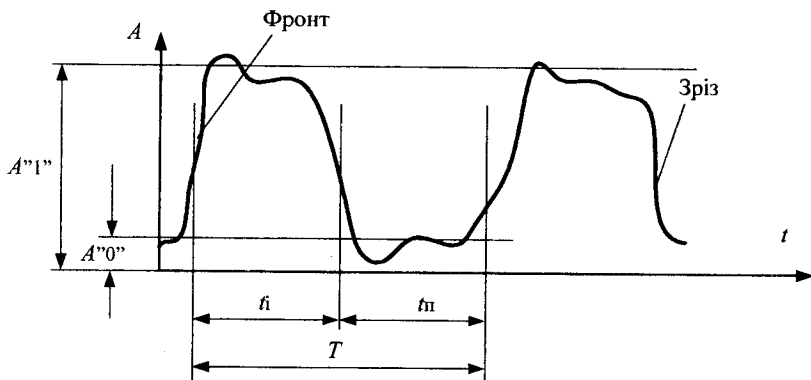


Рисунок 3.3 – Сигнал в цифрових пристроях

Позиційними називаються такі системи числення, у яких положення цифри у числі характеризується своєю вагою. Наприклад, у числа 202 є дві цифри «2», проте одна з них важить одиниці, а друга – сотні.

Непозиційними називаються такі системи числення, у яких положення цифри у числі не має принципового значення. Наприклад, XX (число 20 в римській системі числення).

У цифровій техніці використовуються тільки позиційні системи числення.

Для цілих чисел позиційне число визначається формулою

$$A = \sum_{i=-m}^{n-1} a_i p^i,$$

де  $A$  – число;  $a_i$  – розрядний коефіцієнт;  $p$  – основа системи числення;  $i$  – порядковий номер розряду;  $m, n$  – кількість дробових і цілих розрядів відповідно.

Наведемо приклад:  $303_{(10)} = 3 \cdot 10^2 + 0 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0$ .

У цифровій техніці найбільш часто застосовуються такі системи числення:

- десяткова;
- двійкова;
- вісімкова;





Зворотнє переведення

$$0,0011_{(2)} = 0 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3} + 1 \cdot 2^{-4}.$$

Для переведення чисел з двійкової у вісімкову та шістнадцяткову системи числення і навпаки використовується відповідна таблиця (табл. 3.1).

Для переведення будь-якого числа, записаного в двійковій системі, у вісімкову систему числення необхідно розбити вихідне двійкове число на тріади (по три), починаючи від умовної коми. Тоді кожна тріада записується у вигляді однієї вісімкової цифри.

При переведенні двійкового числа в шістнадцяткову систему числення необхідно двійкове число розбити на тетради (по чотири) відносно умовної коми. Кожній тетradі двійкового числа відповідає певна цифра шістнадцяткового числа. Наприклад:

$$\begin{array}{c} 0 \quad 5 \quad B \\ \underbrace{001011011} \\ 1 \quad 3 \quad 3 \end{array}$$

А це означає, що  $001011011_{(2)} = 5B_{(16)} = 133_{(8)}$ .

Таблиця 3.1 – Відповідність цифр позиційних систем числення

Десяткова	Двійкова	Вісімкова	Шістнадцяткова
0	0000	0	0
1	0001	1	1
2	0010	2	2
3	0011	3	3
4	0100	4	4
5	0101	5	5
6	0110	6	6
7	0111	7	7
8	1000	10	8
9	1001	11	9
10	1010	12	A
11	1011	13	B
12	1100	14	C
13	1101	15	D
14	1110	16	E
15	1111	17	F

Розглянемо арифметичні операції, які найбільш часто виникають при функціонуванні цифрових електротехнічних пристроїв. Оскільки, як було зазначено вище, цифрові пристрої працюють в двійковій системі числення, то і всі операції здійснюються саме в цій системі числення.

До основних арифметичних операцій у цифрових електротехнічних пристроях відносяться:

- арифметичне додавання;
- арифметичне віднімання;
- арифметичне множення.

Для виконання арифметичного додавання використовується таблиця істинності (табл. 3.2). Згідно з цією таблицею арифметичне додавання має вигляд

$$\begin{array}{r} 0110 \\ + 0101 \\ \hline 1011 \end{array}$$

Таблиця 3.2 – Таблиця істинності при арифметичному додаванні

$X_1$	$X_2$	$Y$	Перенесення в старший розряд
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Виконання арифметичного віднімання здійснюється відповідно до таблиці істинності (табл. 3.3). Тоді

$$\begin{array}{r} -1001 \\ 0110 \\ \hline 0011 \end{array}$$

Таблиця 3.3 – Таблиця істинності при арифметичному відніманні

$X_1$	$X_2$	$Y$	Позика зі старшого розряду
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Арифметичне множення має вигляд

$$\begin{array}{r}
 \phantom{+} \phantom{0} 0110 \\
 \phantom{+} \phantom{0} \underline{* 1101} \\
 \phantom{+} \phantom{0} 0110 \\
 + \phantom{0} 0000 \\
 \phantom{+} 0110 \\
 \phantom{+} \underline{0110} \\
 \hline
 1001110
 \end{array}$$

Ще одним з важливих питань, яке стосується арифметичних основ цифрової мікроелектроніки, є питання подачі числової інформації. Всі числа в цифрових електронних системах подаються в певних форматах. Формат – це визначена структура запису числової інформації в пам'яті. Зображення чисел виконується:

- у форматі з фіксованою комою;
- форматі з плаваючою комою.

Розглянемо названі формати більш детально. На рис. 3.4 наведено числову інформацію (слово) з фіксованою комою справа. На цьому рисунку  $n$  – розмірність слова.

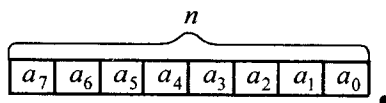


Рисунок 3.4 – Слово з фіксованою комою справа

З формату на рис. 3.4 випливає, що додаткового розряду під знакове місце у слові не виділяється, а сама кома фіксується умовно.

На рис. 3.5 наведено інформацію у знаковому форматі з фіксованою комою справа. У знакового формату старший біт віддзеркалює знак числа. Якщо в старшому біті знаходиться нуль, то число вважається додатним, а якщо там знаходиться одиниця, то число від'ємне.

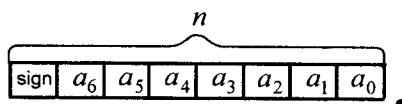


Рисунок 3.5 – Знакове слово з фіксованою комою справа

На рис. 3.6 наведено числову інформацію з фіксованою комою зліва. Знову під знакомісце двійковий розряд не виділяється, всі числа є дробовими і меншими від одиниці за модулем.

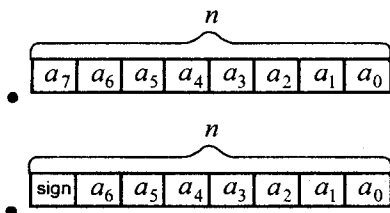


Рисунок 3.6 – Слово з фіксованою комою зліва

Кома може фіксуватись не тільки справа або зліва, але і в будь-якому місці слова (рис. 3.7). Тоді числа в таких форматах будуть мати не тільки цілу, але і дробову частини.

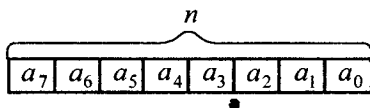


Рисунок 3.7 – Слово з фіксованою комою у визначеному місці

Переваги зображень чисел у форматі з фіксованою комою такі:

- простота інтерпретації записаного числа;
- зручність виконання різних арифметичних і логічних операцій;
- висока швидкодія.

Недоліками є:

- ◆ велика похибка квантування;
- ◆ вузький діапазон зображених чисел.

Розглянемо основні статичні формати чисел з плаваючою комою. Будь-яке число з плаваючою комою може бути зображене в наступному вигляді:

$$A = MO^P,$$

де  $M$  – мантиса;  $O$  – основа;  $P$  – порядок.

Приклад десяткового числа у форматі з плаваючою комою виглядає так:

$$2,3 \cdot 10^{-2},$$

2,3 – мантиса;

10 – основа;

-2 – порядок.

A у форматі з фіксованою комою – так:

0,023.

У форматах з плаваючою комою, як правило, використовується нормалізована мантиса, для якої справедлива нерівність

$$1 > M \geq 0,5.$$

Алгоритм нормалізації мантиса наведено на рис. 3.8.

Для зображення числа у форматі з плаваючою комою використовуються два байти пам'яті. У першому байті розташовується мантиса, в другому – порядок, а основа для двійкової системи числення незмінна і дорівнює 2.

Переваги і недоліки зображення чисел у форматі з плаваючою комою протилежні перевагам і недолікам чисел з фіксованою комою.

У техніці у форматах з плаваючою комою найбільш поширеними є:

- класичний формат,
- формат зі зміщеним порядком.

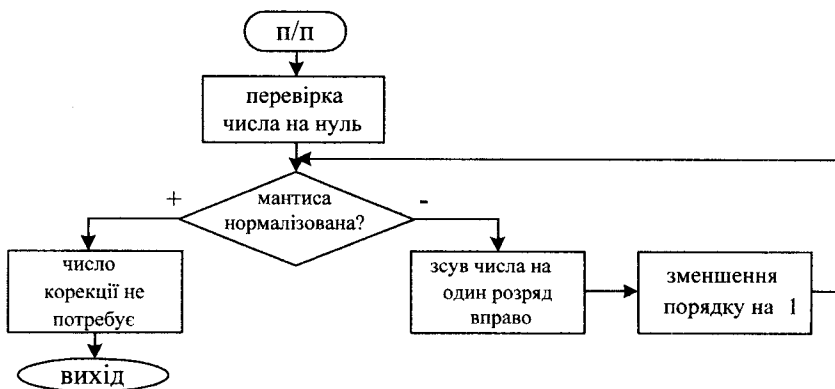


Рисунок 3.8 – Алгоритм нормалізації мантиса

Класичний формат числа, наведений на рис. 3.9, складається з двох слів, кожне з яких займає один байт інформації. Перше слово складається з поля знака мантиса і поля мантиса, до складу другого слова входить поле знака порядку і поле порядку.

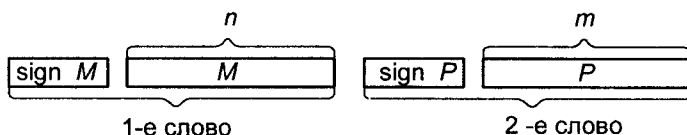


Рисунок 3.9 – Класичний формат

Наведемо приклад числа з плаваючою комою у класичному форматі (рис. 3.10).

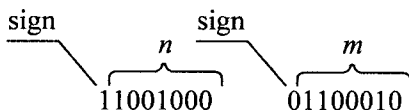


Рисунок 3.10 – Приклад числа в класичному форматі

Переваги зображення числа в класичному форматі такі:

- наочність зображення;
- повнота зображення;
- відсутність спеціальних домовленостей між оператором і програмою.

Недоліки:

- ◆ великий обсяг пам'яті;
- ◆ надлишковість.

Названі недоліки частково усуваються використанням формату зі зміщеним порядком (рис. 3.11).



Рисунок 3.11 – Формат зі зміщеним порядком

На цьому рисунку введені такі позначення:

ЗП – зміщений порядок, який визначається як  $ЗП = П + 3М$ ;

П – порядок;

3М – зміщення.

Для наведеного прикладу зміщення дорівнює 64. Це дозволяє проводити роботу тільки з додатними числами (рис. 3.12). За рахунок зміщеного порядку поле знака порядку виявляється непотрібним. Проте, для виявлення дійсного числа необхідно весь час враховувати зміщення.

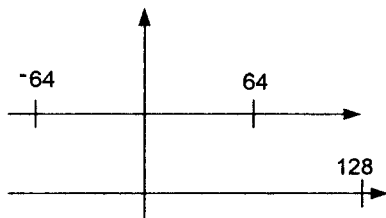


Рисунок 3.12 – Графічна інтерпретація зміщення

### 3.2. Реалізація логічних дій в цифровій електроніці

Теоретичною основою цифрових електронних пристроїв є булева алгебра-логіка. Вона являє собою ряд логічних дій, які підпорядковуються певним законам та аксіомам, при цьому всі змінні можуть набувати лише двох значень: «1» – істинно, «0» – хибно. До основних аксіом відносяться:

$$A + 1 = 1; \quad A \cdot 1 = A;$$

$$A + 0 = A; \quad A \cdot 0 = 0;$$

$$A + \bar{A} = 1; \quad A \cdot \bar{A} = 0;$$

$$A + A = A; \quad A \cdot A = A.$$

У наведених виразах змінна  $A$  набуває значення або «0», або «1».

Основними законами бульової алгебри-логіки є:

1. Переміщення

$$A + B = B + A;$$

$$A \cdot B = B \cdot A.$$

2. Сполучний

$$A + B + C = A + (B + C);$$

$$A \cdot B \cdot C = A \cdot (B \cdot C).$$

3. Розподільний

$$A(B + C) = AB + AC;$$

$$A + (BC) = (A + B) \cdot (A + C).$$

#### 4. Заперечення (Де Моргана)

$$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B};$$

$$\overline{AB} = \bar{A} + \bar{B}.$$

#### 5. Поглинання

$$A + A \cdot B = A;$$

$$A(A + B) = A.$$

#### 6. Склеювання

$$AB + A\bar{B} = A;$$

$$(A + B)(A + \bar{B}) = A.$$

Усі аксіоми і закони бульової алгебри-логіки мають парність. Замінюючи операції логічного множення на логічне додавання, а символи «0» на «1», з одного виразу аксіоми чи закону можна отримати парну відповідність.

Наведемо приклад логічної функції при використанні законів бульової алгебри-логіки:

$$Y = X_1 \cdot \overline{X_2 \cdot \bar{X}_3} + X_2 \cdot \bar{X}_3 + X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot \overline{X_3 \cdot X_4}.$$

При використанні правила Де Моргана маємо таке:

$$\begin{aligned} Y &= X_1 \cdot \overline{X_2 \cdot \bar{X}_3} + X_2 \cdot \bar{X}_3 + X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot \overline{X_3 \cdot X_4} = \\ &= \overline{\overline{X_1 \cdot \overline{X_2 \cdot \bar{X}_3} + X_2 \cdot \bar{X}_3 + X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot \overline{X_3 \cdot X_4}}} = \\ &= \overline{\overline{X_1 \cdot \overline{X_2 \cdot \bar{X}_3}} \cdot \overline{X_2 \cdot \bar{X}_3} \cdot \overline{X_1 \cdot X_2} \cdot \overline{X_1 \cdot \overline{X_3 \cdot X_4}}}. \end{aligned}$$

Необхідно зазначити, що, на відміну від арифметичних операцій, логічні мають набагато більшу кількість. Наприклад, дві змінні можуть утворити 16 логічних функцій, кожна з яких має свою назву і умовне позначення (табл. 3.4).

Усі логічні вирази, які наведені в табл. 3.4, здійснюють саме логічні операції додавання, множення тощо.

Розглянемо форми подання логічних функцій. Логічні функції можуть бути подані в таких формах:

- описовій;
- табличній;
- алгебраїчній;
- графічній.



Таблиця 3.4 – Повний набір логічних функцій двох змінних

№ п/п	$X_1 \cdot X_2$				Логічний вираз	Назва функції
	00	01	10	11		
0	0	0	0	0	$F_0 = 0$	Постійний «0»
1	0	0	0	1	$F_1 = X_1 \cdot X_2$	Кон'юнкція
2	0	0	1	0	$F_2 = X_1 \cdot \bar{X}_2$	Заперечення по $X_2$
3	0	0	1	1	$F_3 = X_1$	Тотожність $X_1$
4	0	1	0	0	$F_4 = \bar{X}_1 \cdot X_2$	Заперечення по $X_1$
5	0	1	0	1	$F_5 = X_2$	Тотожність $X_2$
6	0	1	1	0	$F_6 = \bar{X}_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot \bar{X}_2$	Виключне «або»
7	0	1	1	1	$F_7 = X_1 + X_2$	Диз'юнкція
8	1	0	0	0	$F_8 = \overline{X_1 + X_2}$	Стрілка Пірса
9	1	0	0	1	$F_9 = X_1 X_2 + \bar{X}_1 \bar{X}_2$	Рівнозначність
10	1	0	1	0	$F_{10} = \bar{X}_2$	Інверсія $X_2$
11	1	0	1	1	$F_{11} = X_1 + \bar{X}_2$	Імплікація від $X_2$ до $X_1$
12	1	1	0	0	$F_{12} = \bar{X}_1$	Інверсія $X_1$
13	1	1	0	1	$F_{13} = \bar{X}_1 + X_2$	Імплікація від $X_1$ до $X_2$
14	1	1	1	0	$F_{14} = \overline{X_1 \cdot X_2}$	Функція Шефера
15	1	1	1	1	$F_{15} = 1$	Постійна «1»

Прикладом описової форми може бути таке подання:  $F = 1$ , коли  $X_1$  не дорівнює  $X_2$ , тобто якщо  $X_1 = 0$  та  $X_2 = 1$  або  $X_1 = 1$  та  $X_2 = 0$ . У протилежному разі  $F = 0$ .

Таблична форма подання логічної функції, яка викладена в описовій формі вище, має вигляд, як в табл. 3.5.

Табл. 3.5 являє собою таблицю істинності, за якою чітко простежується стан функції  $F$  при різних наборах значень вектора  $(X_1, X_2)$ .

Таблиця 3.5 – Таблична форма представлення логічної функції

$X_1$	$X_2$	$F$
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

Для алгебраїчної форми подання логічної функції в загальному вигляді існує так звана досконала диз'юнктивна нормальна форма (ДДНФ):

$$F = \sum_{i=0}^{q-1} f_i m_i,$$

де  $q = 2^n$  – кількість можливих комбінацій;  $f_i$  – значення функції (0 або 1);  $m_i$  – мінтерм.

Мінтерм – це кон'юнкція змінних для певної комбінації. Для даних табл. 3.5 мінтерми мають такий вигляд:

$$m_0 = \bar{X}_1 \bar{X}_2;$$

$$m_1 = X_1 \bar{X}_2;$$

$$m_2 = \bar{X}_1 X_2;$$

$$m_3 = X_1 X_2.$$

Сама алгебраїчна форма логічної функції для випадку  $f_0 = f_3 = 0$  виглядає так:

$$F = f_1 m_1 + f_2 m_2 = \bar{X}_1 X_2 + X_1 \bar{X}_2.$$

У даному підрозділі фактично викладено приклад переходу від табличної форми зображення логічної функції до алгебраїчної. Зворотний перехід здійснюється шляхом підстановки у формулу комбінацій змінних і заповнення таблиці істинності.

Графічна форма зображення логічних функцій зручна при відносно невеликій кількості змінних  $n \leq 6$ . Найбільш поширеною графічною формою логічної функції є карти Карно, які складаються з  $q = 2^n$  клітин. Кож-

ній клітині карти відповідає один з  $q$  мінтермів. На рис. 3.13 наведено приклад карти Карно для логічної функції

$$F = \bar{X}_1\bar{X}_2\bar{X}_3\bar{X}_4 + \bar{X}_1\bar{X}_2\bar{X}_3X_4 + \bar{X}_1X_2\bar{X}_3\bar{X}_4.$$

		$X_2X_1$			
$X_4X_3$		00	01	11	10
00		1	0	0	1
01		0	0	0	0
11		0	0	0	0
10		1	0	0	0

Рисунок 3.13 – Карта Карно для чотирьох змінних

Необхідно відзначити, що картою Карно зручно зображати функції, які задані таблицею істинності. Якщо при  $i$ -му наборі змінних в таблиці істинності  $F = f_i = 1$ , то у відповідній клітинці карти Карно (з відповідними координатами) ставиться «1». Нулі в клітинках карти Карно визначають інверсію функції.

Якщо логічні функції мають визначене значення  $f_i = 1$  або  $f_i = 0$  при всіх можливих наборах логічних змінних, то такі функції називаються повністю визначеними.

Логічні функції, значення яких визначено тільки для частини наборів змінних, називаються частково визначеними. Набори змінних, для яких функція визначена, називаються робочими, а для яких невизначена – байдужими або забороненими. Частково визначену функцію можна довизначити, приписавши байдужим наборам будь-які значення функції:  $f_i = 1$  або  $f_i = 0$ . Довизначення логічної функції здійснюється з метою спрощення алгебраїчного виразу і практичної реалізації.

Між всіма формами подання логічних функцій є однозначна залежність.

### 3.3. Логічні елементи. Схема, логіка функціонування, параметри

Серед логічних операцій, які використовуються у цифровій мікроелектроніці найбільш поширеними є:

- логічне додавання;
- логічне множення;
- логічне заперечення.

Усі ці та інші операції у цифровій мікросхемотехніці реалізують певні логічні елементи. Розглянемо їх більш детально.

*Операція логічного додавання.* Дана операція часто зветься диз'юнкцією, або операцією «або». Схема заміщення цієї логічної дії наведена на рис. 3.14.

Аргументами операції є ключі  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$ . Замкнутий стан ключа відповідає логічній одиниці, розімкнутий – логічному нулю. Функцією  $Y$  є лампа з логічною одиницею (у разі її світіння) і логічним нулем (при відсутності її світіння). З рис. 3.4 видно, що для отримання «1» на виході необхідно щоб була присутня одиниця або на  $X_1$ , або на  $X_2$ , або на  $X_3$ . Тому дана операція і називається «або». Таблиця істинності для диз'юнкції наведена у табл. 3.6.

У схемній реалізації операцію логічного додавання виконує відповідний логічний елемент.

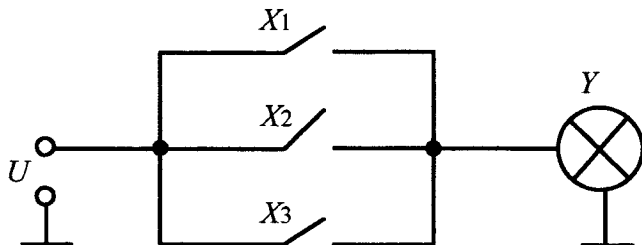


Рисунок 3.14 – Схема заміщення операції логічного додавання

Таблиця 3.6 – Таблиця істинності операції логічного додавання

$X_1$	$X_2$	$X_3$	$Y$
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Умове позначення такого елемента зображено на рис. 3.15.

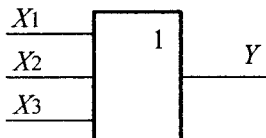


Рисунок 3.15 – Логічний елемент «або»

*Операція логічного множення.* Схема заміщення цієї логічної дії наведена на рис. 3.16. Цю операцію називають кон'юнкцією, або логічною операцією «і». Для досягнення на виході «1» необхідно, щоб «1» була і на  $X_1$ ; і на  $X_2$ ; і на  $X_3$ . Таблиця істинності даної логічної дії відображена у табл. 1.7.

На рис. 3.17 показано умове позначення елемента «і».

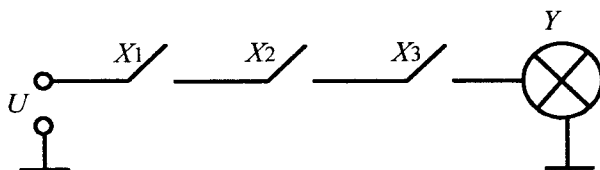


Рисунок 3.16 – Схема заміщення операції логічного множення

Таблиця 3.7 – Таблиця істинності операції логічного множення

$X_1$	$X_2$	$X_3$	$Y$
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

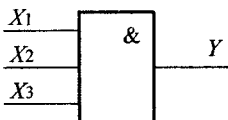


Рисунок 3.17 – Логічний елемент «і»

*Операція логічного заперечення.* Дану операцію називають інверсією або операцією «ні». Умовне позначення елемента, який реалізує цю операцію, зображене на рис. 3.18; таблиця істинності наведена в табл. 3.8.

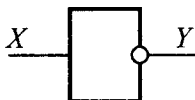


Рисунок 3.18 – Логічний елемент «ні»

У практиці логічні елементи в чистому вигляді використовуються досить рідко. Набагато частіше використовуються складені елементи, а серед таких – частіше від інших елементи «або-ні», «і-ні». У таких елементах послідовно виконуються дві логічні операції. Умовні позначення логічних елементів «або-ні», «і-ні» показано на рис. 3.19.

Таблиця 3.8 – Таблиця істинності операції логічного заперечення

$X$	$Y$
0	1
1	0

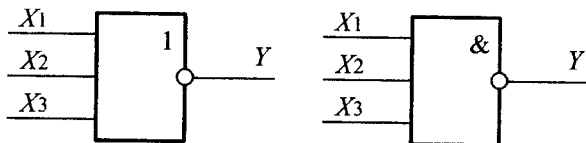


Рисунок 3.19 – Умовні позначення логічних елементів «або-ні», «і-ні»

У сучасній цифровій мікроелектроніці найпоширенішою технологією виробництва мікросхем є транзисторно-транзисторна логіка (ТТЛ). Для такої логіки напрута живлення є однополярною з величиною у 5 В, рівень логічної одиниці визначається діапазоном 4,5÷4.8 В, рівень логічного нуля перебуває у діапазоні 0÷0,2 В.

Розглянемо схему логічного елемента транзисторно-транзисторної логіки – тривходового елемента «і-ні», яка зображена на рис. 3.20.

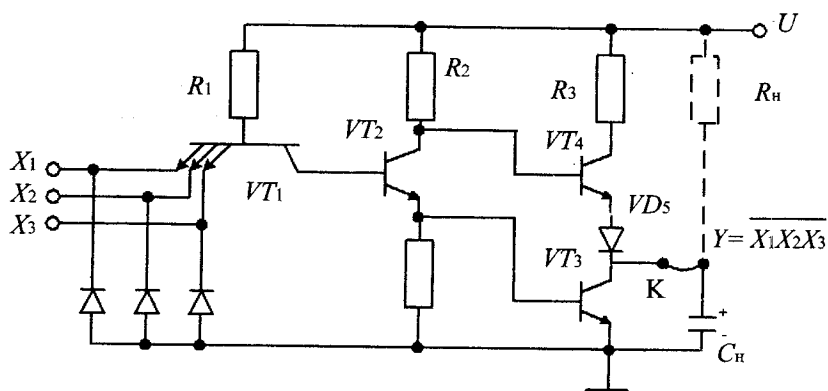


Рисунок 3.20 – Схема базового елемента ТТЛ

Вона складається з тривходового елемента «і», який виконаний на триемітному транзисторі  $VT_1$ , і зі складного інвертора, виконаного на транзисторах  $VT_2 \div VT_4$  і діоді –  $VD_5$ .

Транзистори  $VT_2$  і  $VT_3$  можна розглядати як складений транзистор (схема Дарлінгтона). Вони забезпечують великий коефіцієнт підсилення

базового струму. Емітерний струм  $VT_3$   $I_{E3}$  перевищує  $I_{E2}$  в сотні разів. Транзистори  $VT_2$  і  $VT_3$  одночасно відкриваються і закриваються. Через резистор  $R_4$  відводиться частина струму  $I_{E2}$ , що зменшує ступінь насичення транзистора  $VT_3$ .

Сукупність транзисторів  $VT_4$  і  $VT_3$  еквівалентна двотактному вихідному каскаду, в якому вони спрацьовують по черзі: один відкритий, другий закритий і навпаки. Резистор  $R_3$  захищає транзистор  $VT_4$  і діод  $VD_5$  від перевантаження при випадковому замкненні виходу на землю і обмежує струм в колі колектора транзистора  $VT_4$  при переключенні елемента.

Складний інвертор забезпечує підвищену швидкодію та перешкодозахисність. Спроможність елемента ТТЛ працювати на велике ємнісне навантаження при високих швидкостях переключення забезпечується низькоомним вихідним колом. При увімкненні елемента транзистор  $VT_4$  закривається, а  $VT_3$  відкривається, струм розряду ємнісного навантаження  $C_H$  дорівнює колекторному струму насичення транзистора  $VT_3$ . При вимкненні елемента відкривається транзистор  $VT_4$  і його емітерним струмом заряджається ємність навантаження  $C_H$ , тобто вихідний каскад забезпечує малий час переключення при значних ємностях навантаження. Підвищена перешкодозахисність елемента зі складним інвертором в порівнянні з елементом з простим інвертором досягається за рахунок звуження зони невизначеності передавальної характеристики.

Принцип роботи елемента ТТЛ полягає в наступному. При подачі на входи  $X_1 \div X_3$  напруги логічної одиниці  $U^1$  всі базо-емітерні переходи зміщуються в зворотному напрямі, а базо-колекторний перехід – в прямому напрямі, при цьому струм колектора проходить в базу транзистора  $VT_2$ : транзистори  $VT_2$  і  $VT_3$  відкриваються, а транзистор  $VT_4$  закривається і на виході елемента утворюється напруга, яка дорівнює логічному нулю  $Y = U^0$ .

При подачі хоча б на один з входів  $X_1 \div X_3$  напруги логічного нуля  $U^0$  відповідний перехід база-емітер транзистора  $VT_1$  зміщується в прямому напрямі, транзистор  $VT_1$  насичується і підключає до нульового потенціалу вхід (базу) транзистора  $VT_2$ . Транзистори  $VT_2$  і  $VT_3$  закриваються,



а транзистор  $VT_4$  і діод  $VD_5$  закриваються і на виході елемента утворюється напруга, яка дорівнює логічній одиниці  $Y = U^1$ . При цьому значення логічних рівнів відповідає напругам  $U^0 \leq 0,4 \text{ В}$ ,  $U^1 \geq 2,4 \text{ В}$ .

У швидкодіючих елементах ТТЛ на входах включаються діоди, які призначені для обмеження амплітуди від'ємних перешкод. З вищенаведеного випливає, що підключення входу елемента ТТЛ до корпусу еквівалентне подачі на нього логічного «0» ( $U^0$ ), а у випадку розімкненого входу – логічної «1» ( $U^1$ ).

Якість роботи логічного елемента характеризують такі основні параметри:

- 1) швидкодія  $t_{\text{сер}}$ ;
- 2) споживана потужність  $P_{\text{сер}}$ ;
- 3) робота переключення  $A$ ;
- 4) коефіцієнт об'єднання по входу  $K_{\text{об}}$ ;
- 5) коефіцієнт розгалуження по виходу  $K_{\text{роз}}$ ;
- 6) статична перешкодостійкість  $U_n^0$ ,  $U_n^1$ .

Швидкодія визначається середньою затримкою  $t_{\text{сер}}$ , що дорівнює середньоарифметичному значенню затримки увімкнення  $t_{\text{зд}}^{1,0}$  і вимкнення  $t_{\text{зд}}^{0,1}$  (рис.3.21):

$$t_{\text{сер}} = \frac{t_{\text{зд}}^{1,0} + t_{\text{зд}}^{0,1}}{2}.$$

Елемент ТТЛ відноситься до схем високої швидкодії. Середня затримка розповсюдження складає 18÷25 нс. Споживана потужність характеризує економічність логічного елемента і залежить від стану елемента. Високій вихідній напрузі вимкнутого елемента  $U^1$  відповідає мале споживання струму від джерела живлення, низькому  $U^0$  – більше споживання струму; тобто споживана потужність у ввімкненому стані  $P^0$  вище, ніж у вимкненому  $P^1$ . Економічність оцінюється статичною середньою споживаною потужністю:

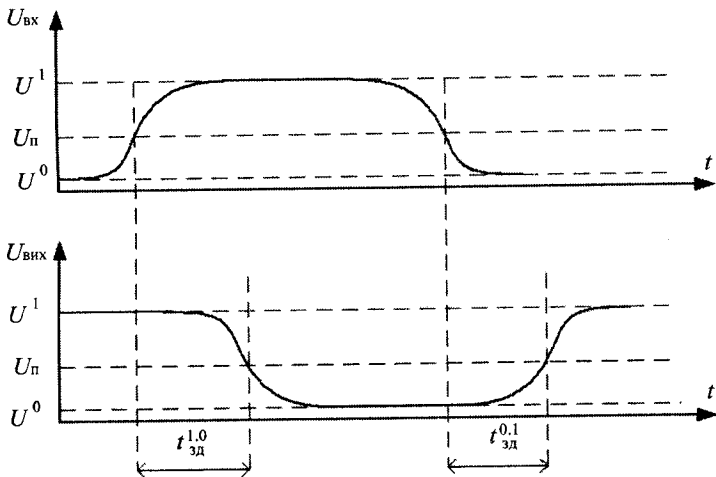


Рисунок 3.21 – Перехідні характеристики логічного елемента

$$P_{\text{сеп}} = \frac{P^0 + P^1}{2} = 0,5 \cdot E \left( I_{\text{н}}^0 + I_{\text{н}}^1 \right).$$

Для базового елемента ТТЛ  $P_{\text{сеп}}$  складає  $10 \div 50$  мВт.

У процесі переключення середня споживана потужність збільшується, оскільки струми протікають не тільки через активні елементи, але і через реактивні опори елемента (заряд ємностей). Тому додатково може вказуватись динамічна середня споживана потужність для визначеної (максимальної) частоти переключення.

Робота переключення  $A$  визначається формулою

$$A = t_{\text{сеп}} \cdot P_{\text{сеп}}$$

$t_{\text{сеп}}$  є інтегральним параметром, який характеризує досконалість логічного елемента з точки зору швидкодії і споживаної потужності. Введення такого параметра зумовлено тим, що підвищення швидкодії досягається ціною збільшення споживаної потужності. Для перших поколінь логічних елементів цей параметр дорівнював  $100$  пДж, в сучасних схемах він знижений до  $0,01 \div 1,0$  пДж. Теоретична межа  $A$  за різними оцінками лежить в межах  $10^{-15} \div 10^{-18}$  Дж.

Коефіцієнт об'єднання по входу  $K_{об}$  визначається числом входів  $m = 3 \div 4$ . Збільшення числа входів, як правило, погіршує інші параметри наприклад, швидкодію. Зазвичай використовуються логічні елементи з числом входів  $m = 1 \div 4$ . Для побудови схем з підвищеним числом входів передбачені спеціальні елементи – розширювачі числа входів.

Коефіцієнт розгалуження по виходу  $K_{роз}$  показує, на скільки входів ідентичних елементів може навантажуватись вихід даного логічного елемента. Здатність навантаження логічного елемента визначається типом застосованого інвертора. Для найпростішого інвертора (один транзистор на виході)  $K_{роз} \leq 2 \div 4$ , для складних інверторів  $K_{роз} \leq 10 \div 20$ . Оцінимо числове значення  $K_{роз}$  для увімкненого логічного елемента  $Y = U^0$ . Воно буде визначатись виразом

$$K_{роз} = \frac{I_{K_{max}}}{I_{вх}^0},$$

де  $I_{K_{max}}$  – колекторний струм насичення транзистора;  $I_{вх}^0$  – емітерний струм багатоемітерного транзистора  $VT_1$  при подачі на його вхід напруги логічного нуля.

Для досліджуваного елемента  $I_{K_{max}} = 30 \text{ мА}$ ,  $I_{вх}^0 = 1,35 \text{ мА}$ . З останнього виразу маємо  $K_{роз} = 22$ , що значно перевищує значення  $K_{роз} = 10$ , яке вказане в ТУ на елемент ТТЛ. Пояснюється це тим, що прийнята нами формула не враховує вплив  $K_{роз}$  на швидкодію. Для вимкненого елемента ( $Y = U_{вх}^1$ ) числове значення  $K_{роз}$  значно вище.

В динамічному режимі ємності підключених входів погіршують швидкодію і збільшують споживану потужність, тобто збільшують роботу переключення.

Статична перешкодозахищеність логічного елемента характеризується величиною допустимої зміни статичної вхідної напруги, що не викликає зміни стану логічного елемента.

До основної статичної характеристики відноситься передавальна характеристика елемента. На основі цієї характеристики можна визначити основні параметри базового елемента. Передавальна характеристика елемента являє собою залежність вихідної напруги від вхідної (рис. 3.22).

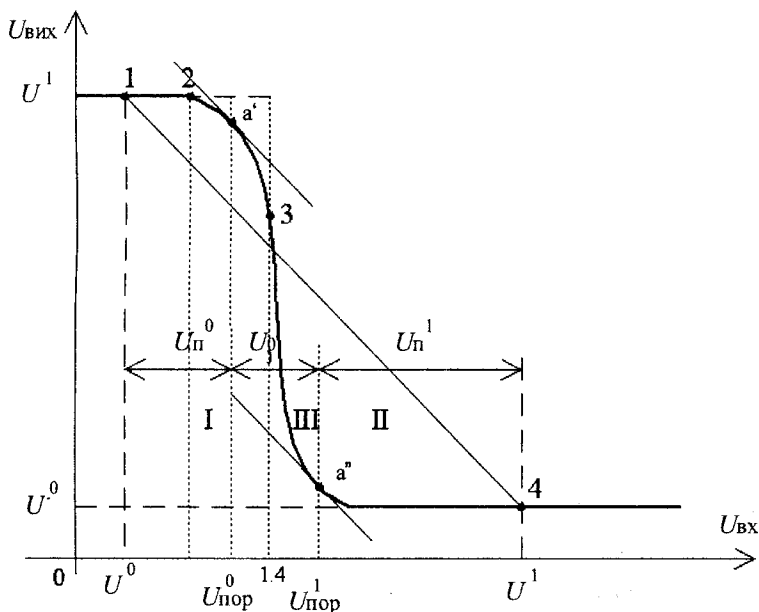


Рисунок 3.22 – Передавальна характеристика

Вона має три характерні ділянки: I – відповідає стану  $U_{\text{вих}} = U^1$ ; II – стану  $U_{\text{вих}} = U^0$ , III – проміжному стану (активна зона).  $U_a$  – ширина активної зони або зони невизначеності. Для зняття передавальної характеристики на входи  $X_1, X_2$  (рис. 3.20) подаються напруги  $U_{\text{вх}}^1$ , а на вхід  $X_3$  – напруга, яка плавно змінюється від 0 до  $U_{\text{вх}}$ . Напруга  $U_{\text{вих}}$  знімається з виходу  $Y$ . Здійснимо аналіз передавальної характеристики, зображеної на рис. 3.22.

При подачі на вхід  $X_3$  (рис.3.20) напруги  $U_0 = 0,3$  В на базі транзистора  $VT_2$  – низький потенціал, на базі транзистора  $VT_3$  потенціал дорівнює нулю і, отже,  $VT_3$  закритий. На виході елемента напруга

$$U_{\text{вих}}^1 = U - U_{\text{к2}} - U_{\text{бе4}} - U_{\text{вд5}} = 5 - 0 - 0,7 - 0,7 = 3,6 \text{ В.}$$

Потенціал колектора транзистора  $VT_2$  і бази транзистора  $VT_4$  приблизно дорівнює  $U$ . У результаті відкривається базо-емітерний перехід  $VT_4$  і діод  $VD_5$ . Виникає вихідний струм  $I_{\text{вих}}$ .

При подальшому збільшенні напруги  $U_{\text{вх}}$  (точка 2)  $VT_2$  відкривається і через нього протікають струми  $I_{K2}$  і  $I_{E2}$ ; напруга на виході елемента падає на величину  $I_{K2}R_2$

$$U_{\text{вих}} = U - (I_{K2} + I_{B4})R_2 - U_{BE4} - U_{VD5}, \quad (3.1)$$

оскільки  $I_{K2} \neq 0$ . Транзистор  $VT_3$  закритий, його вхідний опір великий; транзистор  $VT_4$  відкритий і працює в режимі емітерного повторювача, його вхідний опір також великий. При  $U_{\text{вх}} = 1,4$  В транзистор  $VT_3$  починає відкриватись за рахунок збільшення напруги  $U_{K4} = I_{E2}R_4$ . Динамічний опір базо-емітерного переходу  $VT_3$  шунтує резистор, і коефіцієнт підсилення каскаду на транзисторі  $VT_2$  різко збільшується, а напруга на колекторі  $VT_2$  різко зменшується. Оскільки транзистор  $VT_4$  ще не закритий, а  $VT_3$  вже відкритий, виникає стрибок струму від джерела живлення через резистор (струм короткого замикання  $I_K$ ), який обмежується опором резистора  $R_3$ :

$$I_K = \frac{U - U_{KEVT4} - U_{VD5} - U_{KEVT3}}{R_3}.$$

При подальшому збільшенні  $U_{\text{вх}}$ , транзистор  $VT_2$  і діод  $VD_5$  переходять в режим насичення, а транзистори  $VT_4$  і  $VT_3$  закриваються; на виході встановлюється напруга  $U^0 = 0,3$  В. Базо-емітерний перехід  $VT_3$  обмежує подальше зростання напруги на емітері  $VT_2$  рівнем  $U_{BE \text{нас}} = 1,4$  В. На колекторі  $VT_1$  встановлюється напруга  $U_{K1} = 2U_{BE \text{нас}} = 1,4$  В.

За передавальною характеристикою (рис. 3.22) можна визначити деякі основні параметри базового елемента ТТЛ. Точка 1 на передавальній ха-

рактистиці відповідає рівню логічної одиниці  $U^1$ , а точка 4 – логічному нулю  $U^0$ . З'єднавши ці точки, отримаємо пряму з крутизною  $K = -1$ .

Знайдемо на передавальній характеристиці точки з одиничним коефіцієнтом передачі, для чого проведемо дотичні до вигинів передатної характеристики, паралельні до прямої 1–4. Точки дотику  $a'$ ,  $a''$  і будуть точками з  $K = -1$ , на околу яких  $\Delta U_{ВХ} = -\Delta U_{ВІХ}$ . Вхідні напруги, які відповідають цим точкам, назвемо порогами переключення:  $U_{пор}^0$  – поріг переключення з «1» в «0»;  $U_{пор}^1$  – поріг переключення з «0» в «1». Якщо  $U_{ВХ} > U_{пор}^0$ , то відбувається перемикавання елемента в нуль (вимкання), тобто зміна  $U_{ВІХ}$  на  $U_{ВІХ}^0$ , якщо  $U_{ВХ} < U_{пор}^1$  – переключення з «0» в «1», тобто вимкання елемента. Величина перешкоди на вході елементу не повинна перевищувати значення, при якому диференціальний коефіцієнт передачі елемента  $K = \Delta U_{ВІХ} / \Delta U_{ВХ}$  стає більше одиниці, в противному випадку перешкода буде викликати помилкове спрацьовування (збій).

З вищевказаного випливає, що максимально допустима статична зміна вхідної напруги, яка впливає на вхід елемента протягом часу  $t_{зд\ сер}$ , що не викликає перемикавання елемента і перевищує затримку, є статичною заводостійкістю  $U_{п}$ , яка визначається виразами (рис. 3.22):  $U_{п}^0 = U_{пор}^0 - U^0$  – статична перешкодостійкість вимкненого елементу по відношенню до вмикальної перешкоди;  $U_{п}^1 = U^1 - U_{пор}^1$  – статична заводостійкість увімкненого елемента по відношенню до вимикальної перешкоди. Зазвичай  $U_{п}^0 \neq U_{п}^1$ . Заводостійкість елементу оцінюється меншою з цих двох величин.

Як впливає з рис. 3.22,

$$U_{п}^0 + U_{п}^1 = U_{л} - U_{а},$$

де  $U_{л} = U^1 - U^0$  – логічний перепад;  $U_{а}$  – ширина зони невизначеності.

Отже, для підвищення заводостійкості треба підвищувати логічний перепад і зменшувати ширину зони невизначеності. В логічному елементі забезпечується  $U_{а} \ll U_{п}$ , тоді приблизно можна вважати

$$U_{п}^0 + U_{п}^1 = U_{л}.$$

Оскільки логічний перепад напруги  $U_n$  не перевищує величини напруги джерела живлення  $U$ , то  $U_n^0 + U_n^1 \leq U$ , тобто сума статичних перешкодозахищених не може перевищити напруги джерела живлення.

Як впливає з вищенаведеного, похила ділянка на передавальні характеристики (рис. 3.22) є суттєвим недоліком, оскільки вона знижує перешкодостійкість виключеного елемента по відношенню до перешкоди  $U_n^0$ . Цей недолік частково усувається введенням певного коректувального кола. Статична перешкодостійкість вимкненого елемента з коректувальним колом по відношенню до вмикальної перешкоди буде визначатись виразом  $U_n^0 = 1,4 - U^0 = 1,1$  В.

### 3.4. Методика структурного проектування

За принципом логічного функціонування всі блоки цифрових електронних блоків поділяються на два класи. До першого класу відносять комбінаційні блоки. Це такі вузли і блоки, поточний вихідний стан яких залежить лише від комбінації вхідних сигналів. Ще такі блоки називають автоматами без пам'яті. До другого класу відносять послідовнісні блоки, вихідний стан яких залежить як від поточного стану вхідних сигналів, так і від стану вхідних сигналів у попередній момент часу. Ці блоки називають автоматами з пам'яттю.

У даному підрозділі пропонується розглянути побудову комбінаційних блоків. Ці блоки являють собою схеми, що складаються з логічних елементів («і», «або», «ні» та ін.) кількістю від 10 до 100 елементів. Метою проектування електронних схем є можливість фізичної реалізації будь-якої логічної функції.

Вихідними даними для проектування комбінаційних вузлів є його функціональний опис та вимоги до основних електричних параметрів елементної бази. На стадії структурного проектування мінімізується вираз логічної функції та реалізується відповідна структурна схема на заданому або обраному елементному базисі.

Послідовність дій при проектуванні повинна бути такою:

1. Задана логічна функція зображується у ДНФ, тобто у вигляді мінтермів. Це можна виконати за допомогою законів алгебри логіки, або склавши відповідну таблицю істинності

2. Мінімізація функції.

3. Складання електронної схеми.

Проектування комбінаційних схем з використанням логічних елементів простіше за все пояснити на прикладі.

Розглянемо таблицю істинності табл. 3.9.

Таблиця 3.9 – Таблиця істинності для проектування

$X_1$	$X_2$	$X_3$	$Y$
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

З даних цієї таблиці функція перетворення має вигляд

$$Y = 0 \cdot \bar{X}_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 + 0 \cdot \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 + 1 \cdot \bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 + 1 \cdot \bar{X}_1 X_2 X_3 + 0 \cdot X_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 + 1 \cdot X_1 \bar{X}_2 X_3 + 0 \cdot X_1 X_2 \bar{X}_3 + 1 \cdot X_1 X_2 X_3.$$

Після спрощення вона набуває такого вигляду

$$Y = \bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 + \bar{X}_1 X_2 X_3 + X_1 \bar{X}_2 X_3 + X_1 X_2 X_3.$$

Тоді схему, яка реалізує таблицю істинності, можна зобразити так, як показано на рис. 3.23.

Наведена на рис. 3.23 схема реалізує вихідну функцію табл. 3.9. Це легко простежити прямою підстановкою вектора  $X_1, X_2, X_3$ .

Схема, яка зображена на рис. 3.23, є досить простою і має лише три входи. Але на практиці така задача зустрічається рідко, реальні схеми набагато складніші. Тому дуже важливим є питанням процесу оптимізації таких електронних схем. Найбільш часто зустрічаються такі методи оптимізації:

- з використанням карт Карно;
- з використанням карт Вейча.



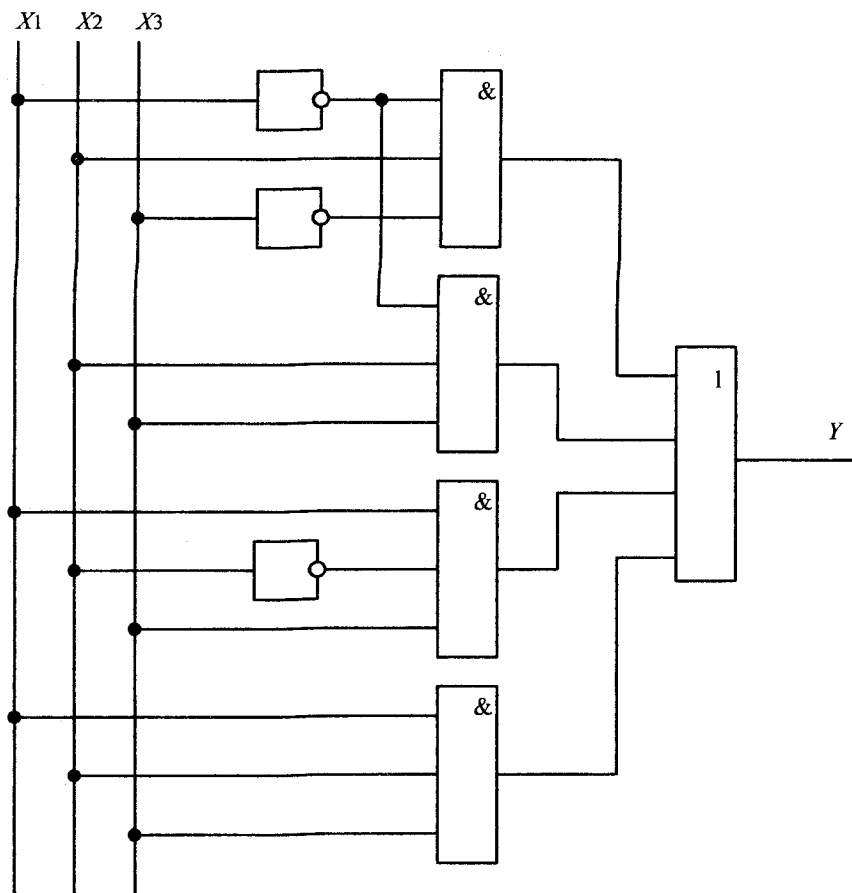


Рисунок 3.23 – Схема прямої передачі сигналів з використанням логічних елементів

Розглянемо наведені методи детальніше.

*Використання карт Карно.* У даному випадку оптимізація здійснюється графіко-аналітичним методом.

Розглянемо такий приклад: необхідно виконати синтез оптимальної (тобто мінімізованої) схемної реалізації, що функціонує за таблицею істинності, яка наведена нижче (табл. 3.10).

Таблиця 3.10 – Таблиця істинності для проектування

$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$	$Y$
0	0	0	0	1
0	0	0	1	1
0	0	1	0	1
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1

Карта Карно для наведеної таблиці істинності (чотири вхідні змінні) має вигляд, як на рис. 3.23. Взагалі для  $n$  змінних кількість клітин у карті Карно дорівнює  $2^n$ . Координати у карті Карно розташовуються таким чином, що дві сусідні координати відрізняються одна від одної тільки на одну позицію. Далі така карта заповнюється значеннями функції  $Y$  з таблиці істинності відповідно до координат аргументів  $X_1, X_2, X_3, X_4$ , які вказані зверху та зліва.

Важливою операцією оптимізації у карт Карно є операція склеювання. Ця операція припускає виконання низки таких правил:

1. Всі склейки повинні бути прямокутної форми.
2. Кількість елементів у склейці  $2^n$  (2, 4, 8, 16, 32, ...).
3. Як правило, склеюють одиниці.
4. Склейки повинні бути максимальні за розміром.

5. Кількість склейок повинна бути мінімальною.

6. Допускається перетин склейок.

Склейки для прикладу, що розглядається, подані на рис. 3.24. Для них застосовуються закони склеювання бульової алгебри-логіки. При склеюванні двох клітин та змінна, яка в межах склейки змінює своє значення, з кон'юнкції виключається, а результат склеювання об'єднується диз'юнкцією. Для склейки з чотирьох клітин виключають дві змінних, з восьми – три і т. д. Для даного прикладу функція перетворення набуває такого вигляду

$$Y = \bar{X}_1\bar{X}_2 + X_3X_4 + \bar{X}_1X_4 + \bar{X}_1X_3 + X_1X_2\bar{X}_3\bar{X}_4.$$

Схемна реалізація цієї функції після оптимізації наведена на рис. 3.25.

При оптимізації функцій з використанням карт Карно застосовують різні види карт залежно від кількості вхідних змінних.

Карта Карно для трьох змінних має форму, як на рис. 3.26. Карта набуває геометричної форми, якщо згорнути її в трубу. поєднавши правий край з лівим. В цьому випадку клітини з координатами 000 і 010 та 100 і 110 є суміжними, та можуть створювати склейку

X3X4 \ X1X2	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	0	1	1	1
11	1	0	1	0
10	0	0	1	0

Рисунок 3.24 – Карта Карно

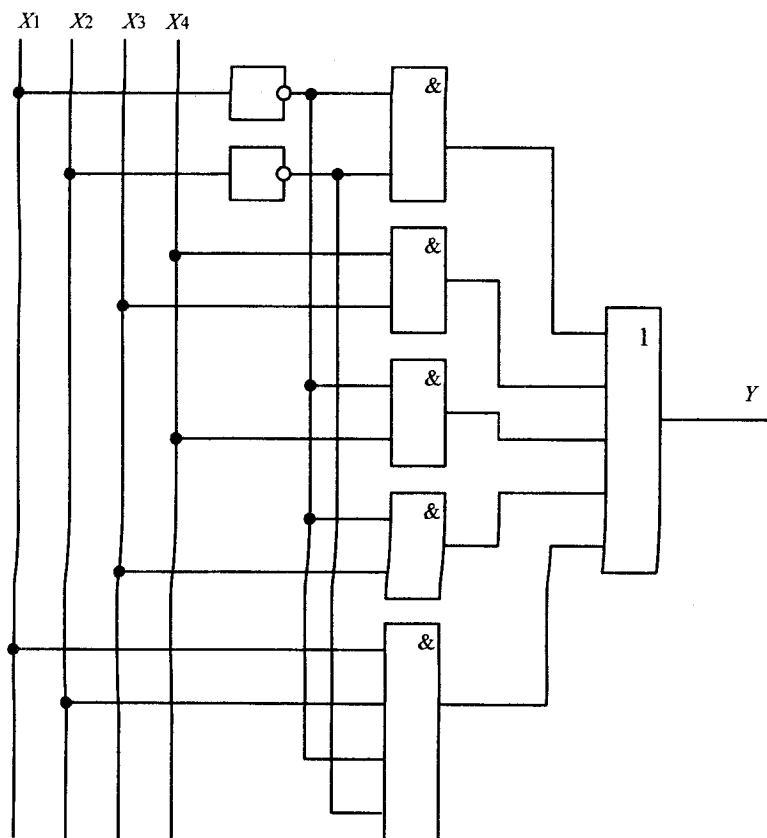


Рисунок 3.25 – Схема після оптимізації за картою Карно

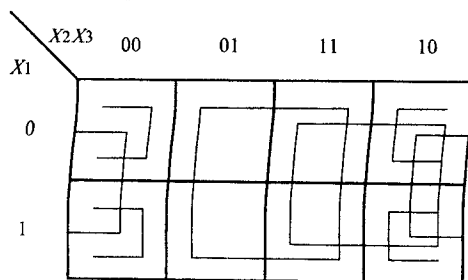


Рисунок 3.26 – Карта Карно для трьох вхідних змінних

На рис. 3.26 показані можливі варіанти об'єднання клітин у склейки. Склейки можуть бути утворені з двох, чотирьох або восьми клітин.

На рис. 3.27 зображено форму карти для чотирьох вхідних змінних.

Геометрично ця карта виглядає як труба згорнута в тороїд, тобто її верхній край поєднується з нижнім і суміжними стають клітини 0000 і 1000, верхній ряд з нижнім, правий край з лівим. Клітини, що розташовані поруч одна з одною також суміжні. Для цієї карти можливі склейки, які складаються з двох, чотирьох, восьми та шістнадцяти клітин. Якщо склеюються всі клітини карти то логічна функція тотожна 1.

Рис. 3.28 відображає карту Карно в умовах п'яти вхідних змінних, а рис. 3.29 – в умовах шести. Для п'яти змінних карта виглядає як двошарова труба, а для шести – двошаровий тороїд.

Клітини, що розташовані одна над одною в різних шарах є суміжними і можуть створювати склейки.

У даних карт при склеюванні можлива автономна робота в межах кожної карти на 16 клітинок, а також сумісна робота при виконанні симетрії відносно роздільних ліній.

У практиці, при реалізації цифрових електронних схем, часто виникають випадки неповністю визначених функцій.

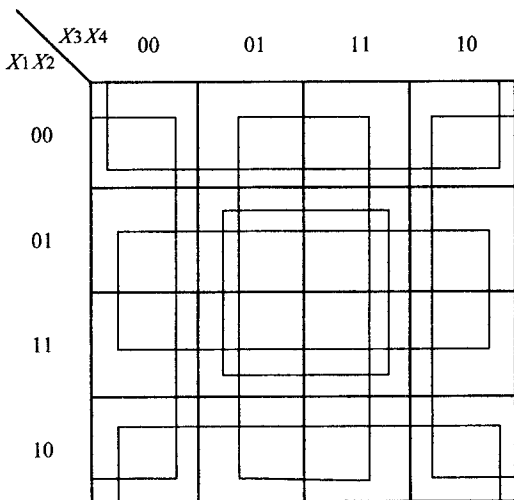


Рисунок 3.27 – Карта Карно для чотирьох вхідних змінних

$X_4 X_5$	00	01	11	10
$X_1 X_2 X_3$				
000				
001		1	1	
011				
010				
110				
111				
101		1	1	
100				

Рисунок 3.28 – Карта Карно для п'яти вхідних змінних

Неповністю визначеною функцією є така, у якій деякі комбінації вхідних змінних можуть набувати значення «0» або «1» при незмінному принципі функціонування схеми.

Такі комбінації, які позначені символом  $x$ , називаються байдужими або забороненими.

Приклад таблиці істинності та карти Карно для схеми з неповністю визначеною функцією надано в табл. 3.11 та на рис. 3.30.

Функція перетворення має вигляд  $Y = \bar{X}_1 + X_2$ .

За даною функцією досить легко побудувати відповідну схему.

$X_4 X_3 X_2 X_1$	000	001	011	010	110	111	101	100
000								
001			$\overline{1}$			$\overline{1}$		
011							$\overline{1}$	$\overline{1}$
010								
110								
111							$\overline{1}$	$\overline{1}$
101			$\overline{1}$			$\overline{1}$		
100								

Рисунок 3.29 – Карта Карно для шести вхідних змінних

Таблиця 3.11 – Таблиця істинності

$X_1$	$X_2$	$X_3$	$Y$
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	×
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	×
1	1	1	1

		$x_2x_3$			
		00	01	11	10
$x_1$	0	1	1	×	1
	1	0	0	1	×

Рисунок 3.30 – Карта Карно

*Оптимізація за допомогою карт Вейча.* При реалізації оптимізаційного алгоритму використовуються такі ж процедури склеювання, як і у карт Карно. Формування склейок, форма склейок, кількість елементів у склейці і таке інше є ідентичними з картами Карно. Вигляд карт Вейча надано на рис. 3.31–3.33.

		$x_2$	
		$x_1x_2$	$x_1\bar{x}_2$
$x_1$	$\bar{x}_1x_2$	$\bar{x}_1\bar{x}_2$	

Рисунок 3.31 – Карта Вейча для двох вхідних змінних

		$x_2$			
		$x_1x_2\bar{x}_3$	$x_1x_2x_3$	$x_1\bar{x}_2x_3$	$x_1\bar{x}_2\bar{x}_3$
$x_1$	$\bar{x}_1x_2\bar{x}_3$	$\bar{x}_1x_2x_3$	$\bar{x}_1\bar{x}_2x_3$	$\bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3$	

$x_3$

Рисунок 3.32 – Карта Вейча для трьох вхідних змінних



		$X_2$						
		$X_1 X_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4$	$X_1 X_2 X_3 \bar{X}_4$	$X_1 \bar{X}_2 X_3 \bar{X}_4$	$X_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4$			
$X_1$						$X_4$		
		$\bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 X_4$	$X_1 X_2 X_3 X_4$	$X_1 \bar{X}_2 X_3 X_4$	$X_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 X_4$			
		$\bar{X}_1 X_2 X_3 X_4$	$\bar{X}_1 X_2 X_3 \bar{X}_4$	$\bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 X_4$	$\bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 \bar{X}_4$			
		$\bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 X_4$	$\bar{X}_1 X_2 X_3 X_4$	$\bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 X_4$	$\bar{X}_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 X_4$			
		$\bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4$	$\bar{X}_1 X_2 X_3 \bar{X}_4$	$\bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 \bar{X}_4$	$\bar{X}_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4$			
		$X_3$						

Рисунок 3.33 – Карта Вейча для чотирьох вхідних змінних

Для визначення відмінностей в алгоритмах оптимізації різних карт розглянемо наступний приклад. Таблиця істинності в цьому прикладі має вигляд, як в табл. 3.12.

Таблиця 3.12 – Таблиця істинності для проектування

$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$	$Y$
0	0	0	0	1
0	0	0	1	0
0	0	1	0	1
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
0	1	1	1	1
1	0	0	0	1
1	0	0	1	1
1	0	1	0	×
1	0	1	1	×
1	1	0	0	×
1	1	0	1	×
1	1	1	0	×
1	1	1	1	×

Функція перетворення відповідно до табл. 3.12 має вигляд

$$Y = 1 \cdot \bar{X}_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4 + 0 \cdot \bar{X}_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 X_4 + 1 \cdot \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 \bar{X}_4 + 1 \cdot \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 X_4 + \\ + 0 \cdot \bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4 + 1 \cdot \bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 X_4 + 1 \cdot \bar{X}_1 X_2 X_3 \bar{X}_4 + 1 \cdot \bar{X}_1 X_2 X_3 X_4 + \\ + 1 \cdot X_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4 + 1 \cdot X_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 X_4 + \times \cdot X_1 \bar{X}_2 X_3 \bar{X}_4 + \times \cdot X_1 \bar{X}_2 X_3 X_4 + \\ + \times \cdot X_1 X_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4 + \times \cdot X_1 X_2 \bar{X}_3 X_4 + \times \cdot X_1 X_2 X_3 \bar{X}_4 + \times \cdot X_1 X_2 X_3 X_4.$$

Заповнена карта Вейча подана на рис. 3.34.

		X2				
		×	×	×	1	
X1	×	×	×	1		
	1	1	1	0	X4	
	0	1	1	1		
		X3				

Рисунок 3.34 – Карта Вейча

Функція перетворення має вигляд  $Y = X_1 + X_3 + \bar{X}_2 \bar{X}_4 + X_2 X_4$ .

За даною функцією досить легко побудувати схемне рішення.

### 3.5. Комбінаційні логічні схеми

Сучасний розвиток цифрової мікроелектроніки призвів до того, що на даний час розроблена велика кількість комбінаційних логічних схем для самих різноманітних технічних задач, і вона реалізована у вигляді мікросхем ВІС та СІС. ВІС – великі інтегральні схеми, СІС – інтегральні схеми з середнім ступенем інтегрованості. Саме тому при виконанні того чи іншого завдан-

ня схемотехніки досліджують можливість побудови схемного рішення на базі готових мікросхем, а методи структурного проектування на основі мінімізації логічного базису використовують лише у крайніх випадках, коли неможливо побудувати схемне рішення застосовуючи елементи більш високого рівня інтеграції. Тому для схемотехніки дуже важливо знати вміст елементної бази ВІС і СІС. І тільки після того, як всі можливості використання їх для вирішення технічного завдання будуть вичерпані, доцільно приступати до структурного проектування з записом логічних виразів.

У даному підрозділі пропонується детально розглянути основну елементну базу комбінаційних логічних схем а також приклади їх реалізації. До такої елементної бази відносяться мультиплексори, демультиплексори, шифратори, дешифратори, суматори, компаратори.

### 3.5.1. Мультиплексор

Однією з найпоширеніших на практиці комбінаційних схем, виготовленою як СІС, є цифровий мультиплексор. Його умовне позначення наведено на рис. 3.35.

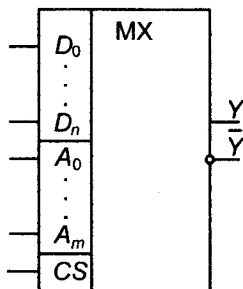


Рисунок 3.35 – Умовне позначення мультиплексора

На цьому рисунку введені такі позначення:

$D_0 \div D_n$  – входні канали;

$A_0 \div A_m$  – виводи для подачі сигналів управління;

$CS$  – вивід для активізації кристала;

$Y, \bar{Y}$  – прямиий та інверсний виходи.

Принцип функціонування мультиплексора досить легко проглядається за комбінаційною схемою на логічних елементах (рис. 3.36).

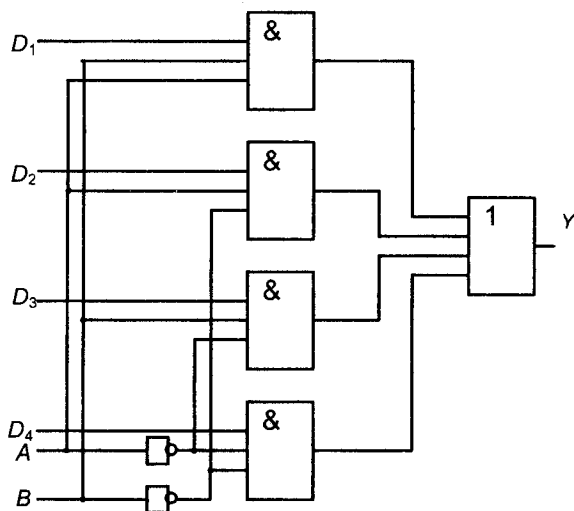


Рисунок 3.36 – Схема мультиплексора на логічних елементах

Для зручності аналізу роботи схеми, у даному випадку мультиплексора на рис. 3.36, розробляється відповідна таблиця істинності. Така таблиця істинності для розглядуваного випадку подана в табл. 3.13. З даної таблиці видно, якій комбінації сигналів управління відповідає вмикання вхідного каналу.

Досить часто схему мультиплексора подають у вигляді, як наведено на рис. 3.37. Таке позначення також дає змогу простежити алгоритм функціонування схеми, як і у випадку з таблицею істинності.

Таблиця 3.13 – Таблиця істинності мультиплексора

<i>A</i>	<i>B</i>	Канал
0	0	$D_4$
0	1	$D_3$
1	0	$D_2$
1	1	$D_1$

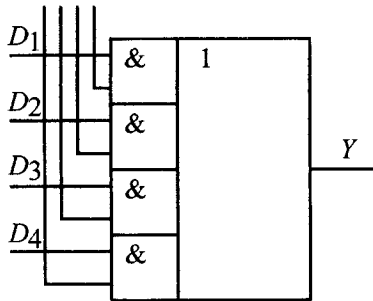


Рисунок 3.37 – Схема мультимплексора

Наведений приклад мультимплексора допомагає зрозуміти принцип роботи такої схеми. А що стосується номенклатури, то таких схем у вигляді СІС, як вже було сказано, існує дуже велика кількість. На рис. 3.38 наведено схему промислового цифрового комутатора К155КП7. Цей комутатор має 8 інформаційних входів:  $x_1 \dots x_8$ , три входи для управління  $A_1, A_2, A_3$ , строб-вхід  $R$  і два виходи: прямий  $Y_1$  та інверсний  $Y_2$ . Залежно від кодової комбінації на входах управління відкривається одна зі схем «і». Сигнал з відповідного інформаційного входу через відкриту схему «і», а потім «але» проходить на вихід. При цьому строб-вхід  $R$  повинен знаходитись в стані логічного нуля, щоб не блокувати проходження інформаційних сигналів.

У практиці для мультимплексорів часто використовують схеми нарощування. Це необхідно для підвищення кількості входів цифрової схеми.

Самими розповсюдженими способами нарощування є нарощування з використанням дозвільного входу, а також пірамідальне нарощування.

### 3.5.2. Демультимплексор

Електронним пристроєм, який реалізує обернену функцію мультимплексора є демультимплексор. Демультимплексором називають пристрій, в якому сигнал з одного інформаційного входу розподіляється на декілька виходів залежно від адресних кодів. Сам демультимплексор виконується в інтегральному варіанті, як правило СІС, і його умовне позначення наведено на рис. 3.39.

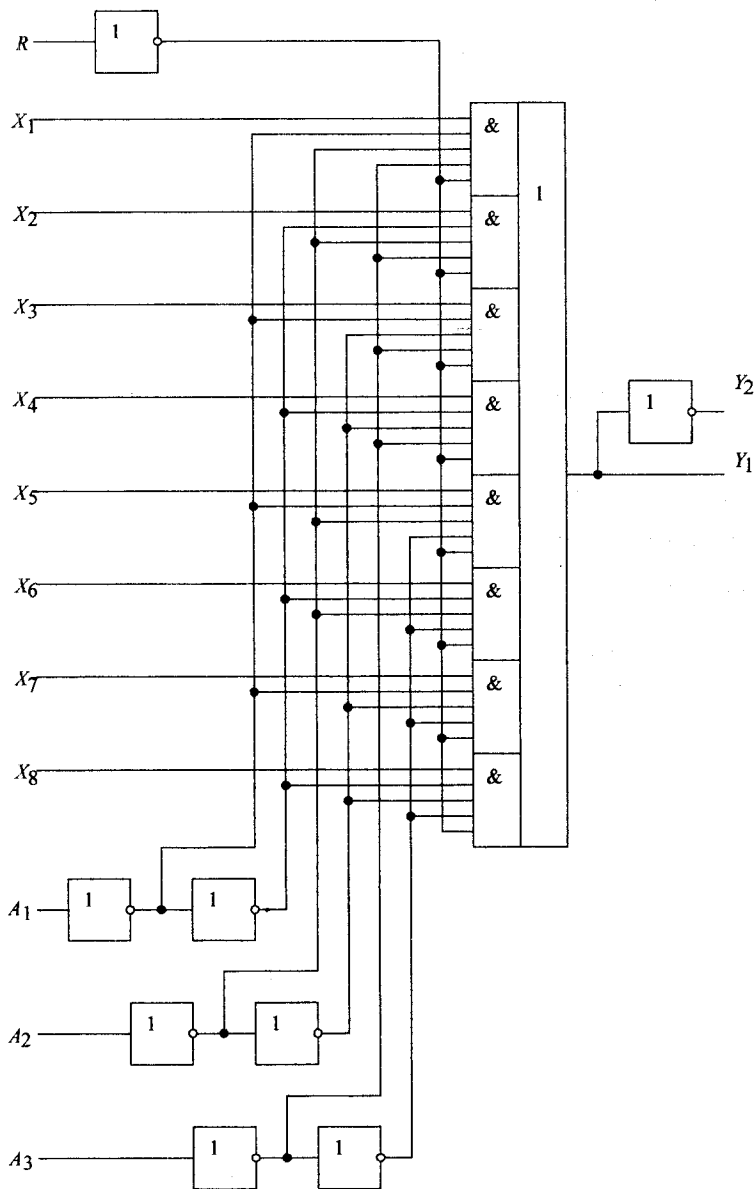


Рисунок 3.38 – Схема цифрового коммутатора К155КП7

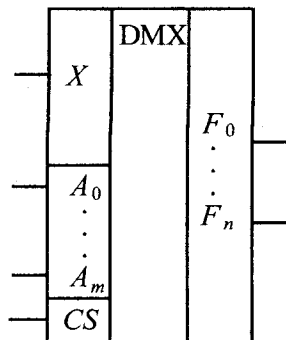


Рисунок 3.39 – Умовне позначення демультиплексора

Якщо співвідношення між числом виходів  $n$  і числом адресних входів  $m$  визначається рівністю  $n = 2^m$ , то такий демультиплексор називається повним, при  $n < 2^m$  демультиплексор є неповним.

Схема найбільш простого демультиплексора (схема 1:2) подана на рис. 3.40. За допомогою цієї схеми і таблиці істинності (табл. 3.14) легко з'ясувати алгоритм роботи мультиплексора.

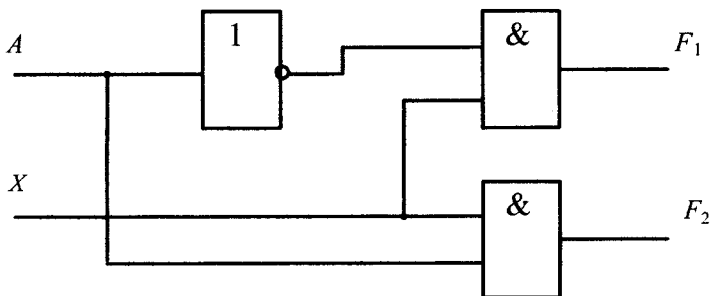


Рисунок 3.40 – Схема демультиплексора 1:2

Аналогічним чином побудовані і працюють більш складні схеми мультиплексорів – 1:4, 1:16 і т.д.

Таблиця 3.14 – Таблиця істинності демультимплексора

$A$	$F_1$	$F_2$
0	$X$	0
1	0	$X$

### 3.5.3. Шифратор

Шифратор – це пристрій, призначений для перетворення  $m$ -каналів в  $n$ -канали при обов'язковому виконанні нерівності:  $m > n$ . Фактично шифратор – це пристрій для зашифрування двійкової інформації. Побудову шифратора і принцип його дії простежимо на прикладі синтезу шифратора унітарного коду. Вихідними даними для синтезу є дані з табл. 3.15.

Таблиця 3.15 – Таблиця істинності для синтезу унітарного коду

$N$	$X_0$	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$	$X_5$	$X_6$	$X_7$	$X_8$	$X_9$	$Y_4$	$Y_3$	$Y_2$	$Y_1$
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
3	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
5	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
6	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0
7	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1
8	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1

Результат синтезу шифратора унітарного коду наведено на рис. 3.41. На основі такої методики можлива побудова і інших шифраторів, коли кількість вхідних каналів перевищує кількість вихідних.



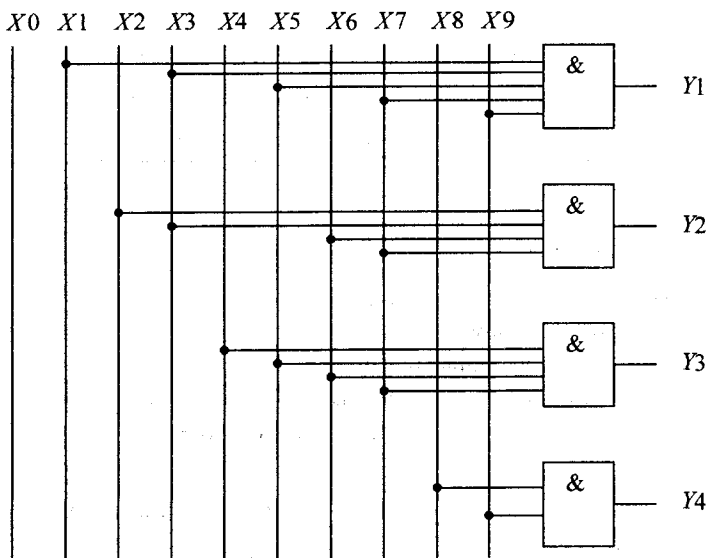


Рисунок 3.41 – Шифратор унітарного коду

### 3.5.4. Дешифратор

Дешифратор – це пристрій, призначений для перетворення  $m$ -каналів в  $n$ -канали при обов'язковому виконанні нерівності  $m < n$ . Умовне позначення дешифратора наведено на рис. 3.42.

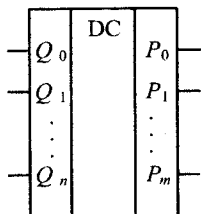


Рисунок 3.42 – Умовне позначення дешифратора

Проведемо синтез дешифратора семисегментного коду, схемне виконання якого подане на рис. 3.43. Для цього необхідно визначитись зі схе-

мою індикатора (загальний катод чи загальний анод) та з кодами ваг розрядів. Для прикладу проведення синтезу використовуємо схему з загальним катодом та кодування з вагами 4-2-2-1. Такі ваги розрядів формують двійково-десятковий код. Табл. 3.16 надає дані для синтезу дешифратора семисегментного коду.

Таблиця 3.16 – Таблиця відповідності при синтезі дешифратора

N	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$N_x$	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$	$P_6$	$P_7$
	4	2	2	1								
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	2	1	0	1	1	0	1	1
3	0	0	1	1	3	1	1	1	0	0	1	1
4	0	1	0	0	×	/	/	/	/	/	/	/
5	0	1	0	1	×	/	/	/	/	/	/	/
6	0	1	1	0	4	1	1	0	0	1	0	1
7	0	1	1	1	5	0	1	1	0	1	1	1
8	1	0	0	0	×	/	/	/	/	/	/	/
9	1	0	0	1	×	/	/	/	/	/	/	/
10	1	0	1	0	6	0	1	1	1	1	1	1
11	1	0	1	1	7	1	1	0	0	0	1	0
12	1	1	0	0	×	/	/	/	/	/	/	/
13	1	1	0	1	×	/	/	/	/	/	/	/
14	1	1	1	0	8	1	1	1	1	1	1	1
15	1	1	1	1	9	1	1	1	0	1	1	1

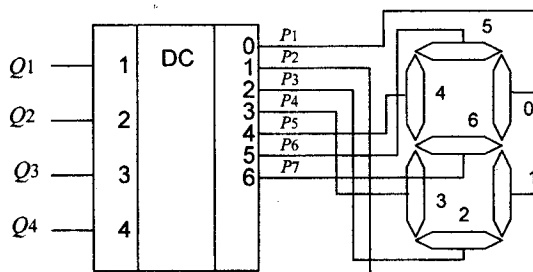


Рисунок 3.43 – Дешифратор семисегментного коду

З табл. 3.16 визначимо вирази  $P_n = f(Q_n)$ , використовуючи оптимізацію на картах Карно. Знайдемо вираз для  $P_1$  (рис. 3.44). Результат має вигляд

$$P_1 = Q_3\bar{Q}_1 + \bar{Q}_4\bar{Q}_3 + Q_4Q_1.$$

Вирази для  $P_2$  та  $P_3$  знаходяться з карт Карно (рис. 3.45, 3.46):

$$P_2 = Q_3 + Q_4 + \bar{Q}_2 + Q_1;$$

$$P_3 = Q_3Q_4 + \bar{Q}_3\bar{Q}_1 + \bar{Q}_4Q_2Q_1.$$

$Q_4Q_3 \backslash Q_2Q_1$	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	×	×	0	1
11	×	×	1	1
10	×	×	1	0

Рисунок 3.44 – Карта Карно для отримання  $P_1$

$Q_4Q_3 \backslash Q_2Q_1$	00	01	11	10
00	1	1	1	0
01	×	×	1	1
11	×	×	1	1
10	×	×	1	1

Рисунок 3.45 – Карта Карно для отримання  $P_2$

$Q_4Q_3 \backslash Q_2Q_1$	00	01	11	10
00	1	0	1	1
01	×	×	1	0
11	×	×	1	1
10	×	×	0	1

Рисунок 3.46 – Карта Карно для отримання  $P_3$

Інші співвідношення для  $P_4 \div P_7$  виводяться з карт Карно (рис. 3.47–3.50) і мають такий вигляд

$$P_4 = \bar{Q}_3\bar{Q}_1 + Q_4\bar{Q}_1, \quad P_5 = Q_3 + Q_4\bar{Q}_1 + \bar{Q}_2\bar{Q}_1,$$

$$P_6 = Q_4 + \bar{Q}_3\bar{Q}_1 + Q_2Q_1; \quad P_7 = Q_3 + \bar{Q}_4Q_2 + Q_2\bar{Q}_1.$$

$Q_4Q_3 \backslash Q_2Q_1$	00	01	11	10
00	1	0	0	1
01	×	×	0	0
11	×	×	0	1
10	×	×	0	1

Рисунок 3.47 – Карта Карно для отримання  $P_4$

$Q^4Q^3 \backslash Q^2Q^1$	00	01	11	10
00	1	0	0	0
01	×	×	1	1
11	×	×	1	1
10	×	×	0	1

Рисунок 3.48 – Карта Карно для отримання  $P_5$

$Q^4Q^3 \backslash Q^2Q^1$	00	01	11	10
00	1	0	1	1
01	×	×	1	0
11	×	×	1	1
10	×	×	1	1

Рисунок 3.49 – Карта Карно для отримання  $P_6$

Отримані вирази  $P_m = f(Q_n)$  дозволили синтезувати схему дешифратора семисегментного коду (рис. 3.51).

$Q_4Q_3 \backslash Q_2Q_1$	00	01	11	10
00	0	0	1	1
01	×	×	1	1
11	×	×	1	1
10	×	×	0	1

Рисунок 3.50 – Карта Карно для отримання  $P_7$

Наведений синтез дешифратора семисегментного коду наочно продемонстрував можливості використання дешифраторів. Так, дешифратори часто використовуються для схем цифрової індикації.

Для здійснення цифрової індикації, яка складається з декількох розрядів, необхідно використовувати стандартний схемотехнічний пристрій, який має набір регістрів зсуву, набір дешифраторів семисегментного коду, набір семисегментних індикаторів і обов'язково дешифратор вибору конкретного розряду (рис. 3.52).

Схема пристрою трирозрядної індикації містить 3 канали, кожний з яких відповідає за певний розряд (молодший – за розряд HL1, середній – за розряд HL2, старший – за розряд HL3). Кожний канал містить регістр зсуву, дешифратор семисегментного коду, семисегментний індикатор.

Управління каналами здійснюється паралельним способом – подачею відповідних сигналів на входи «+1» (інформаційний), «С» (синхронізуючий) і «R» (скидний), а для вибору конкретного каналу використовуються входи CS регістрів зсуву (CS – вибір кристала). Названі сигнали одночасно надходять на входи регістрів всіх каналів. Інформацію «+1» і «С» сприймає лише той регістр зсуву, на вхід CS якого надходить логічна одиниця.

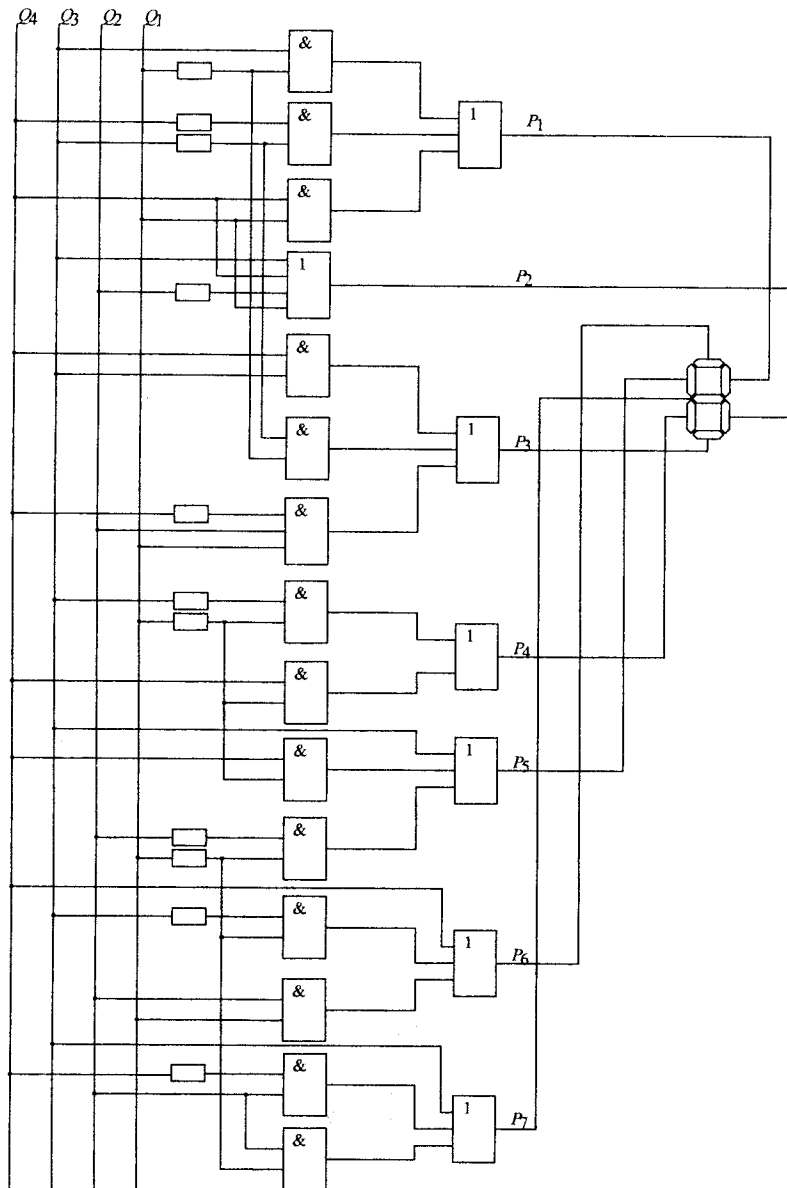


Рисунок 3.51 – Схема дешифратора семисегментного кода

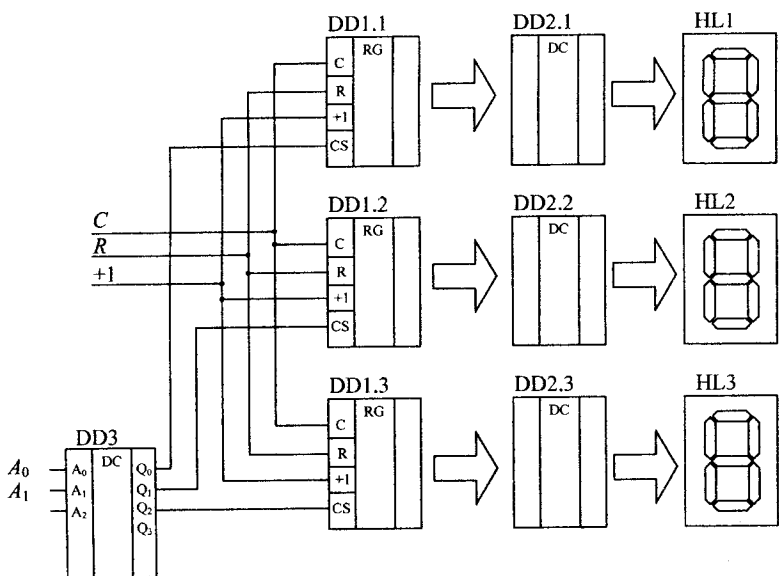


Рисунок 3.52 – Схема цифрової індикації

Для використання довільного вибору необхідного каналу в схемі (рис. 3.52) використовується дешифратор DD3. Приклад таблиці істинності такого дешифратора наведений у табл. 3.17.

При здійсненні індикації в безперервному режимі дешифратор DD3 повинний синхронно, в циклічному режимі, видавати дозвіл на почергове включення в роботу всіх каналів.

Таблиця 3.17 – Приклад таблиці істинності дешифратора вибору каналу індикації

$N$	$A_1$	$A_0$	Канал	$Q$
0	0	0	–	–
1	0	1	I (HL1)	$Q_0 = 1$
2	1	0	II (HL2)	$Q_1 = 1$
3	1	1	III (HL3)	$Q_2 = 1$



### 3.5.5. Суматор

Для виконання простих арифметичних дій з додавання у цифровій мікроелектроніці використовується така схема як суматор. Операція арифметичного додавання легко може бути виконана на основі логічних елементів функції що виключає «або». Часто таку функцію називають складання за модулем два.

Логічний вираз для цієї функції показано в табл. 3.4, а таблицю істинності – у табл. 3.2.

Суматор, як і інші комбінаційні схеми виготовляється в інтегральному виконанні.

Умовне позначення суматора наведено на рис. 3.53.

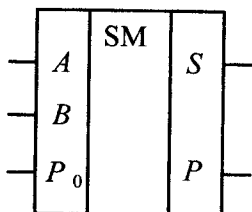


Рисунок 3.53 – Умовне позначення суматора

На рис. 3.53 використовуються такі позначення:

- $A, B$  – числа для додавання;
- $S$  – сума;
- $P$  – перенесення у старший розряд після додавання;
- $P_0$  – перенос з молодшого розряду.

Для формування уявлення про принципи функціонування суматора, доцільно розглянути його схему на логічних елементах. Така схема зображена на рис. 3.54. Дана комбінаційна схема дозволяє просумувати числа  $A$  і  $B$ , отриману суму  $S$  скорегувати відносно перенесення з більш молодшого розряду  $P_0$ , а також сформувати перенесення  $P$ .

Розглянута схема суматора дозволяє побудувати  $n$ -розрядний суматор. Схема  $n$ -розрядного суматора наведена на рис. 3.55.

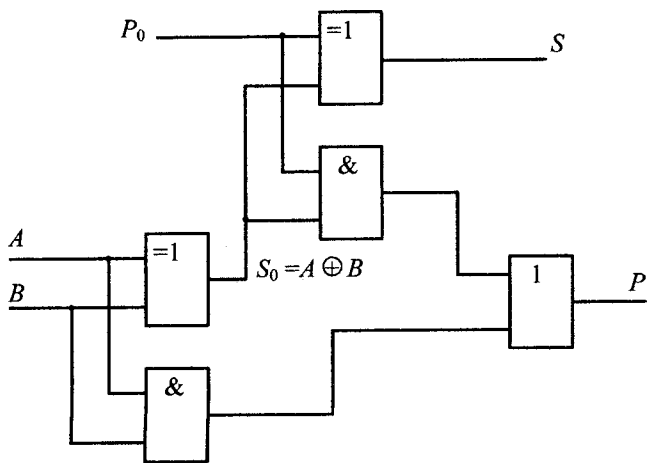


Рисунок 3.54 – Схема суматора на логічних елементах

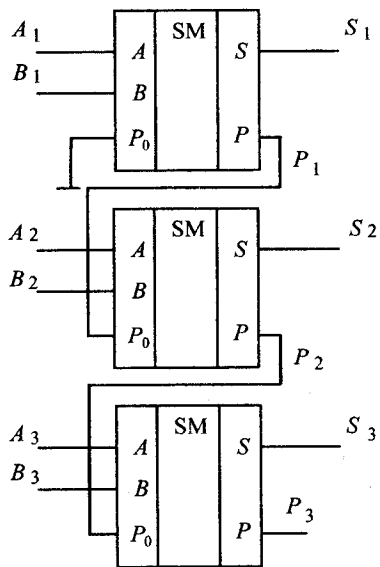


Рисунок 3.55 – Схема суматора на логічних елементах

### 3.5.6. Компаратор

Цифровий компаратор – це електронний пристрій, який порівнює два числа в двійковій або в двійково-десятковій системі числення. При цьому визначається чи є перше число меншим, більшим або таким, що дорівнює другому числу. Аналоговим еквівалентом цифрового компаратора є компаратор напруги.

Таблиця істинності для однорозрядного компаратора наведена в табл. 3.18, а аналітичні вирази функцій мають наступний вигляд:

$$F(X_1 > X_2) = X_1 \cdot \bar{X}_2 = X_1 \cdot (\bar{X}_1 + \bar{X}_2) = X_1 \cdot \overline{X_1 \cdot X_2};$$

$$F(X_1 < X_2) = \bar{X}_1 \cdot X_2 = X_2 \cdot (\bar{X}_1 + \bar{X}_2) = X_2 \cdot \overline{X_1 \cdot X_2};$$

$$F(X_1 = X_2) = \overline{\bar{X}_1 \cdot X_2 \cdot X_1 \cdot \bar{X}_2} = (X_1 + \bar{X}_2) \cdot (\bar{X}_1 + X_2) = X_1 X_2 \cdot \bar{X}_1 \bar{X}_2.$$

Наведені формули і таблиця істинності для цифрового компаратора дозволяють побудувати схему однорозрядного компаратора (рис. 3.56).

Таблиця 3.18 – Таблиця істинності цифрового компаратора

$X_1$	$X_2$	$F(X_1 > X_2)$	$F(X_1 = X_2)$	$F(X_1 < X_2)$
0	0	0	1	0
0	1	0	0	1
1	0	1	0	0
1	1	0	1	0

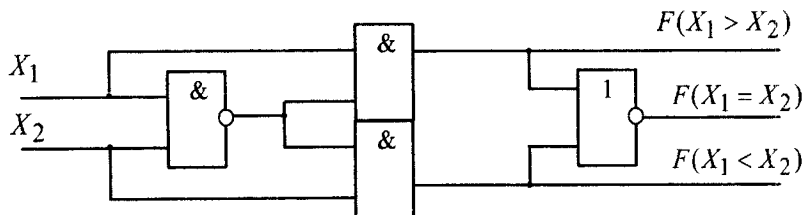


Рисунок 3.56 – Схема однорозрядного компаратора

### 3.6. Послідовнісні логічні схеми

#### 3.6.1. Тригери. *RS-, D-, T-, JK-тригери. Призначення. Синтез*

Тригер – це схемотехнічний пристрій, призначений для приймання, зберігання та видачі однорозрядної двійкової інформації. Цей пристрій є автоматом з пам'яттю – його вихідний стан залежить не тільки від комбінації вхідних сигналів, але і від попереднього вихідного стану пристрою.

Тригер – це пристрій, який призначений для стійкого зберігання одного біта інформації і який являє собою найпростішу чарунку пам'яті.

Відзначимо, що це більш складний і довершений пристрій, ніж логічний елемент, але його можна побудувати на логічних елементах.

Класифікація тригерів проводиться за деякими напрямками. Їх поділяють залежно:

- від управління:
  - на асинхронні;
  - синхронні;
- від структури:
  - на одноступеневі;
  - двоступеневі;
- від призначення:
  - на тригери пам'яті;
  - тригери затримки;
  - тригери відліку;
  - універсальні;
- від принципу функціонування:
  - на *RS*-тригери;
  - D*-тригери;
  - T*-тригери;
  - JK*-тригери.

Розглянемо правила функціонування асинхронного *RS*-тригера. Його умовне позначення має вигляд, наведений на рис. 3.57.

Призначення виводів таке:

*S*, *R* – входи; *S* (set) – встановлювальний вхід; подача керуючого сигналу на даний вивід приводить до

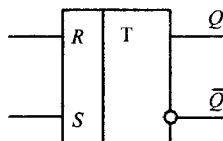


Рисунок 3.57 – Умовне позначення асинхронного *RS*-тригера

установлення одиничного стану на виході тригера;  $R$  (reset) – скидний вхід; подача керуючого сигналу на даний вивід приводить до установлення нульового вихідного стану тригера;

$Q, \bar{Q}$  – прямий та інверсний виходи тригера відповідно;

$T$  – позначення, яке показує, що тригер є одноступеневим.

Таблиця істинності, яка демонструє принципи функціонування асинхронного  $RS$ -тригера, наведена у табл. 3.19.

Таблиця 3.19 – Таблиця істинності для асинхронного  $RS$ -тригера

$S$	$R$	$Q_{n-1}$	$Q_n$	Режим
0	0	0	×	Індиферентна комбінація
0	0	1	×	
0	1	0	1	Установлення «1»
0	1	1	1	
1	0	0	0	Установлення «0»
1	0	1	0	
1	1	0	0	Зберігання
1	1	1	1	

З цієї таблиці видно, що  $RS$ -тригер має три режими:

- установлення «1»;
- установлення «0»;
- зберігання.

Четвертий режим зайвий, тому що його комбінація визначається як індиферентна.

Будь-який більш складний пристрій завжди можна побудувати на більш простих. Схема асинхронного  $RS$ -тригера на логічних елементах «і-ні» наведена на рис. 3.58.

При синтезі асинхронного  $RS$ -тригера використовується карта Карно на 8 клітинок. В карту вписувались дані з таблиці істинності (табл. 3.29), а сама карта подана на рис. 3.59. З карти Карно видно, що

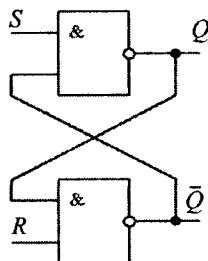


Рисунок 3.58 – Схема асинхронного  $RS$ -тригера на логічних елементах «і-ні»

вихідний стан асинхронного  $RS$ -тригера при індіферентній комбінації є одиничним, а функція перетворення має вигляд

$$Q_n = \overline{\overline{S} + RQ_{n-1}} = \overline{S \cdot RQ_{n-1}},$$

що відповідає функціонуванню схеми з рис. 3.58.

На рис. 3.60 показана часова діаграма роботи даного тригера, з якої випливає, що його стан встановлюється з затримкою відносно часу зміни встановлювальних сигналів на вході. Середня затримка встановлювального сигналу на кожному логічному елементі дорівнює  $\tau_{\text{сер}}$ . Оскільки сигнал проходить два послідовно включені логічні елементи, то затримка у виконанні команди складає  $2\tau_{\text{сер}}$ , і тривалість встановлювальних сигналів  $S$  і  $R$  повинна бути не менше  $2\tau_{\text{сер}}$ .

$RQ_{n-1}$		00	01	11	10
$S$	0	×	×	1	1
	1	0	0	1	0

Рисунок 3.59 – Карта Карно при синтезі  $RS$ -тригера

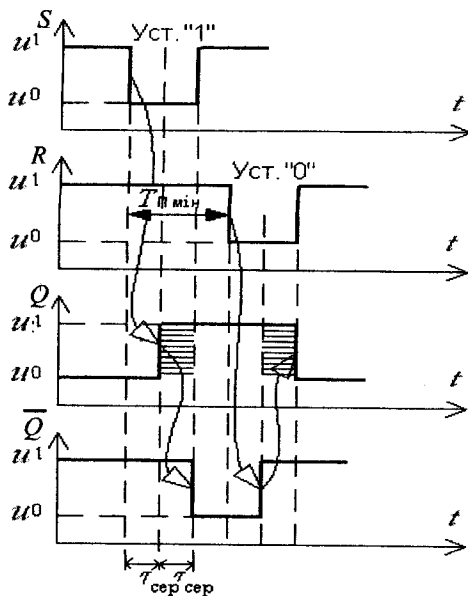


Рисунок 3.60 – Часова діаграма роботи асинхронного  $RS$ -тригера

Асинхронний  $RS$ -тригер є базовим вузлом в цифровій мікроелектроніці, але через його недоліки в практиці значно частіше використовують більш складні схемні рішення. Одним з таких є одноступеневий синхронний  $RS$ -тригер, який має додатковий синхронізуючий (тактуючий)  $C$ -вхід. Умовне позначення синхронного  $RS$ -тригера, а також його схему на логічних елементах «і-ні» надані на рис. 3.61.

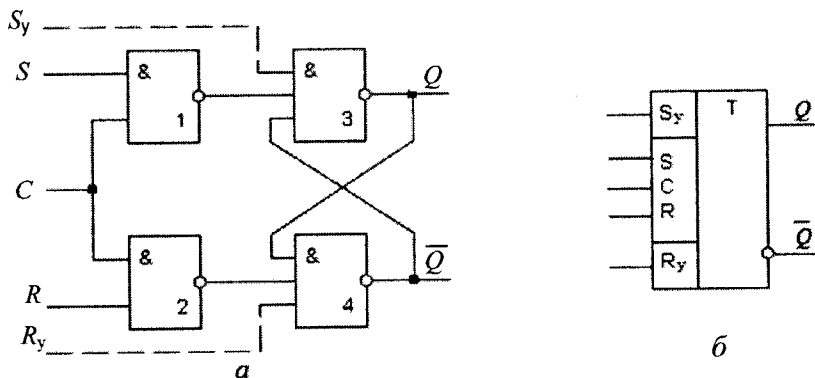


Рисунок 3.61 – Синхронний  $RS$ -тригер:  
 а – схема на логічних елементах «і-ні»; б – умовне позначення

З рис. 3.61 видно, що логічні елементи 3, 4 являють собою асинхронний  $RS$ -тригер, елементи 1, 2 складають схему управління. Логіка функціонування синхронного  $RS$ -тригера наведена у табл. 3.30.

З табл. 30 виходить, що при нульовому синхронізуючому сигналі на виході елементів 1, 2 з'являються логічні одиниці, що призводить до незмінності вихідних сигналів синхронного  $RS$ -тригера, тобто для асинхронного  $RS$ -тригера вхідна комбінація з логічних одиниць відповідає режиму зберігання. Вихідний стан синхронного  $RS$ -тригера також не зміниться при  $C = 1, S = R = 0$ . В інших випадках при  $C = 1$  схема управління на логічних елементах 1, 2 працює як інвертор, а вихідний стан синхронного  $RS$ -тригера відповідає режимам «Установлення 0» або «1».

Випадок  $S = R = C = 1$  є індиферентною комбінацією, після якої тригер переходить в непередбачений режим.

Таблиця 3.30 – Таблиця істинності для синхронного RS-тригера

$C$	$S$	$R$	$Q_{n-1}$	$Q_n$	Режим
0	0	0	0	0	Зберігання
0	0	0	1	1	
0	0	1	0	0	
0	0	1	1	1	
0	1	0	0	0	
0	1	0	1	1	
0	1	1	0	0	
0	1	1	1	1	
1	0	0	0	0	
1	0	0	1	1	Зберігання
1	0	1	0	0	Установлення «0»
1	0	1	1	0	
1	1	0	0	1	Установлення «1»
1	1	0	1	1	
1	1	1	0	×	Індиферентна комбінація
1	1	1	1	×	

Часові діаграми роботи синхронного RS-тригера наведено на рис. 3.62, з якого виходить, що мінімально можлива тривалість синхронізуючого імпульсу становить  $t_{\text{мін}} = 3\tau_{\text{сер}}$ , мінімальний період повторення

$$T_{\text{мін}} = 4\tau_{\text{сер}}, \text{ а максимальна частота повторення сигналів - } f_{\text{макс}} = \frac{1}{4\tau_{\text{сер}}}.$$

Необхідно відзначити, що принциповою особливістю розглянутих RS-тригерів є те, що вони управляються сигналами певного рівня та тривалості і переключаються по фронту імпульсу  $C$ . Зміна установочних сигналів повинна відбуватись в паузах між синхронізуючими імпульсами.

*Синхронні двоступеневі RS-тригери.* Схема такого тригера, яка виконана на логічних елементах «і-ні», а також її умовне позначення, наведені на рис. 3.63. Двоступеневий тригер складається з двох одноступеневих синхронних RS-тригерів. Перший ступінь виконаний на логічних елементах 1–4, другий – на елементах 5–8. У кожному ступені присутні асинхронні RS-тригери: логічні елементи 3, 4 в першому ступені, елементи 7, 8 у другому.



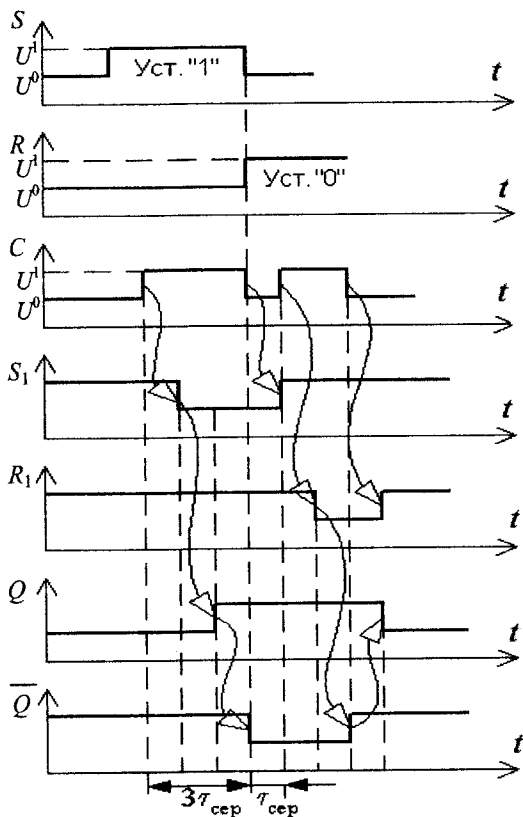


Рисунок 3.62 – Часова діаграма роботи синхронного RS-тригера

Двоступеневий RS-тригер має заборонювальні зв'язки, які виводяться з логічних елементів 1 і 2 (рис. 3.63) і заводяться на вхід елементів 5 і 6. Заборонювальні зв'язки забезпечують можливість роботи по фронту та зрізу вхідних синхроімпулсів.

У паузах між синхроімпулсами ( $C = 0$ ) відбувається режим зберігання інформації в останньому ступені тригера. Такий стан тригера забезпечується також при подачі на його вхід сигналів  $S = R = 0$  незалежно від стану входу  $C$ . По фронту синхроімпулсу  $C$  інформація з установлювальних

входів  $S$ ,  $R$  записується в перший ступінь; другий ступінь при цьому блокуваний одним з заборонювальних зв'язків. При зрізі синхроімпульсу  $C$  перший ступінь блокується, на виходах елементів 1 і 2 встановлюється логічна одиниця, яка дозволяє виконати перезапис інформації з першого ступеня (вихід елементів 3, 4) до другого (вихід елементів 7, 8).

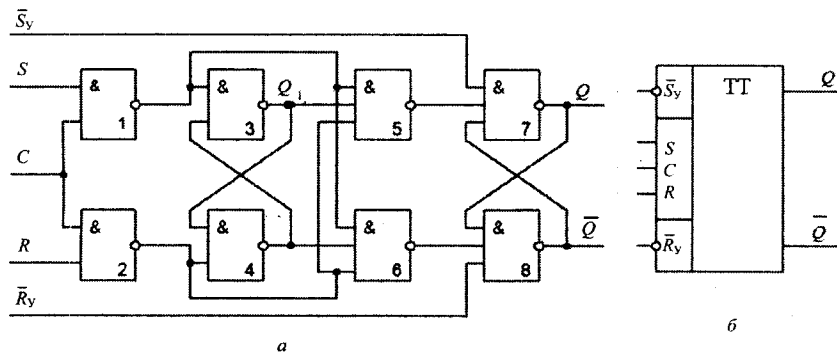


Рисунок 3.63 – Двоступеневий  $RS$ -тригер:  
 а – схема на логічних елементах «і-ні»; б – умовне позначення

На запис інформації в перший ступінь потрібний час  $t_1 = 3\tau_{\text{сер}}$ , де  $\tau_{\text{сер}}$  – середня затримка на одному логічному елементі. Запис інформації в другий ступінь відбувається за час  $t_2 = 4\tau_{\text{сер}}$ . При цьому один проміжок  $\tau_{\text{сер}}$  відводиться на закривання логічних елементів 1 або 2. Звідси виходить, що мінімально допустима тривалість синхроімпульсу становить  $t_{\text{імін}} = 3\tau_{\text{сер}}$ , мінімальна тривалість періоду повторення синхроімпульсів –

$$T_{\text{пмін}} = 7\tau_{\text{сер}}, \text{ максимальна частота переключення} - f_{\text{макс}} = \frac{1}{7\tau_{\text{сер}}}.$$

*D-тригер.* Тепер розглянемо принципово інший тригер – тригер затримки,  $D$ -тригер.

Схема  $D$ -тригера наведена на рис. 3.64, а алгоритм функціонування можна описати таблицею істинності (табл. 3.31).

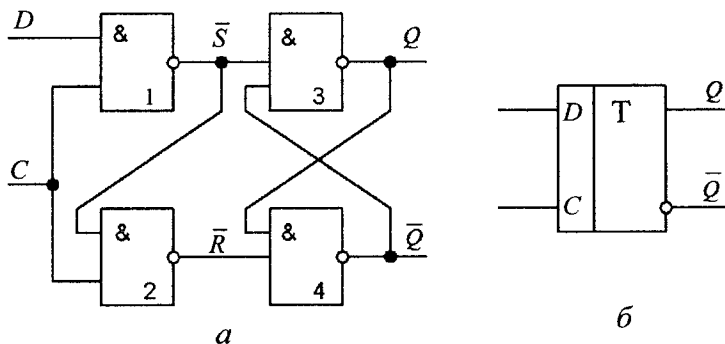


Рисунок 3.64 –  $D$ -тригер:  
*a* – схема; *б* – умовне позначення

Таблиця 3.31 – Таблиця істинності для  $D$ -тригера

$C$	$D$	$Q_{n-1}$	$Q_n$	$S$	$R$
0	0	0	0	1	×
0	0	1	1	×	1
0	1	0	0	1	×
0	1	1	1	×	1
1	0	0	0	1	×
1	0	1	0	1	0
1	1	0	1	0	1
1	1	1	1	×	1

Стан на виході  $Q$  цього тригера встановлюється в залежності від сигналу на вході  $D$  при надходженні синхроімпульсу  $C$ . При відсутності синхроімпульсу вихідний стан тригера не змінюється. Таким чином  $D$ -тригер виконує функцію затримки інформації на один такт.

$D$ -тригер складається з чарунки пам'яті ( $RS$ -тригер) і схеми управління, яка забезпечує логіку функціонування  $Q_n = D_{n-1}$ .

Для синтезу  $D$ -тригера використаємо таблицю істинності та методику побудови функцій  $S$  і  $R$  на базі карт Карно.

Побудуємо карту Карно для функції  $S$  (рис. 3.65). За картою Карно визначимо функцію  $S$  і перетворимо її до вигляду, зручному для реалізації на логічних елементах «і-ні»:  $S = \overline{\overline{C + D}} = \overline{C \cdot D}$ .

Побудуємо карту Карно для функції  $R$  (рис. 3.66).

$C \backslash DQ_{r-1}$	00	01	11	10
0	1	x	x	1
1	1	1	x	0

Рисунок 3.65 – Карта Карно для  $S$

$C \backslash DQ_{r-1}$	00	01	11	10
0	x	1	1	x
1	x	0	1	1

Рисунок 3.66 – Карта Карно для  $R$

За картою Карно (рис. 3.66) визначимо функцію  $R$  і перетворимо її до вигляду, зручному для реалізації на логічних елементах «і-ні»:

$$R = \overline{\overline{C + D}} = \overline{C \cdot \overline{D}} = \overline{C \cdot \overline{C \cdot D}} = \overline{C \cdot \overline{S}}$$

Схема управління, яка реалізує отримані функції  $S$  і  $R$ , якраз і має вигляд, наведений на рис. 3.64.

Якщо схему управління синхронного двоступеневого  $RS$ -тригера замінити на синхронізовану схему управління (логічні елементи 1, 2 на рис. 3.64), то отримаємо двоступеневий  $D$ -тригер (рис. 3.67).

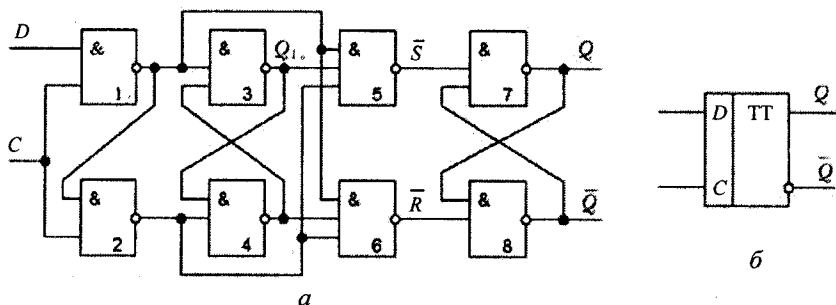


Рисунок 3.67 – Двоступеневий  $D$ -тригер:  
а – схема; б – умовне позначення

По фронту синхроімпульсу  $C_n$  інформація про стан входу  $D$  записується в перший ступінь  $Q_{1n}$ , а по зрізу синхроімпульсу  $C_n$  в другий ступінь  $Q_n$ .

*T-тригер*. Це тригер з одним інформаційним входом  $T$ . Вихідний стан цього тригера змінюється на протилежний з кожним новим синхроімпульсом, тобто тригер веде підрахунок вхідних сигналів з модулем лічби, що дорівнює 2.

Виконаємо синтез схеми управління для  $T$ -тригера, чарункою пам'яті якого є  $RS$ -тригер, який виконаний на логічних елементах «і-ні» (рис. 3.68)

Для виконання синтезу складемо таблицю переходів для  $T$ -тригера (табл. 3.32).

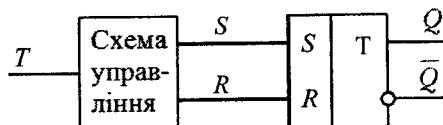


Рисунок 3.68 – Структурна схема  $T$ -тригера

Таблиця 3.32 – Таблиця переходів для  $T$ -тригера

№ комбінації	$T$	$Q_{n-1}$	$Q_n$	$S$	$R$
0	0	0	0	1	×
1	0	1	1	×	1
2	1	0	1	0	1
3	1	1	0	1	0

Побудуємо карту Карно для функції  $S$  (рис. 3.69), на основі якої запишемо вираз для функції  $S$  і перетворимо її до вигляду, зручному для реалізації на логічних елементах «і-ні»:

$$S = \overline{\overline{T + Q_{n-1}}} = \overline{\overline{T} \cdot \overline{Q_{n-1}}}$$

Побудуємо карту Карно для функції  $R$  (рис. 3.70), за якою визначимо функцію  $R$ :

$$R = \overline{\overline{\overline{T + Q_{n-1}}}} = \overline{\overline{T} \cdot \overline{Q_{n-1}}}$$

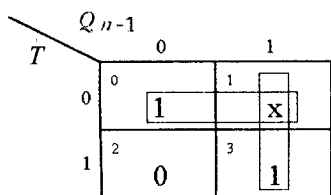


Рисунок 3.69 – Карта Карно для  $S$

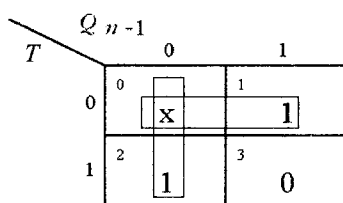


Рисунок 3.70 – Карта Карно для функції  $R$

Схема управління, яка реалізує функції  $S$  і  $R$ , що були отримані при синтезі  $T$ -тригера, наведена на рис. 3.71. Необхідно відзначити що ця схема буде функціонувати як  $T$ -тригер тільки у випадку, якщо протяжність імпульсів, які подаються на вхід  $T$ , буде суворо відповідати часу внутрішньої затримки схеми (рис. 3.71) і дорівнюватиме  $3\tau_{\text{сер}}$ . Тобто необхідно виконати умову  $\tau_{\text{вх}} = 3\tau_{\text{сер}}$ .

Якщо  $\tau_{\text{вх}}$  перевищить  $3\tau_{\text{сер}}$ , то виникне самозбудження схеми і після закінчення вхідного сигналу стан тригера буде невизначеним. При  $\tau_{\text{вх}} < 3\tau_{\text{сер}}$  тригер не встигає встановитись до закінчення вхідного імпульсу, що також призводить до невизначеного стану. Забезпечити умови функціонування такого тригера практично неможливо, тому така схема неприцездатна.

Схему можна зробити працездатною, якщо виконати перехід до дво-ступеневого  $T$ -тригера.

Схему  $T$ -тригера і часові діаграми роботи наведено на рис. 3.72.

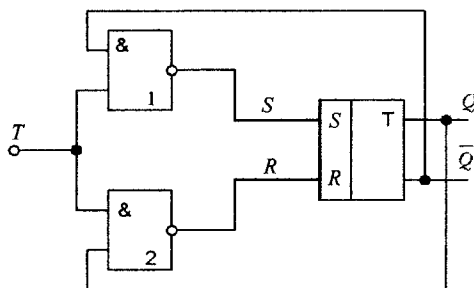


Рисунок 3.71 – Схема  $T$ -тригера

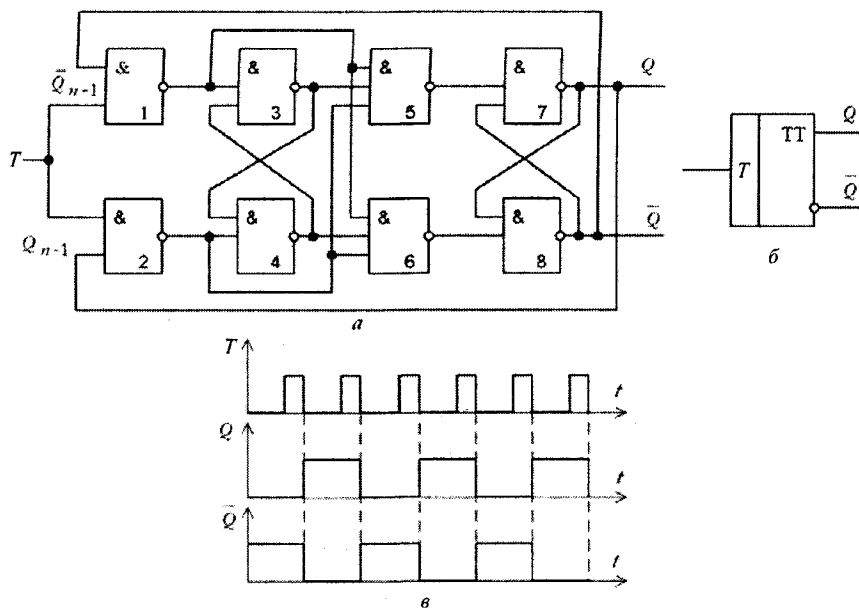


Рисунок 3.72 – Двоступеневий  $T$ -тригер:  
 а – схема; б – умовне позначення; в – часові діаграми роботи

Завдяки наявності зворотних зв'язків виконуються умови функціонування  $T$ -тригера. Запис інформації в перший ступінь тригера відбувається по фронту синхронізуючого імпульсу  $T$ , а в другий ступінь – по його зрізу.

Відзначимо, що  $T$ -тригер може бути реалізований також на базі інших тригерів.

Схема  $T$ -тригера, виконаного на основі двоступеневого  $D$ -тригера, наведена на рис. 3.73.

На цьому рисунку інверсний вихід  $D$ -тригера з'єднаний з входом  $D$ , а рахункові імпульси подаються на вхід синхронізації  $C$ .

Оскільки логіка функціонування  $D$ -тригера описується рівністю

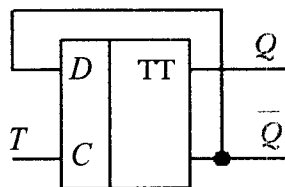


Рисунок 3.73 –  $T$ -тригер на основі  $D$ -тригера

$Q_n = D_{n-1}$ , а  $D_{n-1} = \overline{Q}_{n-1}$  (рис. 3.73), то маємо  $Q_n = \overline{Q}_{n-1}$ , що відповідає логіці функціонування  $T$ -тригера.

*JK-тригер.*  $JK$ -тригер має, подібно до  $RS$ -тригера, два інформаційних входи ( $J$  і  $K$ ), а також два виходи ( $Q$  і  $\overline{Q}$ ). Це універсальний тригер, на основі якого можна отримати  $RS$ -тригер,  $T$ -тригер і  $D$ -тригер.

При роздільному управлінні  $JK = 0$ , тобто при  $J = 0, K = 1$  або  $J = 1, K = 0$ , або  $J = 0, K = 0$  тригер функціонує як  $RS$ -тригер. При цьому входу  $J$  відповідає вхід  $S$ , а входу  $K$  – вхід  $R$ .

У режимі об'єднаних входів  $JK = 1$ , тобто  $J = K = 1$ , тригер функціонує як  $T$ -тригер.

За допомогою певної схемної реалізації з  $JK$ -тригера можна легко отримати  $D$ -тригер.

#### Методика синтезу $JK$ -тригера.

Виконаємо синтез  $JK$ -тригера на основі двоступеневого  $RS$ -тригера. Для цього складемо таблицю переходів  $RS$ -тригера (табл. 3.33).

Таблиця 3.33 – Таблиця переходів  $RS$ -тригера для синтезу  $JK$ -тригера

№ комбінації	$J$	$K$	$Q_{n-1}$	$Q_n$	$S$	$R$
0	0	0	0	0	1	×
1	0	0	1	1	×	1
2	0	1	0	0	1	×
3	0	1	1	0	1	0
4	1	0	0	1	0	1
5	1	0	1	1	×	1
6	1	1	0	1	0	1
7	1	1	1	0	1	0

За допомогою цієї таблиці побудуємо карту Карно для функції  $Q_n$  (рис. 3.74).

На основі карти Карно (рис. 3.74) запишемо вихідну функцію, а іншими словами, формулу функціонування  $JK$ -тригера

$$Q_n = J \cdot \overline{Q}_{n-1} + \overline{K} \cdot Q_{n-1}$$



$J \backslash KQ_{n-1}$		00	01	11	10
		0	1	3	2
0	0	1	0	0	
1	4	5	7	6	
	1	1	0	1	

Рисунок 3.74 – Карта Карно для JK-тригера

Побудуємо карти Карно для функцій  $S$  і  $R$  (рис. 3.75, а, б)

$J \backslash KQ_{n-1}$		00	01	11	10
		0	1	3	2
0	1	x	1	1	
1	4	5	7	6	
	0	x	1	0	

а

$J \backslash KQ_{n-1}$		00	01	11	10
		0	1	3	2
0	x	1	0	x	
1	4	5	7	6	
	1	1	0	1	

б

Рисунок 3.75 – Карти Карно:  
а – для  $S$ ; б – для  $R$





На основі карт Карно запишемо вирази для логічних функцій:

$$S = \overline{\overline{J} + \overline{Q_{n-1}}} = \overline{J \cdot \overline{Q_{n-1}}}$$

$$R = \overline{\overline{K} + \overline{Q_{n-1}}} = \overline{K \cdot \overline{Q_{n-1}}}$$

Схема, яка реалізує ці функції, наведена на рис. 3.76.

При роздільному управлінні порядок функціонування тригера такий. Нехай, наприклад, стан тригера  $Q = 0$  і на його входи подані сигнали  $J = 1$ ,

$K = 0$ . По фронту синхроімпульсу  $C$   тригер управління (1-й ступень (елементи 3-4) переключасться з нульового стану  $Q_1 = 0$  в одиничний  $Q_1 = 1$ . По зрізу імпульсу  $C$   в такий же стан встановлюється тригер пам'яті (елементи 7-8)  $Q = 1$ . Повторна подача сигналів  $J = 1$ ,  $K = 0$  і  $C = 1$  не викликає зміни встановленого стану. Під дією сигналів  $J = 0$ ,  $K = 1$  по фронту  і зрізу  синхроімпульсу  $C$  послідовно встановлюється в нульовий стан тригер управління і тригер пам'яті.

При об'єднанні входів  $JK = 1$  даний тригер перетворюється в  $T$ -тригер. Це безпосередньо впливає з формули функціонування  $JK$ -тригера. Якщо в цю формулу підставити  $J = 1$ ,  $K = 1$ , отримаємо формулу функціонування  $T$ -тригера

$$Q_n = \bar{Q}_{n-1}$$

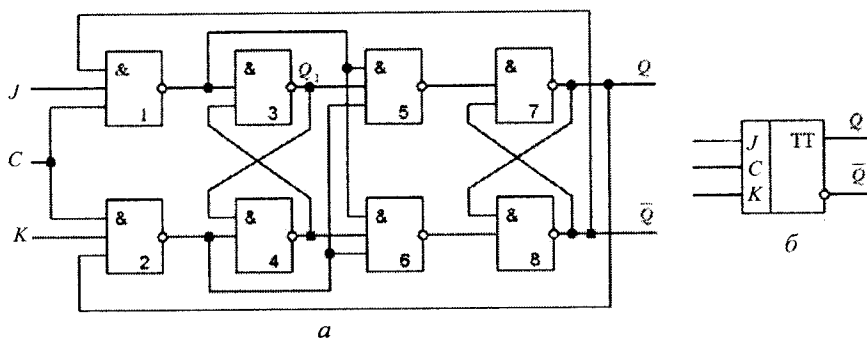


Рисунок 3.76 –  $JK$ - тригер:  
 а – схема; б – умовне позначення

Якщо вхід  $J$  з'єднати через інвертор з входом  $K$ , то з  $JK$ -тригера отримаємо  $D$ -тригер (рис. 3.77). В цьому можна впевнитись, якщо підставити в формулу функціонування  $JK$ -тригера

$$J_n = D_{n-1}, \quad K_n = \bar{D}_{n-1}$$

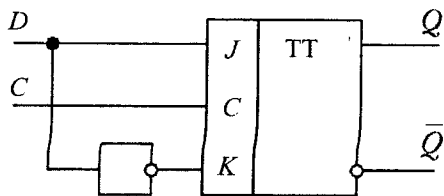


Рисунок 3.77 –  $D$ -тригер на базі  $JK$ -тригера

При цьому отримаємо формулу функціонування  $D$ -тригера

$$Q_n = D_{n-1}.$$

### 3.6.2. Регістри. Регістри пам'яті та зсуву

Регістр – це електронний схемотехнічний пристрій, призначений для приймання, зберігання, опрацювання та видачі багаторозрядної двійкової інформації. Всі регістри будуються на базі більш простих електронних елементів – тригерів. Найбільш розповсюдженими тригерами для побудови регістрів є  $D$ -тригери або інші тригери в режимі  $D$ -тригерів.

Щодо класифікації всіх регістрів, то вони поділяються на такі:

- паралельного запису;
- зсуву (вправо, вліво);
- універсальні.

Умовне позначення регістра подане на рис. 3.78.

На цьому рисунку використані такі позначення:  $A_0 \div A_7$  – входи регістра для приймання паралельної інформації;  $CS$  – вибір мікросхеми, одиничний рівень сигналу активізує регістр;  $C$  – синхровхід, необхідний для приймання тактових імпульсів;  $R$  – скидання в початкове положення;  $V_1$  – вхід управління, одиниця на даному вході переводить регістр в режим зсуву вправо;

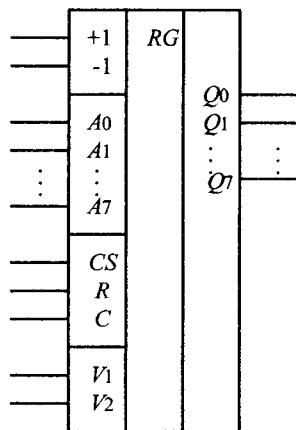


Рисунок 3.78 – Умовне позначення регістра

$V_2$  – вхід управління, одиниця на даному вході переводить регістр в режим зсуву вліво;  $Q_0 \div Q_7$  – виходи регістра.

Схема регістра паралельного запису, яка виконана на  $D$ -тригерах, наведена на рис. 3.79.

Реалізація регістра паралельного запису на  $RS$ -тригерах зображена на рис. 3.80. Цей регістр побудований на базі синхронних двоступеневих  $RS$ -тригерів. Для такого виконання необхідно мати прямий та інверсний стани інформаційних входів.

Схема регістра паралельного запису на основі асинхронних  $RS$ -тригерів подана на рис. 3.81. Дана схема вміщує два кола синхронізації.

Подачею імпульсу на вхід  $C$  інформація з входу  $A$  паралельним чином записується в регістр і зберігається на прямих виходах асинхронних  $RS$ -тригерів.

Для видачі цієї інформації необхідно подати дозвільну логічну одиницю на вхід  $C_1$ .

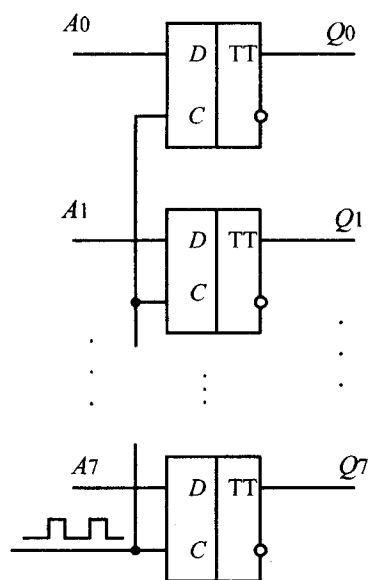


Рисунок 3.79 – Регістр паралельного запису на  $D$ -тригерах

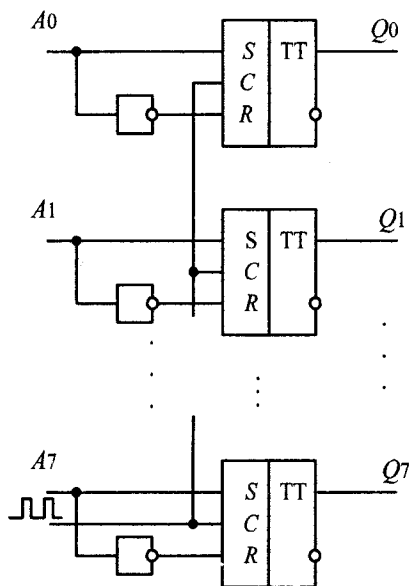


Рисунок 3.80 – Регістр паралельного запису на синхронних  $RS$ -тригерах

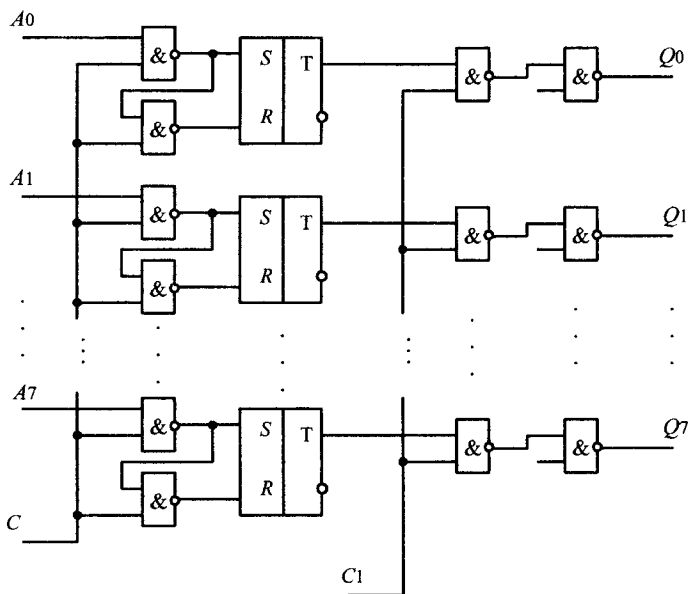


Рисунок 3.81 – Регістр паралельного запису на асинхронних RS-тригерах

Регістр зсуву – це схемотехнічний пристрій, призначений для виконання зсуву вправо (вліво) деякої вихідної інформації. Регістр зсуву фактично є перетворювачем послідовного коду в паралельний, а крім того, він є найпростішим обчислювальним пристроєм.

Схема регістру зсуву на *D*-тригерах наведена на рис. 3.82.

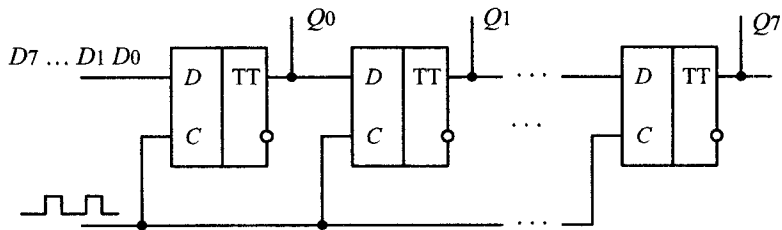


Рисунок 3.82 – Регістр зсуву на *D*-тригерах

У такого регістра вихід попереднього тригера заводитьься на вхід наступного. Прямокутні імпульси на вході  $C$  безпосередньо реалізують зсув вихідної інформації.

Схема регістра зсуву на  $JK$ -тригерах подана на рис. 3.83. Даний регістр реалізований на  $JK$ -тригерах з умовою, що перший тригер функціонує як  $D$ -тригер, а всі інші діють як двоступеневі  $RS$ -тригери.

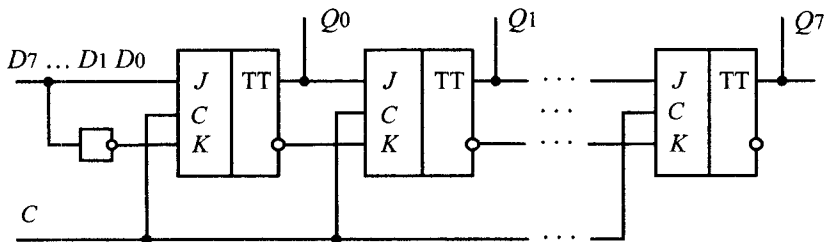


Рисунок 3.83 – Регістр зсуву на  $JK$ -тригерах

Розглянемо універсальний регістр. Даний регістр виконує всі можливі операції: паралельний запис інформації, перетворення послідовного коду в паралельний, паралельного – в послідовний, зсув вліво, зсув вправо залежно від стану сигналів управління  $V_1$ ,  $V_2$  (див. рис. 3.78). Кожний конкретний регістр (конкретний тип чи марка) має свою таблицю істинності сигналів управління. Приблизний вигляд таблиці істинності сигналів управління універсального регістра наведено в табл. 3.34, а структурну схему – на рис. 3.84.

Принципова схема універсального регістра K155ИР13 зображена на рис. 3.85.

Таблиця 3.34 – Таблиця переходів для Т-тригера

$V_1$	0	0	1	1
$V_2$	0	1	0	1
Режим	Зберігання	Зсув вправо	Зсув вліво	Паралельний запис

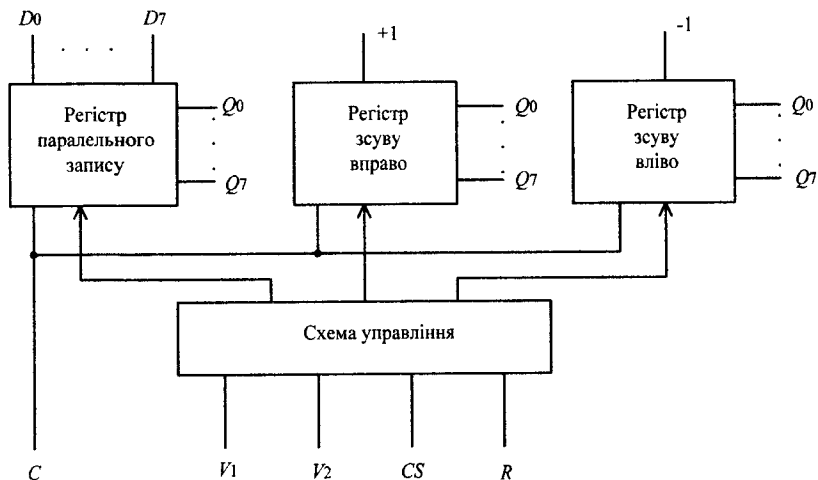


Рисунок 3.84 – Структурна схема універсального регістра

Він складається з восьми тригерів, логічної схеми, яка забезпечує паралельний і послідовний запис інформації, логічної схеми встановлення заданого режиму роботи. Має входи послідовного введення інформації при зсуві вправо  $D_R$  і при зсуві вліво  $D_L$ , вісім входів паралельного введення інформації  $D_0 \div D_7$ , тактовий вхід  $C$ , входи управління  $S_1$  і  $S_2$ , необхідні для вибору режиму роботи, вхід встановлення регістра в початковий стан  $R$  і вісім виходів розрядів  $Q_0 \div Q_7$ . Режими роботи регістра К155ІР13 наведено в табл. 3.35.

Установлення регістра в початковий стан виконується подачею на вхід  $R$  рівня логічного нуля, при цьому незалежно від стану входів на всіх виходах встановлюються логічні нулі.

У режимі послідовного введення інформації з зсувом вправо на вхід  $S_1$  подається рівень логічного «0», а на вхід  $S_0$  – рівень логічної «1». Інформація в послідовному коді надходить на інформаційний вхід  $D_R$ , безпосередньо зсув на один розряд вправо здійснюється синхронно при кожному фронті тактового імпульсу.

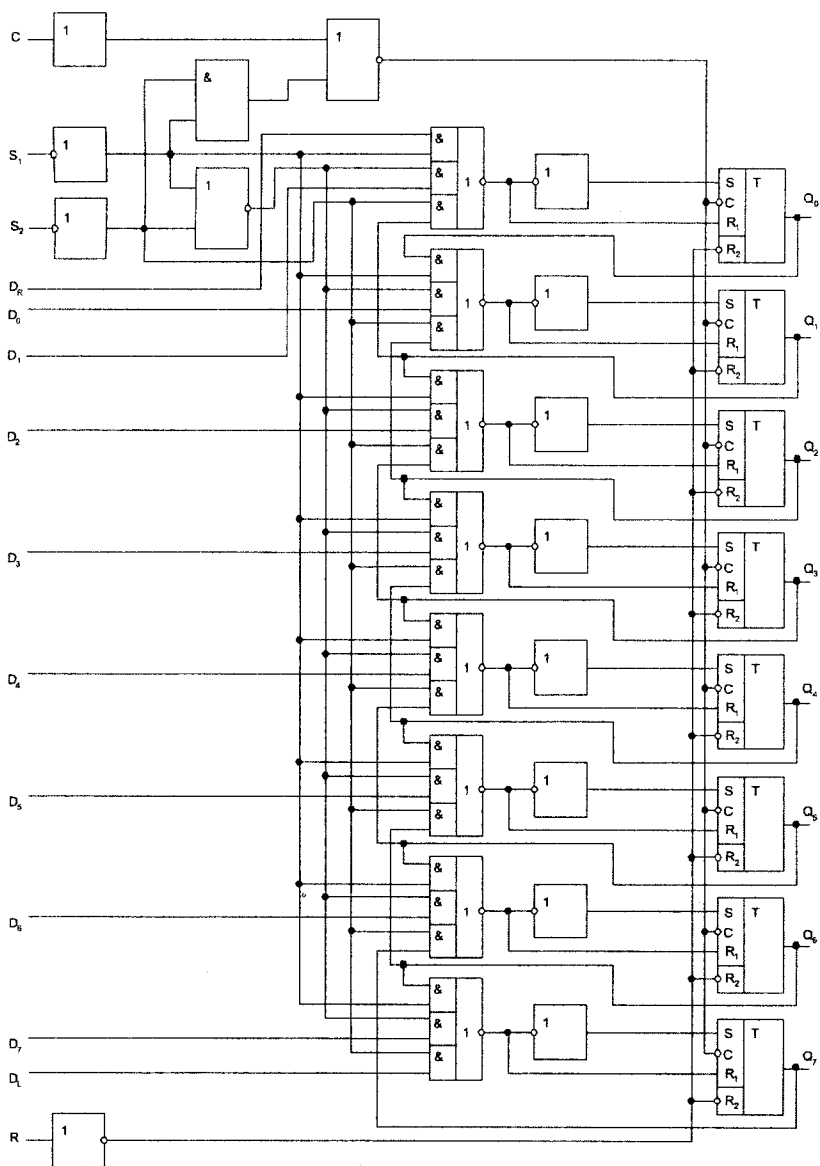


Рисунок 3.85 – Принципова схема регістра К155ІР13






У режимі послідовного введення інформації з зсувом вліво на вхід  $S_1$  подається рівень логічної «1», а на вхід  $S_0$  – рівень логічного «0». Інформація в послідовному коді подається на вхід  $D_L$ . Зсув вліво на один розряд здійснюється синхронно при кожному фронті тактового імпульсу.

При паралельному занесенні інформації на обидва установлювальних входи  $S_1$  і  $S_0$  подається рівень логічної «1». Це дозволяє здійснити проходження на входи тригерів тільки сигналів з інформаційних входів  $D_0 \div D_7$ . Інформація  $D_0 \div D_7$ , яка подана на входи у вигляді паралельного коду, з'являється на виході регістра синхронно з фронтом тактового імпульсу.

У режимі зберігання на входи  $S_1$  і  $S_0$  подаються рівні логічного «0». В цьому випадку синхронізуючі імпульси не пропускаються на входи тригерів всіх розрядів, і тригери не переключаються.

Таблиця 3.35 – Режим роботи регістра K155IP13

Режим роботи	$S_1$	$S_0$	$R$	$D_R$	$D_L$	$C$
Установлення в початковий стан	×	×	0	×	×	×
Зсув вправо	0	1	1	$D$	×	
Зсув вліво	1	0	1	×	$D$	
Паралельне введення інформації	1	1	1	×	×	
Зберігання	0	0	1	×	×	×

Зміну режимів роботи ( $S_1$  і  $S_0$ ) необхідно виконувати тільки тоді, коли тактовий імпульс перебуває у стані логічної «1». В цьому випадку на тактових входах тригерів встановлюється логічний «0», і тригери при зміні сигналів на входах  $S_1$  і  $S_0$  не переключаються. Вихідні стани розрядів регістра, залежно від стану установлювальних і інформаційних входів, визначаються за формулами

$$Q_0 = D_R S_1 + (S_1 + S_0) D_0 + \bar{S}_0 Q_1;$$

$$Q_1 = Q_0 S_1 + (S_1 + S_0) D_1 + \bar{S}_0 Q_2;$$

.....

$$Q_7 = Q_6 S_1 + (S_1 + S_0) D_7 + \bar{S}_0 Q_0.$$

Ці співвідношення дають можливість легко простежити проходження сигналів у регістрі за функціональною схемою.

### 3.6.3. Лічильники. Класифікація. Принцип функціонування

Лічильник – це схемотехнічний пристрій, призначений для виконання підрахунку послідовних імпульсів. Класифікація лічильників може бути здійснена за певними напрямками.

1. Виходячи зі способу управління:
  - на асинхронні;
  - синхронні.
2. За функціональністю – на лічильники:
  - додавання;
  - віднімання;
  - реверсивні.
3. Виходячи з модуля підрахунку, – на лічильники:
  - двійкові;
  - двійково-десяткові;
  - з довільним модулем.

Модуль підрахунку – це кількість стійких станів лічильника. Умовне позначення універсального лічильника показано на рис. 3.86.

Розглянемо побудову та принципи функціонування асинхронного двійкового лічильника. Такий лічильник реалізується на  $T$ -тригерах. Його схема наведена на рис. 3.87, а на рис. 3.88 показані часові діаграми, які демонструють роботу при надходженні на лічильник імпульсної послідовності типу меандру.

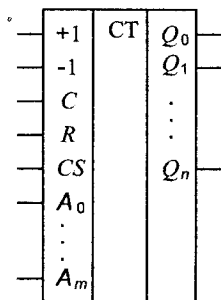


Рисунок 3.86 – Умовне позначення універсального лічильника

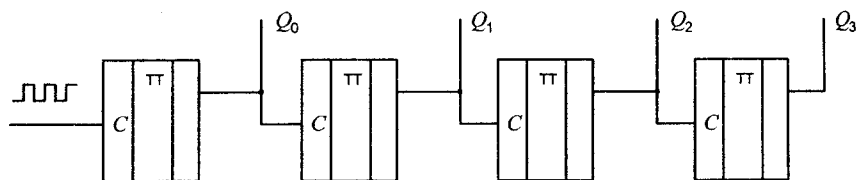


Рисунок 3.87 – Схема асинхронного двійкового лічильника

Даний лічильник є двійковим, оскільки модуль його підрахунку визначається виразом  $M = 2^n$ , де  $n$  – кількість двійкових розрядів. Модуль підрахунку цього лічильника дорівнює 16 і являє собою одну тетраду. Даний лічильник є асинхронним, оскільки вхідні імпульси наступного тригера є такими, що виходять з попереднього. Доречно будувати асинхронні двійкові лічильники на  $T$ -тригерах, оскільки у цих тригерів вихідний стан змінюється на протилежний при кожному новому вхідному імпульсі.

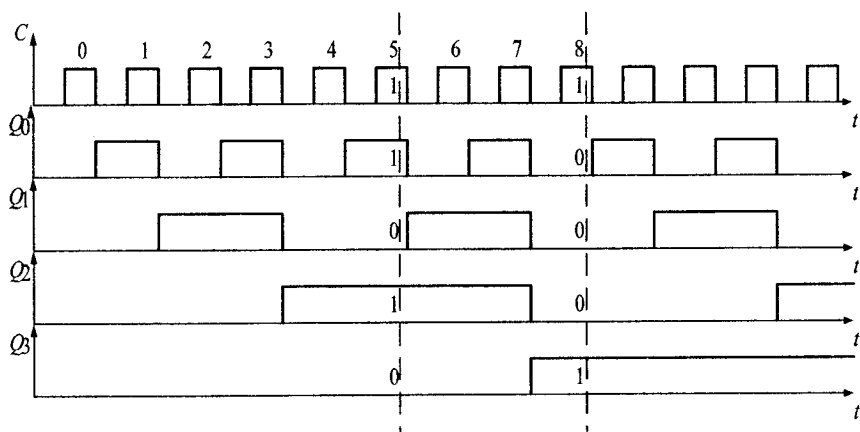


Рисунок 3.88 – Часові діаграми роботи асинхронного двійкового лічильника

Незважаючи на простоту і наочність схеми асинхронного лічильника на рис. 3.88, у нього є суттєві недоліки. Це, в першу чергу, затримка в установленні відповідного коду після приходу лічильного імпульсу. Якщо,

наприклад, всі чотири тригери в лічильнику знаходяться в стані «1», то черговий імпульс переверне перший тригер; зміна потенціалу на його виході призведе до перевертання другого тригера; вихідний сигнал другого тригера в свою чергу переверне третій, а після цього перевернеться четвертий тригер. Крім того, послідовне спрацювання тригерів може призвести до появи коротких помилкових імпульсів, які спричиняють помилки у зчитуванні інформації.

Розглянемо принципи побудови синхронних двійкових лічильників. Подібні лічильники реалізуються на *JK*-тригерах. Схема лічильника має вигляд, який показаний на рис. 3.89.

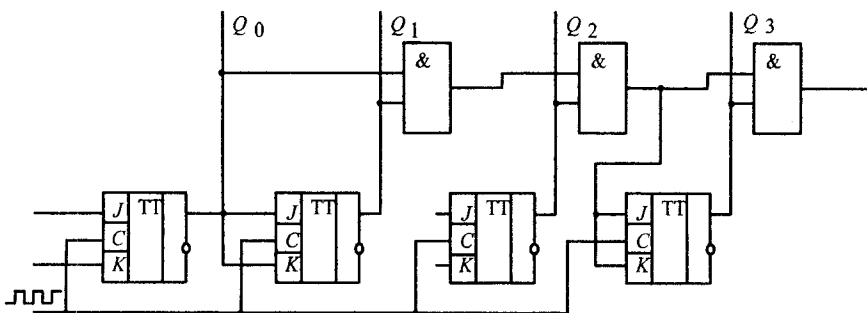


Рисунок 3.89 – Схема синхронного двійкового лічильника

Даний лічильник є двійковим, оскільки модуль відліку у нього дорівнює 16 (1 тетрада). Лічильник є синхронним, виходячи з того, що всі імпульси являють собою вхідну послідовність, що надходить на синхронні входи кожного *JK*-тригера.

Тепер розглянемо двійково-десятковий лічильник. У такого лічильника модуль відліку дорівнює 10, а це означає що після надходження десятого імпульсу вихідний стан лічильника обнуляється. Двійково-десяткові лічильники також можуть бути синхронними та асинхронними. Схема асинхронного лічильника показана на рис. 3.90. З цього рисунка видно, що схема лічильника побудована на *JK*-тригерах, а крім того, вона має певні додаткові зв'язки між двійковими розрядами.

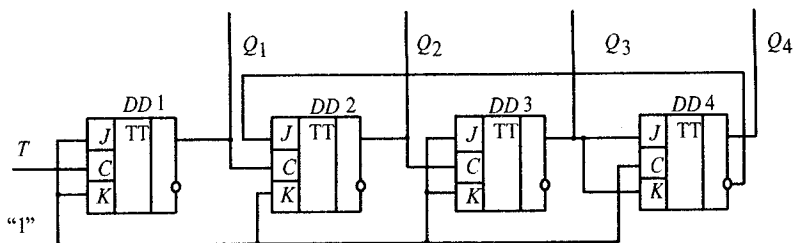


Рисунок 3.90 – Схема асинхронного двійково-десятьового лічильника

Що стосується синхронного лічильника, то проведемо його розгляд більш детально. Для синтезу синхронного двійково-десятьового лічильника побудуємо табл. 3.36.

Таблиця 3.36 – Вихідний стан двійково-десятьового лічильника

N	Крок n				Крок n + 1				P <sub>4</sub>	P <sub>3</sub>	P <sub>2</sub>	P <sub>1</sub>
	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>				
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	Δ
1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	Δ	∇
2	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	Δ
3	0	0	1	1	0	1	0	0	0	Δ	∇	∇
4	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	Δ
5	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	Δ	∇
6	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	Δ
7	0	1	1	1	1	0	0	0	Δ	∇	∇	∇
8	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	Δ
9	1	0	0	1	0	0	0	0	∇	0	0	∇

У цій таблиці n-крок показує вихідний стан лічильника, крок n + 1 демонструє його стан після надходження імпульсу, код P<sub>i</sub> – відображає кодування переходів. У даному випадку використовується таке кодування:

- «0» 0 → 0 (перехід з «0» в «0»),
- «1» 1 → 1 (перехід з «1» в «1»),
- «Δ» 0 → 1 (перехід з «0» в «1»),
- «∇» 1 → 0 (перехід з «1» в «0»).

Для виконання наведеного кодування застосовується схема переключення на  $JK$ -тригерах (табл. 3.37). У табл. 3.38 показаний алгоритм знаходження функцій  $J$  та  $K$ .

Наступним кроком синтезу є визначення функцій  $J_i$  і  $K_i$  при оптимізації з використанням карт Карно. Відповідні карти Карно наведено на рис. 3.91–3.94, а знайдені функції такі:

$$J_1 = 1, K_1 = 1; J_2 = \bar{Q}_4 Q_1, K_2 = Q_1;$$

$$J_3 = Q_1 Q_2, K_3 = Q_1 Q_2; J_4 = Q_1 Q_2 Q_3, K_4 = Q_1.$$

Таблиця 3.37 – Схема переключення на  $JK$ -тригерах

	$J$	$K$
0	0	×
1	×	0
$\Delta$	1	×
$\nabla$	×	1

Таблиця 3.38 – Таблиця визначення функцій  $J$  та  $K$

$N$	$J_4$	$K_4$	$J_3$	$K_3$	$J_2$	$K_2$	$J_1$	$K_1$
0	0	×	0	×	0	×	1	×
1	0	×	0	×	1	×	×	1
2	0	×	0	×	×	0	1	×
3	0	×	1	×	×	1	×	1
4	0	×	×	0	0	×	1	×
5	0	×	×	0	1	×	×	1
6	0	×	×	0	×	0	1	×
7	1	×	×	1	×	1	×	1
8	×	0	0	×	0	×	1	×
9	×	1	0	×	0	×	×	1
10	×	×	×	×	×	×	×	×
11	×	×	×	×	×	×	×	×
12	×	×	×	×	×	×	×	×
13	×	×	×	×	×	×	×	×
14	×	×	×	×	×	×	×	×
15	×	×	×	×	×	×	×	×

$Q^4 Q^3$ \ $Q^2 Q^1$	00	01	11	10
00	1	x	x	1
01	1	x	x	1
11	x	x	x	x
10	1	x	x	x

$Q^4 Q^3$ \ $Q^2 Q^1$	00	01	11	10
00	x	1	1	x
01	x	1	1	x
11	x	x	x	x
10	x	1	x	x

Рисунок 3.91 – Карты Карно для отримання  $J_1$  (а) та  $K_1$  (б)

$Q^4 Q^3$ \ $Q^2 Q^1$	00	01	11	10
00	0	1	x	x
01	0	1	x	x
11	x	x	x	x
10	0	0	x	x

$Q^4 Q^3$ \ $Q^2 Q^1$	00	01	11	10
00	x	x	1	0
01	x	x	1	0
11	x	x	x	x
10	x	x	x	x

Рисунок 3.92 – Карта Карно для отримання  $J_2$  (а) та  $K_2$  (б)

$Q^4 Q^3$ \ $Q^2 Q^1$	00	01	11	10
00	0	0	1	0
01	x	x	x	x
11	x	x	x	x
10	0	0	x	x

$Q^4 Q^3$ \ $Q^2 Q^1$	00	01	11	10
00	x	x	x	x
01	0	0	1	0
11	x	x	x	x
10	x	x	x	x

Рисунок 3.93 – Карта Карно для отримання  $J_3$  (а) та  $K_3$  (б)

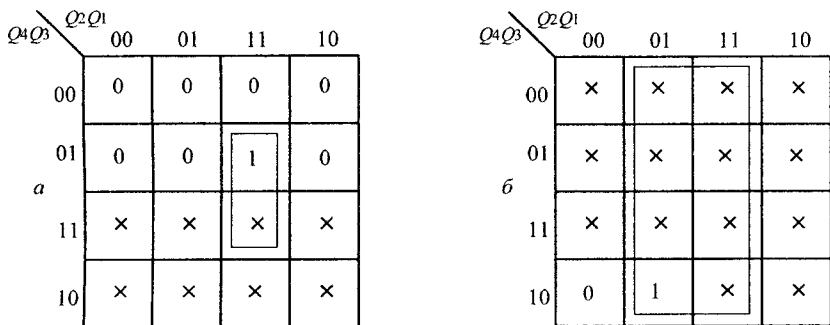


Рисунок 3.94 – Карта Карно для отримання  $J_4$  (а) та  $K_4$  (б)

Схема лічильника на основі знайдених функцій  $J_i$  і  $K_i$  має вигляд, показаний на рис. 3.95.

Дана схема після обнуління і початку приймання відповідних імпульсів веде підрахунок в системі 8-4-2-1 до восьмого імпульсу, а з приходом дев'ятого в роботу включається схема управління, яка побудована на логічних елементах «і». При правильній організації схеми управління дев'ятим імпульс встановлює в «1» виходи  $Q_1$  і  $Q_4$ , а десятим автоматично обнуляє  $Q_1$ , і насильно обнуляє  $Q_4$ , тобто після одинадцятого імпульсу всі виходи лічильника мають нульовий стан. У кінці даного розгляду наведемо схему промислового синхронного чотирирозрядного реверсивного двійкового лічильника K155IE7 (рис. 3.96).

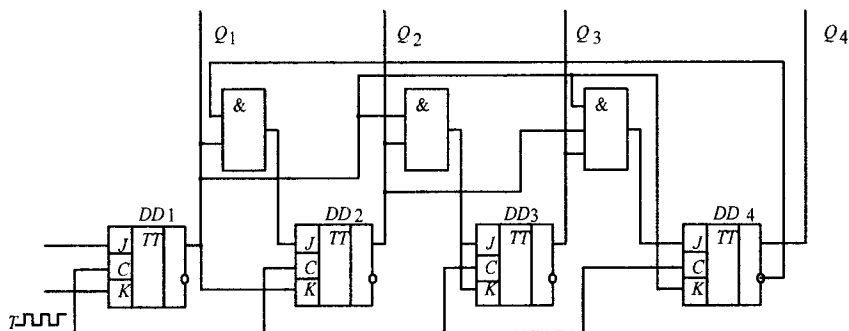


Рисунок 3.95 – Синхронний двійково-десятковий лічильник



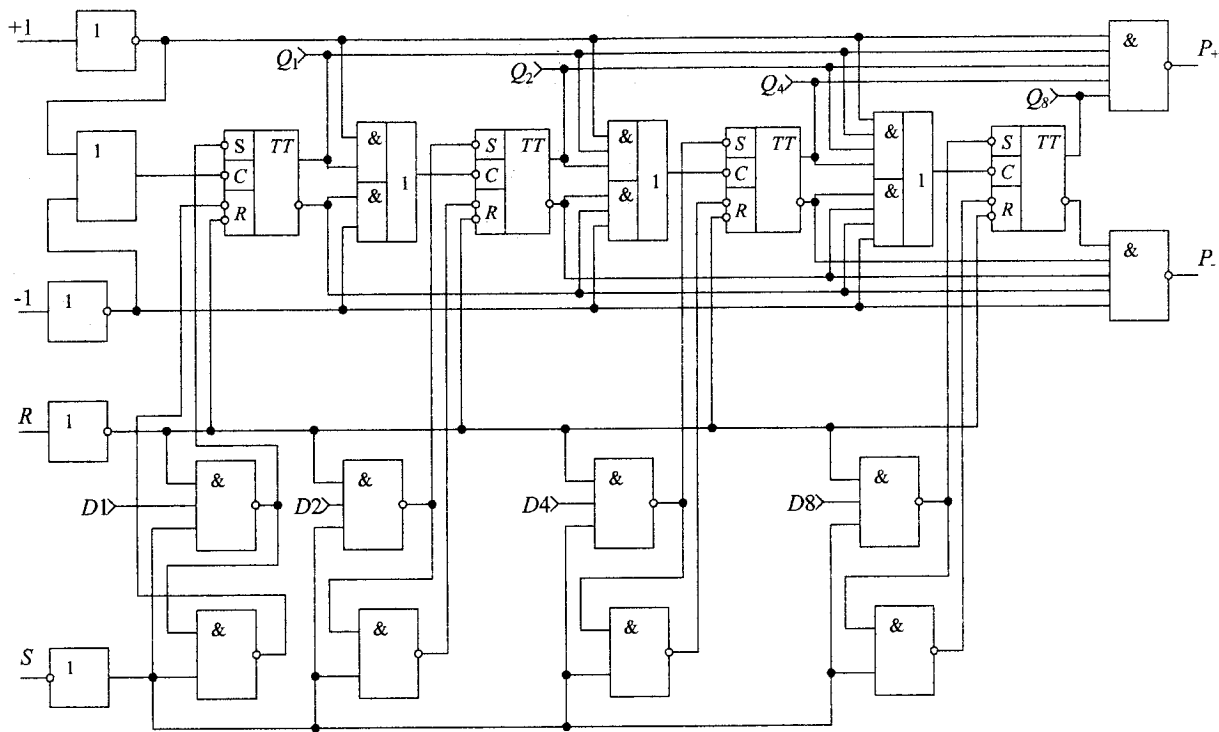


Рисунок 3.96 – Синхронний чотирирозрядний реверсивний двійковий лічильник К155ІЕ7

Ця схема має два лічильних входи (вхід в режимі додавання  $+1$  і вхід в режимі віднімання  $-1$ ), чотири інформаційних входи паралельного запису ( $D_1, D_2, D_4, D_8$ ), вхід управління  $S$ , який дозволяє паралельний запис інформації, вхід установлення в «0», виходи чотирьох розрядів ( $Q_1, Q_2, Q_4, Q_8$ ), виходи прямого  $P^+$  і зворотного  $P^-$  переносів, що дозволяють виконати каскадне сполучення лічильників без додаткової логіки. Стан входів і виходів лічильника при різних режимах його роботи наведено в табл. 3.39.

Таблиця 3.39 – Стани входів і виходів лічильника при різних режимах його роботи

Режим роботи	Входи								Виходи			
	$R$	$S$	$D_1$	$D_2$	$D_4$	$D_8$	$+1$	$-1$	$Q_1$	$Q_2$	$Q_4$	$Q_8$
Установлення в «0»	1	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0
Паралельний запис	0	0	1	0	1	0	×	×	1	0	1	0
Зберігання	0	1	×	×	×	×	–	–	1	0	1	0
Режим додавання	0	1	×	×	×	×	$f$	1	*	*	*	*
Режим віднімання	0	1	×	×	×	×	1	$f$	*	*	*	*

Примітка: × – стан входів байдужий;  $f$  – обмежена послідовність імпульсів на лічильних входах; \* – стан виходів змінюється відповідно до діаграми роботи лічильника.

Установлення лічильника в «0» забезпечується поданням на установлювальний вхід  $R$  рівня логічної «1». При цьому відключається вхід  $S$ , який дозволяє запис, а також входи паралельного запису, оскільки незалежно від станів  $D_1 \div D_8, +1, -1$  і  $S$  на входах всіх тригерів встановлюється  $R = 0, S = 1$ .

Режим паралельного запису інформації забезпечується поданням на входи  $R$  і  $S$  рівня логічного «0». При цьому імпульси, які надходять на інформаційні входи  $D_1 \div D_8$ , з'являються на виходах тригерів незалежно від стану входів  $+1$  та  $-1$ . В такому випадку стани установлювальних входів  $R$  і  $S$  тригерів визначаються станом входів паралельного запису. Наприклад, при  $D_1 = 1$  установочні входи першого тригера становитимуть  $S = 0, R = 1$ , що відповідає  $Q_1 = 1$ . Якщо  $D_1 = 0$ , то  $S = 1, R = 0$  і  $Q_1 = 0$ .

Режим зберігання інформації забезпечується поданням на вхід  $S$  рівня логічної «1», а на вхід  $R$  – рівня логічного «0». В цьому випадку на установлювальних входах всіх тригерів будуть логічні «1» ( $R = 1$  і  $S = 1$ ). Тоді забороняється паралельний запис нової інформації, і до приходу тактового імпульсу ( $+1$  або  $-1$ ) попередня інформація зберігається в лічильнику. Надходження тактового імпульсу призводить до зміни стану лічильника на наступний в послідовності двійкового підрахунку. Подальший підрахунок здійснюється по кожному фронту тактового імпульсу при наявності на другому лічильному вході рівня логічної «1».

В лічильнику застосований паралельний спосіб міжрозрядного перенесення. Це означає, що імпульс перенесення з виходу тригера молодшого розряду подається паралельно через логічні схеми «і-або» на входи тригерів всіх наступних розрядів. Через логічні схеми «або» (1-й тригер) та «і-або» (2-й, 3-й і 4-й тригери) на входи всіх тригерів подаються тактові імпульси. В режимі додавання діють імпульси з прямих виходів тригерів. Імпульси з інверсних виходів на роботу наступних тригерів не впливають, оскільки клапани, що пропускають імпульси, закриті логічним рівнем «1» на вході лічильника  $-1$ .

У режимі віднімання аналогічно закриваються клапани, які пропускають імпульси з прямих виходів тригерів. Робочими є імпульси з інверсних виходів тригерів.

При паралельному способі перенесення затримка вихідного імпульсу лічильника відносно тактового імпульсу визначається затримкою в одному тригері і в логічній схемі не накопичується, як при послідовному способі перенесення. Це дає можливість підвищувати частоту тактових імпульсів, виключаючи помилку при дешифруванні, адресації вихідного коду і т. д.

Імпульси перенесення  $P^+$  і  $P^-$  формуються в схемах «5і-ні». Імпульс перенесення  $P^+$  з'являється на виході при наявності на всіх входах схеми «5і-ні» логічних «1», тобто при переповненні лічильника, коли записано число 15 (1111), і при умові, що тактовий імпульс на вході +1 дорівнює логічному «0».

Імпульс зворотного перенесення  $P^-$  формується при появі на виходах всіх розрядів логічного «0» і коли тактовий імпульс, який подається на вхід -1, перебуває в стані логічного «0».

Часові діаграми роботи лічильника в режимі додавання і віднімання наведено на рис. 3.97, 3.98 відповідно.

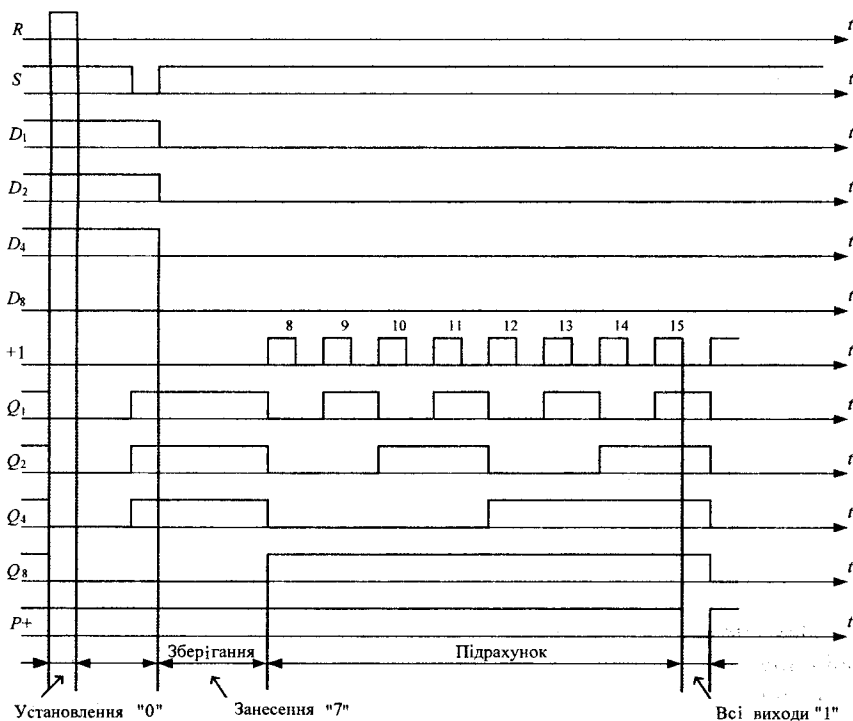


Рисунок 3.97 – Діаграма роботи лічильника в режимі додавання

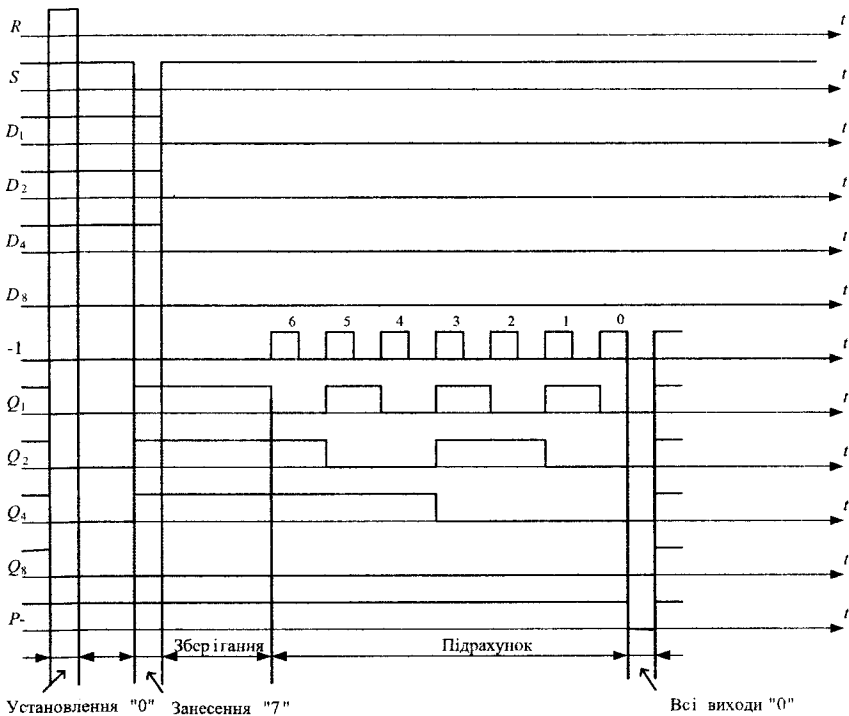


Рисунок 3.98 – Діаграма роботи лічильника в режимі віднімання

## 3.7. Імпульсні пристрої

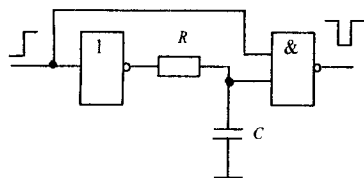
### 3.7.1. Формувачі імпульсів

На практиці для формування імпульсу заданої протяжності використовують одновібратори. Деякі варіанти схем одновібраторів показані на рис. 3.99.

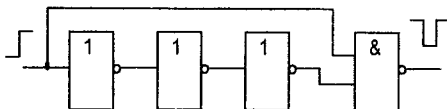
В одновібраторі за схемою на рис. 3.99, а на входи логічного елемента «і-ні» подаються взаємно інверсні сигнали з входу та інвертора «ні». Тому в статичному режимі сигнал на виході схеми завжди дорівнює логічній одиниці. Сигнал «0» на виході інвертора з'являється тільки в тому випадку, коли сигнал на вході схеми переходить з «0» в «1». При цьому, поки

виконується переключення інвертора, на обидва входи елемента «і-ні» подається логічна «1».

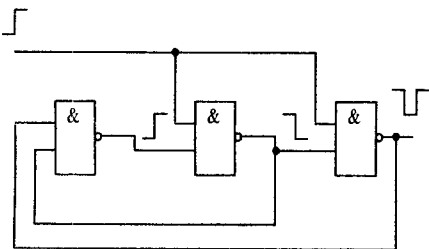
Протяжність вихідного імпульсу можна змінювати за допомогою зміни номіналів  $RC$ -кола.



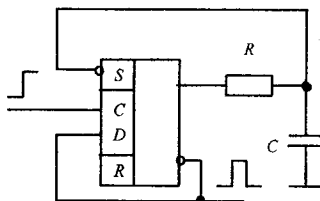
*a*



*б*



*в*



*г*

Рисунок 3.99 – Схеми одновібраторів

Протяжність вихідного імпульсу одновібратора можна також збільшувати, підключаючи між входом схеми і елементом «і-ні» декілька інверторів. Необхідно пам'ятати, що кількість таких інверторів повинна бути парною. Подібна схема такого рішення подана на рис. 3.99, б.

Ще одна схема одновібратора показана на рис. 3.99, в. У даному випадку перепад між «0» та «1» на вході призводить до появи на виході від'ємного імпульсу, протяжність якого дорівнює потроєнній середній затримці розповсюдження сигналу, що характерна для використаних інверторів.

Більш круті фронти вихідного імпульсу забезпечує одновібратор на основі тактованого фронтом імпульсу тригера (рис. 3.99, г). Перепад з «0» в «1» на тактовому вході тригера установлює його в нульовий стан. Після виходу часу, необхідного для розряду конденсатора  $C$ , на виході  $RC$ -кола, яке під-

ключене до тригера, також з'являється сигнал «0». Цей сигнал впливає на установлювальний вхід  $\bar{S}$  тригера і повертає його в одиничний стан.

Розглянуті схеми одновібраторів дозволяють простежити логіку їх функціонування. Проте в даний час всі вони випускаються в інтегральному виконанні в схемах ВІС, СІС з мінімальною кількістю зовнішніх навісних елементів.

### 3.7.2. Генератори

Для побудови генераторів імпульсів застосовуються схеми мультивібраторів. У таких схемах використовуються підсилювальні властивості інверторів. Щоб забезпечити виникнення і існування стійких автоколивань, необхідно вивести інвертори по постійному струму на лінійну ділянку передавальної характеристики. Це ділянка між логічними рівнями «0» і «1», де інвертори працюють як інвертувальні підсилювачі вхідного сигналу. Після цього лишається ввести в схему додатний обернений зв'язок за допомогою одного чи двох конденсаторів.

На рис. 3.100 показані схеми побудованих таким чином мультивібраторів. Стабілізація режимів інверторів по постійному струму забезпечується в даному випадку за рахунок загального оберненого зв'язку через конденсатор  $R$ , який обіймає три послідовно включені логічні елементи, що виконують функції інверторів. Додатний обернений зв'язок реалізується за рахунок конденсатора  $C$ . Вхід в мультивібраторах на рис. 3.100 необхідний для того, щоб зупинити генерацію імпульсів. Для зупинки генерації імпульсів необхідно на вхід схеми на рис. 3.100, *а* подати сигнал «0», а на вхід схеми на рис. 3.100, *б* – сигнал «1».

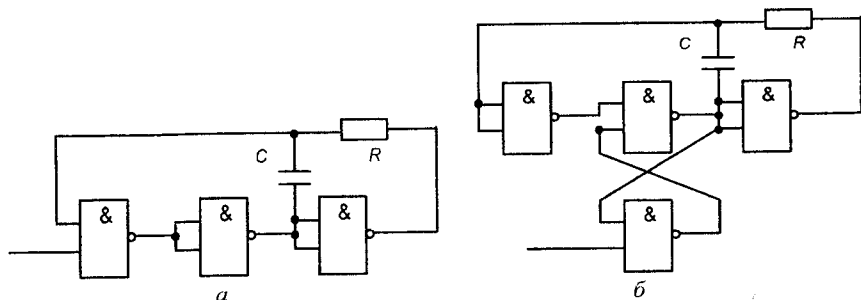


Рисунок 3.100 – Схеми мультивібраторів на основі логічних інверторів

Період імпульсної послідовності з мультивібраторів визначається постійною часу  $\tau = RC$ . При використанні логічних елементів, виготовлених за ТТЛ-технологією, опір  $R$  повинен знаходитись в діапазоні  $0 \div 2$  кОм.

Генератори імпульсів також можуть бути побудовані на основі одного або двох логічних елементів. Такі схеми подані на рис. 3.101.

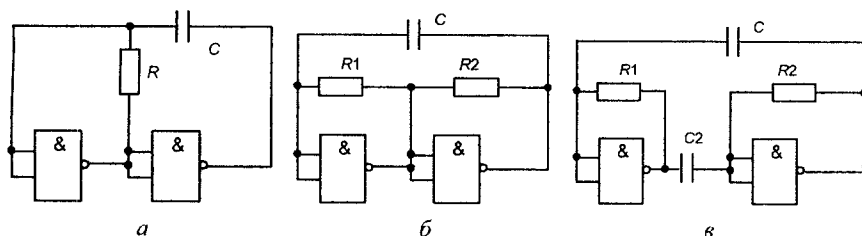


Рисунок 3.101 – Схеми генераторів імпульсів на основі логічних інверторів

В мультивібраторі по схемі рис. 3.101, а резистор  $R$  виводить в режим підсилювання перший логічний елемент «і-ні», а вихідна напруга цього елемента повинна утримувати в режимі підсилення другий елемент «і-ні». У цьому випадку додатний зворотний зв'язок через конденсатор  $C$  викликає самозбудження автоколивального релаксаційного процесу. Оскільки другий логічний елемент не охоплений оберненим зв'язком по постійному струму, то така схема виявляється більш критичною по відношенню до опору  $R$ , ніж мультивібратори на трьох інверторах. При використанні ТТЛ-логіки значення  $R$  обирають в діапазоні  $0,2 \div 1,5$  кОм.

Для того щоб підвищити стійкість режиму другого логічного елемента по постійному струму, в нього вводиться резистивний зворотний зв'язок (рис. 3.101 б, в).

Для отримання імпульсної послідовності прямокутної форми на практиці досить часто використовують тригери Шмітта.

Такі формувачі напруги використовуються для отримання з довільного вхідного сигналу вихідного сигналу, який приймає тільки два стандартних рівня – «0» і «1».

Одна з можливих схем тригера Шмітта показана на рис. 3.102.



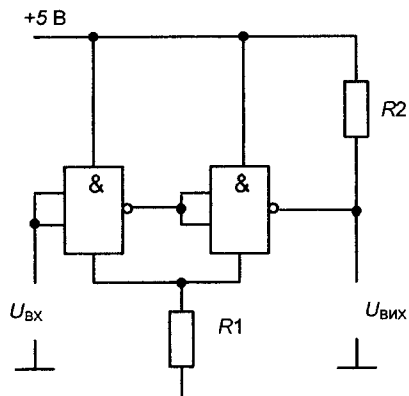


Рисунок 3.102 – Схема тригера Шмітта

На цьому рисунку зображена схема тригера Шмітта, в якому використовується два логічних елементи «і-ні» в режимі інверторів. Додатний обернений зв'язок між цими інверторами забезпечується за рахунок резистора  $R_1$ , який дорівнює 22 Ом і який включений в коло живлення.

Для збільшення впливу кола оберненого зв'язку струм через другий інвертор збільшується шляхом включення резистора  $R_2$ . Такий тригер Шмітта задовільно працює до частоти в мегагерци при вхідному синусоїдальному сигналі амплітудою  $0,5 \div 0,7$  В.

## 3.8. Пристрої пам'яті

### 3.8.1. Оперативна пам'ять

Кожна мікропроцесорна система містить пристрої пам'яті. При цьому можлива різноманітна класифікація запам'ятовуючих пристроїв (ЗП), і вона може бути проведена за різними напрямками.

За призначенням ЗП поділяються на:

- на оперативно-запам'ятовуючі;
- постійно-запам'ятовуючі;
- зовнішні запам'ятовуючі.

Оперативно-запам'ятовуючі пристрої (ОЗП) необхідні для тимчасового зберігання оперативної інформації. Працюють ОЗП тільки за наявності напруги джерела живлення. Інформація ОЗП знищується як тільки зникає живильна напруга. Постійно-запам'ятовуючі пристрої (ПЗП) необхідні для зберігання постійної інформації – констант, постійних алгоритмів (алгоритм додавання чисел, алгоритм множення тощо), деяких програм обслуговування МП системи. При відключенні ПЗП від джерела живлення вся інформація зберігається.

Зовнішні запам'ятовуючі пристрої (ЗЗП) призначені для зберігання тієї інформації, яка не є необхідною при роботі МП системи в даний час. Як правило, ЗЗП являють собою носії для зовнішнього зберігання інформації.

За способом звертання до пам'яті всі ЗП поділяються:

- ◆ на пристрої з вільним доступом;
- ◆ пристрої з послідовним доступом.

ЗП з вільним доступом можуть бути зображені у вигляді матриці. Доступ до необхідної комірки здійснюється за допомогою задання адреси стрічки та адреси стовпця. ЗП з послідовним доступом – це стекова організація пам'яті.

За способом зберігання оперативної інформації ЗП поділяються:

- ▲ на статичні;
- ▲ динамічні.

Чарункою пам'яті в статичному ОЗП є парафазний тригер. Чарунка пам'яті статичного ОЗП має підвищену перешкодостійкість а також можливість організації словникової і розрядної пам'яті. Недоліком статичного ОЗП є низька інтегрованість на одиницю площі.

Динамічний ОЗП побудований на чарунках пам'яті у вигляді конденсаторів. Переваги використання динамічного ОЗП полягають у високій інтегрованості, а недоліки – у підвищених енергозатратах та складності системи керування.

За організацією ЗП поділяються:

- на маскувальні;
- програмовані;
- репрограмовані.

Маскувальні запам'ятовуючі пристрої (МЗП) виконуються в інтегрованому вигляді, програма в них прошивається заводом-виробником.

Записану інформацію в маскувальних запам'ятовуючих пристроях змінити не можна. Маскувальні ЗП використовуються в електронних пристроях з великим серійним випуском.

Програмовані запам'ятовуючі пристрої (ПЗП) виготовляються на відповідних заводах і не містять ніякої прошитої інформації.

Такий ЗП користувач програмує за допомогою програматора. Записи інформацію в програмований запам'ятовуючий пристрій можна лише один раз.

Програмовані ЗП використовуються у виробках з невеликими серіями виробництва.

Репрограмовані запам'ятовуючі пристрої (РПЗП) виробляються заводом в чистому непрошитому вигляді. Записати необхідну інформацію в такий пристрій користувач може декілька разів.

Запис інформації здійснюється за допомогою електричних сигналів, стирання попередньої інформації можливе з допомогою електричних сигналів або опромінення ультрафіолетом.

Загальна класифікація ЗП показана на рис. 3.103.

*Статична і динамічна чарунки пам'яті ОЗП.* Елемент пам'яті статичного ОЗП наведено на рис. 3.104.

Елемент пам'яті (парафазний тригер) являє собою найпростішу чарунку пам'яті, яка спроможна зберігати один біт інформації. Сам елемент побудований на чотирьох польових транзисторах  $VT_1 \div VT_4$ . Транзистори  $VT_5, VT_6$  призначені для здійснення сервісних функцій і працюють в ключовому режимі залежно від потенціалу шини  $x_i$ . Парафазний тригер підключається до пристрою введення/виведення, якщо сигнал  $x_i = 1$ , і знаходиться в режимі зберігання, якщо  $x_i = 0$ . Запис та читання інформації для розглядуваного елемента пам'яті виконується по парафазній шині  $R_{II}$ .

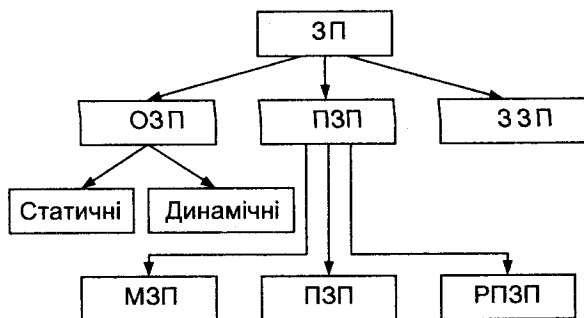


Рисунок 3.103 – Класифікація ЗП



Розглянемо чарунку пам'яті динамічного ОЗП. Така чарунка пам'яті наведена на рис. 3.105.

Елементарним елементом пам'яті динамічного ОЗП на цьому рисунку є конденсатор  $C$ . При цьому заряджений стан конденсатора відповідає логічному нулю, а розряджений – логічній одиниці. Досить об'ємна схема управління запису/читання необхідна для рекомбінації записаної інформації. Сама схема управління запису/читання інформації динамічного ОЗП складається з логічних елементів  $D_1 \div D_3$ , транзисторів  $VT_1 \div VT_3$ , резистора  $R$ . Запис здійснюється по лінії  $D$ , читання – по лінії  $F$ .

Для вибору елемента пам'яті (для подальшого запису або читання) необхідно виконати умову  $x_i = 1$ . Запис інформації адекватний нульовому стану на виводі  $\bar{W}/R$ , читання адекватне одиничному. На рис. 3.105 на схемі управління динамічним ОЗП показано сигнали при записі одиниці. Для виконання запису на  $D$  подається «1», тоді через ланцюг елементів на виході  $D_2$  з'являється «0», який через відкритий  $VT_1$  розряджає конденсатор  $C$ .

При читанні записаної «1» нульовий потенціал верхньої обкладки конденсатора  $C$  закриває  $VT_2$ , і на вхід  $D_3$  надходить «1» з  $U$  через  $R$ . Це приводить до появи нуля на виході  $D_2$ , що регенерує сигнал на розрядженому конденсаторі  $C$ , а також дозволяє вивести логічну одиницю через  $F$ .

При записі та читанні логічного нуля послідовність дій є протилежною.

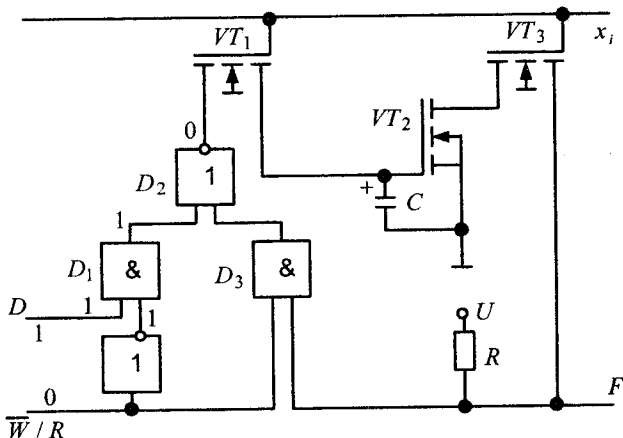


Рисунок 3.105 – Елемент пам'яті динамічного ОЗП

Статичні ОЗП. Розрядна і словникова організація. У разі використання статичних ОЗП використовується розрядна та словникова організація пам'яті. Структурна схема статичного ОЗП з розрядною організацією наведена на рис. 3.106.

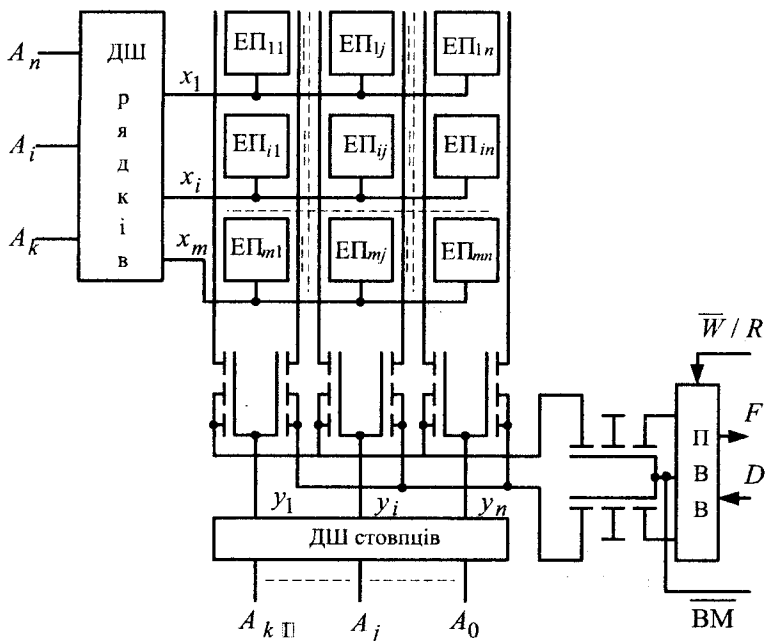


Рисунок 3.106 – Розрядна організація пам'яті статичного ОЗП

На цьому рисунку введено такі позначення:

ЕП – елемент пам'яті;

ПВВ – пристрій введення/виведення;

ДШ – дешифратор;

$\overline{W}/R$  – запис/читання;

$\overline{BM}$  – вибір кристала;

$F$  – шина виведення;

$D$  – шина введення.

Вибір конкретного ЕП наведеного запам'ятовуючого пристрою з до- вільним доступом відбувається подачею слова управління на ДШ рядів і ДШ стовбців. Молодший байт слова управління  $A_0 \div A_{k-1}$  визначає стов- пець матриці запам'ятовуючого пристрою, а старший байт  $A_k \div A_n$  визна- чає рядок матриці ЗП.

Управління даним запам'ятовуючим пристроєм здійснюється з допо- могою польових транзисторів, які замкнуті на ПБВ. При подачі нульового сигналу на вивід ВМ матриця ЗП стає придатною до роботи.

Вибір напрямку передачі інформації визначається рівнем сигналу  $\bar{W}/R$ . При подачі сигналу низького рівня  $\bar{W}/R$  здійснюється введення інформації в обрану комірку пам'яті по шині  $D$ , а при подачі на  $\bar{W}/R$  сиг- налу високого рівня здійснюється вивід інформації по шині  $F$ .

Досить цікавим блоком в схемі статичного ОЗП з розрядною орга- нізацією є пристрій введення/виведення. Цей пристрій виконує функції інтерфейсу і містить апаратурну частину з певним переліком зв'язків, під- силовачів та управлінських каналів, конструктивну частину, а також про- грамну частину у вигляді протоколу обміну.

Структурна схема пристрою введення/виведення наведена на рис. 3.107.

Структурна схема ПБВ містить такі виводи:

$\bar{W}/R$  – сигнал запису/читання;

$F, D$  – інформаційні шини;

ВМ – вибір кристала.

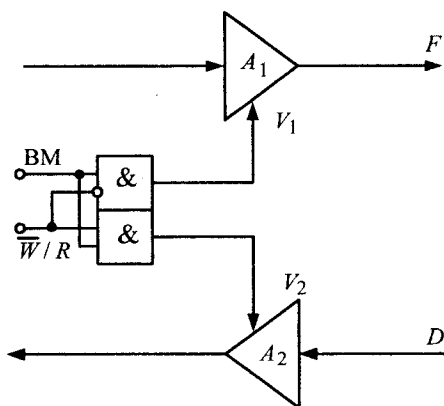


Рисунок 3.107 – Пристрій введення/виведення

По інформаційних виводах здійснюється передача інформації послідовним кодом. Включення показаного пристрою виконується одиничним сигналом на виводі  $VM$ . Сигнал  $\bar{W}/R$  визначає напрям передачі інформації.

Запис, читання і збереження інформації відбувається відповідно до таблиці істинності (табл. 3.40).

Таблиця 3.40 – Приклад таблиці істинності функціонування ПБВ

$VM$	$\bar{W}/R$	$V_1$	$V_2$	Режим
1	1	0	0	запис
1	0	1	0	читання
0	1	0	0	зберігання

Схема статичного ОЗП зі словниковою організацією представлена на рис. 3.108. Ця схема складається з матриці елементів пам'яті, регістрів рядків і стовбців, дешифратора рядків і стовбців, ПБВ, ПУ (пристрій управління), підсилювача запису/читання.

Схема містить такі лінії зв'язку:

$D_0 \div D_7$  – восьмирозрядна шина даних;

$A_0 \div A_{10}$  – шина адреси;

$VM$  – вибір кристала,

$\bar{W}/R$  – вибір режиму роботи запис/читання;  $OE$  – вивід, призначений для переведення шини даних у стан високого імпедансу.

Робота схеми відбувається таким чином. Мікропроцесор визначає словостан режиму роботи  $PSW$ , на основі якого формується стробувальний сигнал, який надходить на вхід  $OE$ .

Відповідна мікросхема статичного ОЗП вибирається подачею одиничного сигналу на  $VM$ .

Матриця елементів пам'яті через підсилювач запису/читання і буферний пристрій вводу/виводу підключається до шини даних. По ША мікропроцесорна система встановлює адресу  $A_0 \div A_{10}$ , за допомогою якої вибирається рядок і стовпець секції ОЗП. Залежно від сигналу  $\bar{W}/R$  відбувається запис інформації в обраний елемент пам'яті або читання з нього по шині даних.



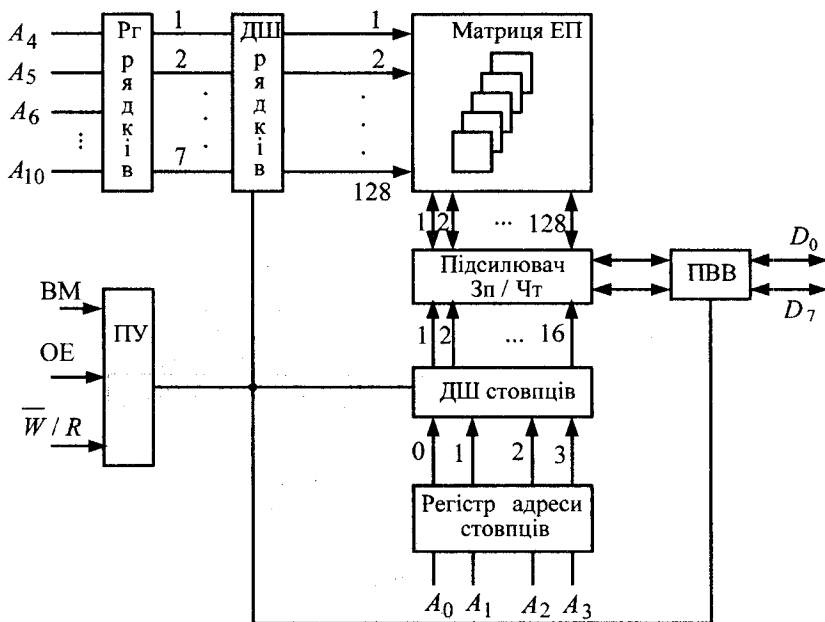


Рисунок 3.108 – Словникова організація пам'яті статичного ОЗП

*Організація динамічного ОЗП.* Чарункою пам'яті динамічного ОЗП є конденсатор. Такий елемент пам'яті підвищує можливість інтегрованості, але збільшує вимоги до схем управління запису/читання.

Відомо, що конденсатор має властивість розряджатись протягом деякого часу. Оскільки наявність напруги на конденсаторі і її відсутність безпосередньо пов'язані з бінарним сигналом інформації, що зберігається, то існує необхідність в періодичній підзарядці динамічного елемента пам'яті.

Сама схема динамічного ОЗП показана на рис. 3.109.

У схемі задіяні такі виводи:

$F, D$  – на шину даних;

$A_0 - A_k$  – на шину адреси;

$VM$  – на вибір мікросхеми;

$\overline{W}/R$  – на вибір режиму запису/читання;

$TC$  – на тактові сигнали, які призначені для управління підзарядкою всіх елементів пам'яті матриці.



Залежно від сигналу  $\bar{W}/R$  через ПБВ інформація записується у вибраний елемент пам'яті по шині  $D$  і читається по шині  $F$ . Інформація запису і читання визначається з кожним фронтом імпульсу ТС.

За відсутності необхідності запису/читання перезарядка елементів пам'яті матриці здійснюється з кожним фронтом імпульсу ТС.

*Збільшення розрядності ОЗП. Схема нарощування обсягу ОЗП.* Кожна мікросхема являє собою матрицю оперативної пам'яті розміром в 256 чарунок, що складає  $256 \times 1$  біт.

Для того щоб збільшити довжину слова до байта, необхідно наростити ОЗП. Приклад такого нарощування ОЗП наведено на рис. 3.110.

У цій схемі здійснюється об'єднання виводів ВМ і виводів Зп/Чт.

Схема, яка подана на рис. 3.111 дозволяє збільшити обсяг пам'яті ОЗП.

Реалізація збільшення обсягу пам'яті полягає у дешифрації вибору конкретної мікросхеми пам'яті і здійснюється двома старшими розрядами шини адреси  $A_8, A_9$ .

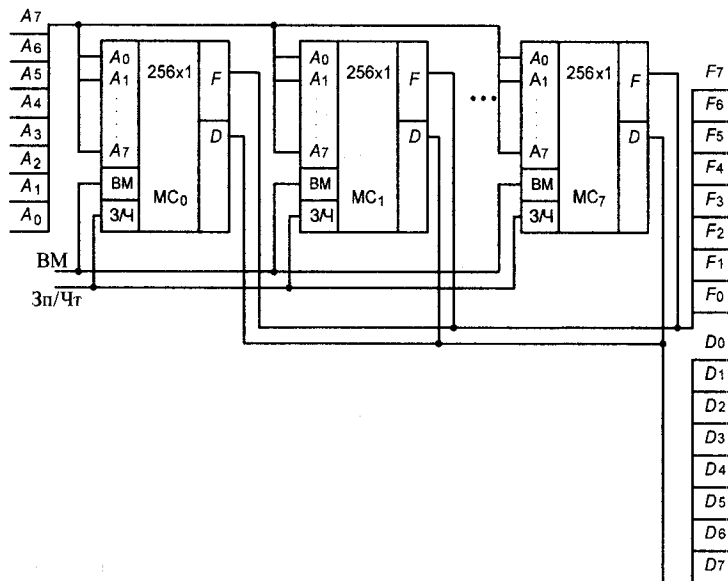


Рисунок 3.110 – Схема нарощування ОЗП

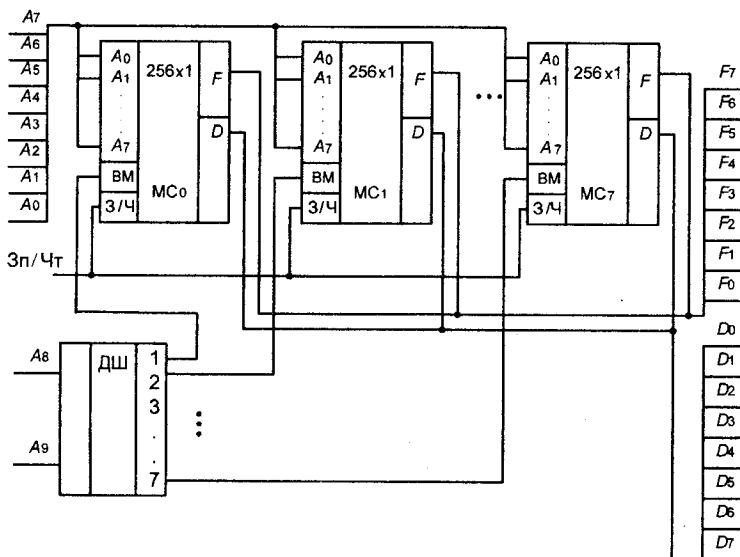


Рисунок 3.111 – Схема збільшення обсягу пам'яті ОЗП

### 3.8.2. Постійна пам'ять

Відповідно до класифікації (рис. 3.103) ПЗП поділяються:

- на маскувальні;
- програмовані;
- репрограмовані.

Приклад маскувального ПЗП показаний на рис. 3.112.

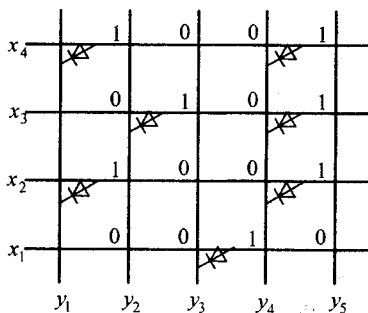


Рисунок 3.112 – Маскувальні ПЗП

Маскувальні ПЗП, як і всі інші, зберігають записану інформацію незалежно від наявності джерела живлення. Вони являють собою перетин двох шин рядків  $x$  та стовпців  $y$ . Кожна вузлова точка містить інформацію в один біт. Відсутність замкненого стану вузла через діод відповідає тому, що вона зберігає «0», присутність – «1». Схему включення маскувального ПЗП наведено на рис. 3.113, на якому скорочення ДК означає декодер.

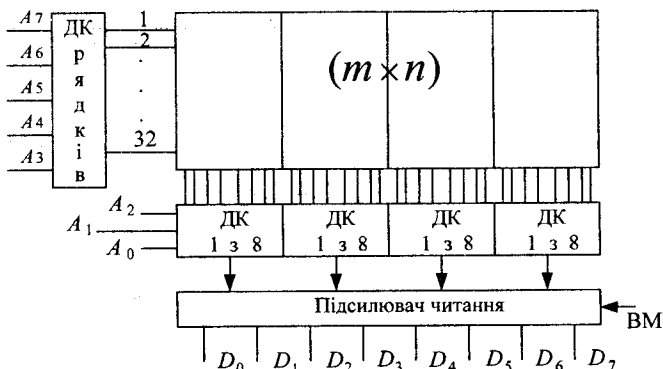


Рисунок 3.113 – Схема включення маскувального ПЗП

ПЗП розмірністю  $(m \times n)$  даної схеми розбивається на чотири ділянки. Три молодших розряди ША ( $A_0 \div A_2$ ) управляють декодерами 1 з 8. Декодер рядків управляє рядками матриць ПЗП. Залежно від сигналу ВМ підсилювач читання виводить інформацію, що записана в ПЗП, на ШД. При нормальному функціонуванні ПЗП інформація може тільки читатись.

Приклад програмованих ПЗП наведено на рис. 3.114. Програмовані ПЗП виготовляються заводом-виробником «чистими». Користувач за допомогою програматора може записати в мікросхему пам'яті необхідну інформацію один раз. Запис здійснюється шляхом подачі на відповідні вузли матриці підвищеної напруги, що приводить до перегорання плавких вставок (запобіжників) (рис. 3.114). Таким чином, після зняття підвищеної напруги матриця з рис. 3.114 буде схожа на матрицю з рис. 3.112.

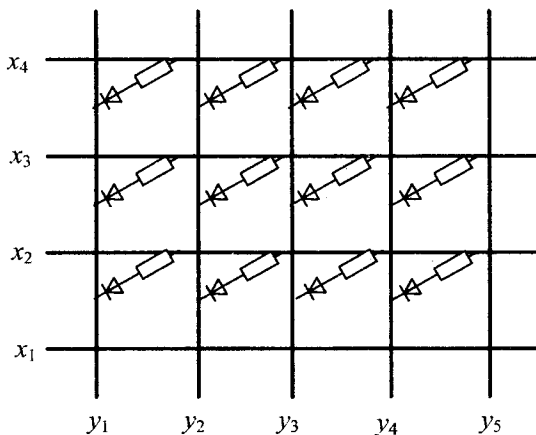


Рисунок 3.114 – Програмовані ПЗП

Схема організації програмованих ПЗП подана на рис. 3.115. ПЗПЗП мають два режими роботи:

- режим програмування;
- режим робочого функціонування.

Для програмування на вхід ВМ подається логічний нуль, а за адресами  $A_0 \div A_7$  – перебиранням підвищена напруга з РП. За кодами шини адреси обирається необхідний вузол матриці пам'яті, і за допомогою ключа на цей вузол подається імпульс підвищеної напруги. В результаті цього плавка вставка перегоріє, що еквівалентно запису одиниці в обраний елемент пам'яті. Після того як ПЗПЗП повністю запрограмований, він переводиться мікропроцесорною системою в режим робочого функціонування, де він може використовуватись лише в режимі читання. В цьому режимі на ША ПЗПЗП подається код адреси елемента пам'яті і за допомогою сигналу  $ВМ = 1$  вихідний буфер мікросхеми під'єднується до ШД мікропроцесорної системи. У якості елементів пам'яті програмованих ПЗП часто використовується біполярний транзистор. Схема такого використання подана на рис. 3.116.

Репрограмовані ПЗП базуються на двозатворному польовому транзисторі, який спроможний змінювати стрибком свої вольт-амперні характеристики при подачі підвищеної напруги. Вольт-амперна характеристика двозатворного транзистора показана на рис. 3.117.

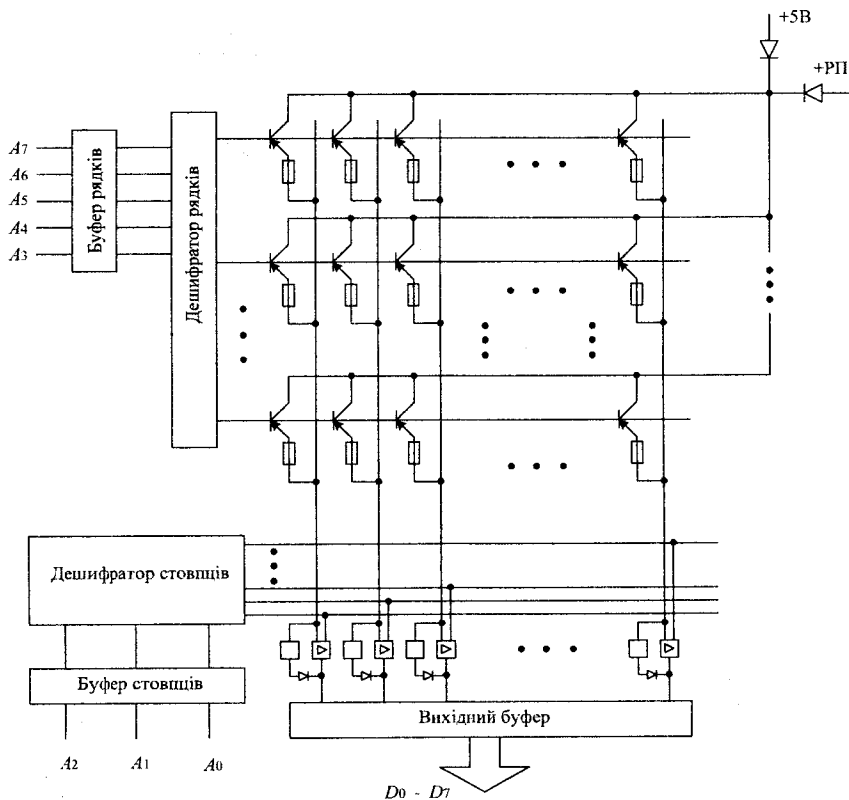


Рисунок 3.115 – Організація програмованих ПЗП

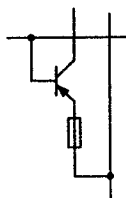


Рисунок 3.116 – Елемент пам'яті програмованого ПЗП

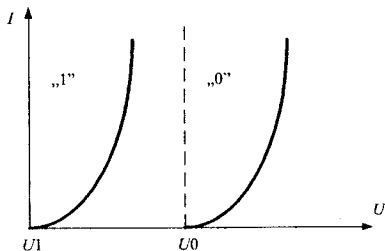


Рисунок 3.117 – Вольт-амперна характеристика двозатворного транзистора

Репрограмовані ПЗП можуть записувати і перезаписувати інформацію у відповідну матрицю пам'яті велику кількість разів. У сучасних РПЗП кількість можливих перезаписів може досягати десятків-сотень тисяч разів

Організація РПЗП наведена на рис. 3.118. РПЗП, так само як і ППЗП, мають два режими роботи:

- програмування;
- читання.

Режим читання аналогічний режиму читання ППЗП, і тому нема необхідності детально зосереджуватись на ньому. А от у режимі програмування в РПЗП, на відміну від ППЗП, необхідно організувати запис інформації в динаміці. Часові діаграми програмування наведено на рис. 3.119.

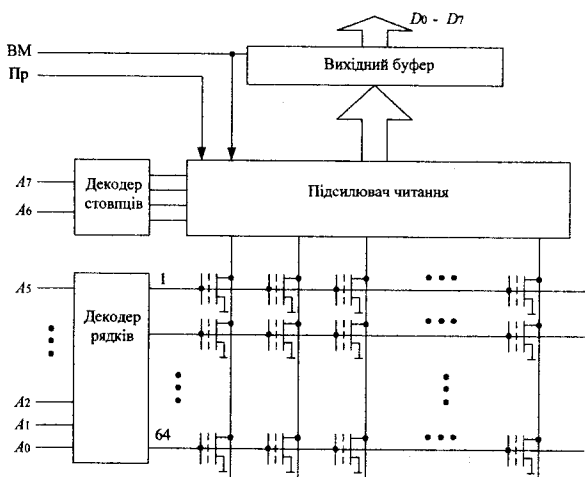


Рисунок 3.118 – Організація РПЗП

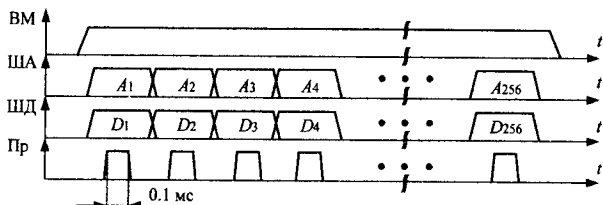


Рисунок 3.119 – Часова діаграма запису РПЗП



Час циклу обирають з розрахунку дозволеного теплового балансу запису інформації на двозатворний транзистор. Кількість циклів запису інформації в елемент пам'яті РПЗП обирається з розрахунку надійності запису і становить не менш 100 мс. При записі схемі управління необхідно по чергово перебрати всі адреси елементів пам'яті і по ШД в обрані моменти часу виставити інформацію для запису й подати відповідний імпульс програмування Пр (рис. 3.119).

### *Контрольні запитання та завдання*

1. Наведіть класифікацію способів подачі фізичних сигналів.
2. Надайте узагальнену форму запису числа у будь якій позиційній системі числення.
3. Назвіть системи числення, які використовуються у цифровій електроніці.
4. Переведіть число 100101101110 з двійкової системи в шістнадцяткову та вісімкову.
5. Наведіть таблиці істинності для арифметичних операцій з двійковими числами.
6. Дайте характеристику форматів подання числової інформації.
7. Наведіть основні закони та аксіоми алгебри логіки.
8. Які форми запису логічних функцій ви знаєте?
9. Які логічні функції двох змінних ви знаєте? Скільки логічних функцій  $n$  змінних містить повний набір?
10. Як використовується правило де Моргана для перетворення логічних функцій?
11. Як здійснюється перехід від табличної форми зображення логічної функції до алгебраїчної?
12. Що таке досконала диз'юнктивна нормальна форма?
13. Сформулюйте поняття мінтерму
14. Наведіть логіку функціонування основних логічних елементів.
15. Які основні параметри та характеристики визначають якість логічного елемента?
16. Поясніть принцип роботи базового TTL елемента «і-ні».
17. Дайте пояснення особливостей передавальної характеристики логічного елемента.
18. Який параметр характеризує здатність навантаження логічного елемента, що він означає?

19. Як можна визначити статичну завадостійкість логічного елемента?
20. Поясніть методику та призначення структурного проектування за допомогою карт Карно.
21. За якими правилами здійснюється операція склеювання в картах Карно?
22. Які відмінності притаманні картам Вейча відносно карт Карно?
23. Поясніть, що таке комбінаційні логічні схеми.
24. Поясніть принцип побудови, логіку функціонування та призначення мультиплексорів.
25. Що таке демультимплексор, логіка його функціонування?
26. Шифратори та дешифратори, призначення та принципи дії.
27. Як реалізується операція арифметичного додавання. Побудова багаторозрядного суматора?
28. Призначення та принцип дії цифрового компаратора
29. Яка особливість притаманна послідовнісним логічним схемам?
30. Дайте визначення та наведіть класифікацію тригерів.
31. Визначте відмінність між асинхронним та синхронним RS-тригерами.
32. Наведіть таблицю істинності для асинхронного RS-тригера.
33. Визначте яка комбінація вхідних сигналів синхронного тригера є індіферентною.
34. Наведіть часову діаграму роботи синхронного RS-тригера.
35. Поясніть логіку функціонування двоступеневого RS-тригера.
36. Призначення та логіка функціонування D-тригера.
37. Поясніть методику синтезу T-тригера.
38. Поясніть чому схема одноступеневого T-тригера вважається непрацездатною.
39. Поясніть особливості та методику синтезу JK-тригера.
40. Наведіть класифікацію регістрів та їх призначення.
41. Покажіть як реалізувати регістр паралельного запису на D-тригерах.
42. Покажіть як реалізувати регістр паралельного запису на синхронних RS-тригерах.
43. Покажіть як реалізувати регістр паралельного запису на асинхронних RS-тригерах.
44. Поясніть принципи побудови регістрів зсуву.
45. Поясніть які перетворення двійкового числа відбуваються внаслідок його зсуву регістром вправо та вліво.

46. Які операції може виконувати універсальний регістр?
47. Наведіть класифікацію лічильників та поясніть принципи їх функціонування.
48. Поясніть принципи синтезу лічильників з довільним модулем підрахунку.
49. Які недоліки притаманні асинхронному двійковому лічильнику?
50. Як реалізувати синхронний двійково-десятковий лічильник?
51. Поясніть як реалізується реверсивний режим роботи двійкового лічильника.
52. Які функції виконують формувачі імпульсів на логічних елементах?
53. Поясніть принципи побудови генераторів імпульсів на логічних елементах.
54. За якими ознаками здійснюється класифікація пристроїв пам'яті.
55. У чому полягає відмінність статичної та динамічної оперативної пам'яті.
56. Поясніть принцип побудови та логіку роботи чарунки пам'яті динамічного ОЗП.
57. Поясніть, що таке розрядна та словникова організація ЗП.
58. Особливості організації динамічного ОЗП та його робота.
59. Як збільшити розрядність та обсяг пам'яті ОЗП?
60. Наведіть класифікацію постійних запам'ятовуючих пристроїв.
61. Поясніть логіку функціонування та схему включення маскувальних ПЗП.
62. Поясніть особливості побудови та схему організації програмованих ПЗП.
63. Які особливості притаманні репрограмованим ПЗП, поясніть режими їх роботи та організацію?

## ПІСЛЯМОВА

Даний підручник висвітлює широкий спектр питань, які пов'язані з основами електроніки та мікроелектроніки. Автори намагались викласти матеріал в тій послідовності, в якій історично розвивалась безпосередньо електроніка та елементи техніки пов'язані з нею.

У першому розділі розглядається етап, коли електронні пристрої базувались на використанні таких електронних елементів, як напівпровідниковий діод, біполярний та польовий транзистор, резистор, конденсатор. Недолік схем на базі вказаних елементів пов'язаний з необхідністю пошуку складних схемних рішень для отримання високих метрологічних показників, низькою інтегрованістю та великими габаритами. Цей недолік історично був подоланий з появою схем середнього ступеню інтегрованості та великих інтегральних схем. Аналізу аналогових схем з використанням СІС присвячений другий розділ, в якому значне місце відведене різним схемотехнічним рішенням та розрахункам, що забезпечують високу точність перетворення сигналів. В третьому розділі надані арифметичні та логічні основи цифрової електроніки, методи синтезу цифрових схем, елементну базу, та принципи функціонування цифрових інтегральних схем середнього ступеню інтеграції – наступного етапу розвитку електроніки.

Зважаючи на значне коло питань, які були висвітлені в підручнику, слід визначити, що автори не ставили за мету поглибленого розгляду матеріалу, а здійснили спробу надати загальні положення в області електроніки. Такий підхід дозволив узагальнити знання і досвід, які визріли під час розвитку електроніки як науки, і надає можливість для студентів вищих навчальних закладів отримати «стартові» знання, на базі яких вони будуть спроможні «читати» схеми, удосконалювати їх, розробляти нові, а також здійснювати моніторинг новин в області електроніки та мікроелектроніки. Адже розвиток електроніки далеко не завершений, що підтверджується появою нових елементів з більш істотним ступенем інтегрованості, широким впровадженням мікроконтролерів, впровадженням досягнень наноелектроніки.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники : учеб. пособие для вузов / И. П. Степаненко. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Лаборатория базовых знаний, 2001. – 488 с.
2. Щука А. А. Электроника : учеб. пособие / А. А. Щука ; под ред. проф. А. С. Сигова. – СПб. : БХВ – Петербург, 2005. – 800 с.
3. Лаврентьев Б. Ф. Аналоговая и цифровая электроника : учеб. пособие / Б. Ф. Лаврентьев. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2000. – 155 с.
4. Дьяков И. А. Схемотехника : учеб. пособие / И. А. Дьяков. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2001. – 84 с.
5. Титце У. Полупроводниковая схемотехника : справ. руководство / Титце У., Шенк К. ; пер. с нем. – М. : Мир, 1982. – 512 с.
6. Джонс М. Х. Электроника – практический курс / М. Х. Джонс ; пер. с англ. – М. : Постмаркет, 1999. – 528 с.
7. Хоровиц П. Искусство схемотехники : в 3-х т. – Т. 1. – 4-е изд. перераб и доп. / Хоровиц П., Хилл У. ; пер. с англ. – М. : Мир, 1993. – 593 с.
8. Москатов Е. А. Электронная техника / Е. А. Москатов. – Таганрог, 2004. – 121 с.
9. Попов Э. Г. Основы аналоговой техники : учеб. пособие для студ. радиотехнических спец. / Э. Г. Попов. – Минск : БГУИР, 2006. – 276 с.
10. Уве Наундорф. Аналоговая электроника. Основы, расчёт, моделирование / Наундорф Уве. – М. : Техносфера, 2008. – 472 с.
11. Агаханян Т. М. Проектирование электронных устройств на интегральных операционных усилителях : учеб. пособие / Т. М. Агаханян. – М. : МИФИ, 2008. – 856 с.
12. Щербаков В. И. Электронные схемы на операционных усилителях : справ. / В. И. Щербаков, Г. И. Грездов. – К. : Техніка, 1983. – 213 с.
13. Пептон А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж. Пейтон, В. Волш. – М. : БИНОМ, 1994. – 352 с.
14. Джонсон Д. Справочник по активным фильтрам / Д. Джонсон ; пер. с англ. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 128 с.
15. Алексенко А. Г. Применение прецизионных аналоговых ИС / А. Г. Алексенко, Е. А. Коломбет, Г. И. Стародуб. – М. : Радио и связь, 1981. – 224 с.
16. Алексеев А. Г. Операционные усилители и их применение / А. Г. Алексеев, Г. В. Войшвилло. – М. : Радио и связь, 1989. – 120 с.

17. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС / Фолкенберри Л. ; пер. с англ. – М. : Мир, 1985. – 572 с.
18. Букреев И. Н. Микроэлектронные схемы цифровых устройств / И. Н. Букреев, В. И. Горячев, Б. М. Мансуров. – 4-е изд. перераб. и доп. – М. : Техносфера, 2009. – 712 с.
19. Бойт К. Цифровая электроника / К. Бойт. – М. : Техносфера, 2007. – 472 с.
20. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм ; пер. с англ. – М. : Мир, 1988. – 392 с.
21. Новиков Ю. В. Основы цифровой схемотехники. Базовые элементы и схемы. Методы проектирования / Ю. В. Новиков. – М. : Мир, 2001. – 379 с.
22. Пухальский Г. И. Цифровые устройства : учеб. пособ. для вузов. / Г. И. Пухальский, Т. Я. Новосельцева – СПб. : Политехника, 1996. – 885 с.
23. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л. : Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
24. Федорков Б. Г. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение / Б. Г. Федорков, В. А. Телец. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 319 с.
25. Алексенко А. Г. Микросхемотехника : учеб. пособие для вузов / А. Г. Алексенко, И. И. Шатурин; под ред. И. П. Степаненко. – М. : Радио и связь, 1982. – 416 с.
26. Блейкли Т. Р. (США). Проектирование цифровых устройств с малыми и большими интегральными схемами / Т. Р. Блейкли ; пер. с англ. – К. : Вища шк., 1981. – 336 с.
27. Угрюмов Е. П. Цифровая схемотехника / Е. П. Угрюмов – СПб. : БХВ – Петербург, 2000. – 528.
28. Уэйкерли Дж. Проектирование цифровых устройств / Дж. Уэйкерли. – М. : Постмаркет, 2002. – 1087 с.
29. Бэйкер. Что нужно знать цифровому инженеру об аналоговой электронике / Бонни Бэйкер. ; пер. с англ. Ю. С. Магды. – М. : Додэка - XXI, 2010. – 360 с.
30. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) / П. П. Орнатский. – 5-е изд., перераб. и доп. – К. : Вища шк., 1986. – 504 с.

31. Чинков В. М. Цифрові вимірювальні прилади : навч. посіб. / В. М. Чинков. – Х. : НТУ «ХПІ», 2008. – 508 с.
32. Федорков Б. Г. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи / Б. Г. Федорков. – М. : Радио и связь, 1984. – 120 с.
33. Уолт Кастер Аналого-цифровое преобразование / Кастер Уолт. – М. : Техносфера, 2007. – 1016 с.
34. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский. – К. : Вища шк., 1983. – 455 с.
35. Чинков В. М. Основи метрології та вимірювальної техніки : навч. посіб. – 2 вид., перероб. і доп. / В. М. Чинков. – Х. : НТУ «ХПІ», 2005. – 524 с.
36. Метрологическое обеспечение и поверка средств измерений электрических величин : учеб. пособие / С. И. Кондрашов, В. К. Гусельников, М. М. Буденный и др. – Х. : НТУ «ХПІ», 2007. – 288 с.
37. Швецкий Б. И. Электронные цифровые приборы / Б. И. Швецкий. – К. : Техніка, 1981. – 247 с.

## Додаток А

Таблиця А1 – Типові ряди значень резисторів в межах однієї декади в стандарті ІЕС63\*

E6	10	15	22	33	47	68	–	–	–	–	–	–												
E12	10	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82												
E24	10	11	12	13	15	16	18	20	22	24	27	30												
	33	36	39	43	47	51	56	62	68	75	82	91												
E48 E96	<b>100</b>	102	<b>105</b>	107	<b>110</b>	113	<b>115</b>	118	<b>121</b>	124	<b>127</b>	130												
	<b>133</b>	137	<b>140</b>	143	<b>147</b>	150	<b>154</b>	158	<b>162</b>	165	<b>169</b>	174												
	<b>178</b>	182	<b>187</b>	191	<b>196</b>	200	<b>205</b>	210	<b>215</b>	221	<b>226</b>	232												
	<b>237</b>	243	<b>249</b>	255	<b>261</b>	267	<b>274</b>	280	<b>287</b>	294	<b>301</b>	309												
	<b>316</b>	324	<b>332</b>	340	<b>348</b>	357	<b>365</b>	374	<b>383</b>	392	<b>402</b>	412												
	<b>422</b>	432	<b>442</b>	453	<b>464</b>	475	<b>487</b>	499	<b>511</b>	523	<b>536</b>	549												
	<b>562</b>	576	<b>590</b>	604	<b>619</b>	634	<b>649</b>	665	<b>681</b>	698	<b>715</b>	732												
	<b>750</b>	768	<b>787</b>	806	<b>825</b>	845	<b>866</b>	887	<b>909</b>	931	<b>953</b>	976												
E192	100	101	102	104	105	106	107	109	110	111	113	114	115	117	118	120	121	123	124	126	127	129	130	132
	133	135	137	138	140	142	143	145	147	149	150	152	154	156	158	160	162	164	165	167	169	172	174	176
	178	180	182	184	187	189	191	193	196	198	200	203	205	208	210	213	215	218	221	223	226	229	232	234
	237	240	243	246	249	252	255	258	261	264	267	271	274	277	280	284	287	291	294	298	301	305	309	312
	316	320	324	328	332	336	340	344	348	352	357	361	365	370	374	379	383	388	392	397	402	407	412	417
	422	427	432	437	442	448	453	459	464	470	475	481	487	493	499	505	511	517	523	530	536	542	549	556
	562	569	576	583	590	597	604	612	619	626	634	642	649	657	665	673	681	690	698	706	715	723	732	741
	750	759	768	777	787	796	806	816	825	835	845	856	866	876	887	898	909	920	931	942	953	965	976	988

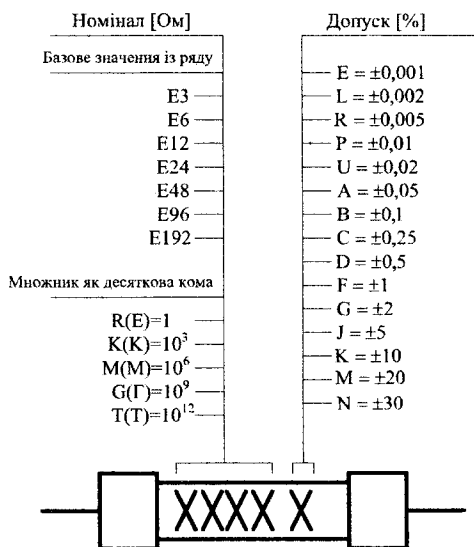
\* ІЕС (МЕК) – Міжнародна електротехнічна комісія.



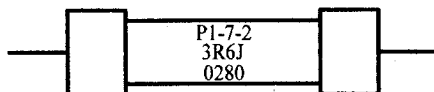
## Додаток Б

### Кодове маркування резисторів

У відповідності до ГОСТ 11076-69 та вимогам Публікацій 62 та 115-2 ІЕС перші три, або чотири символи несуть інформацію о номіналі резистора, що визначається по базовому значенню з ряду E3...E192 та множнику. Останній символ несе інформацію про допуск тобто клас точності резистора. Вимоги ГОСТ та ІЕС практично співпадають зі ще одним стандартом BS 1852 (British Standart)



Окрім строки, що визначає номінал та допуск резистора, може наноситись додаткова кодована інформація про тип резистора, його номінальну потужність та дата виробництва. Наприклад:



Резистор типу P1-7  
Потужність 2 Вт

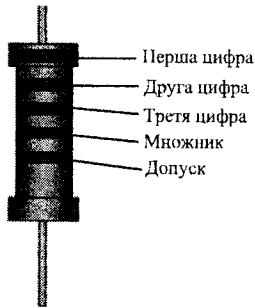
Номінал 3,6 Ом  $\pm 5\%$   
Виготовлено у лютому 1980 року

## Додаток В

### Кольорове позначення резисторів

Відповідно до вимог Публікації 62 МЕК кольорове маркування наноситься у вигляді 3, 4, 5 або 6 кілець. Маркувальні кільця повинні бути зміщені до одного з виводів. Замість кілець можуть зустрічатись кольорові точки, принцип маркування такий самий.

Колір позначки	Номинальне значення опору, Ом				Допуск, %
	цифра			множник	
	перша	друга	третя		
Сріблястий	–	–	–	$10^{-2}$	±10
Золотистий	–	–	–	$10^{-1}$	±5
Чорний	–	0	0	1	–
Коричневий	1	1	1	10	±1
Червоний	2	2	2	$10^2$	±2
Оранжевий	3	3	3	$10^3$	–
Жовтий	4	4	4	$10^4$	–
Зелений	5	5	5	$10^5$	±0,5
Блакитний	6	6	6	$10^6$	±0,25
Фіолетовий	7	7	7	$10^7$	±0,1
Сірий	8	8	8	$10^8$	±0,05
Білий	9	9	9	$10^9$	–



## Додаток Г

Таблиця Г 1 – Позначення конденсаторів з лінійною залежністю від температури

Позначення ДСТУ	Позначення міжнародне	ТКЄ [ppm**C]*	Буквенний код	Колір**
П100	P100	100(+130...-49)	A	червоний + фіолетовий
П33	–	33	N	синій
МП0	NP0	0(+30...-75)	C	чорний
М33	N030	-33(+30...-80)	H	коричневий
М75	N080	-75(+30...-80)	L	червоний
М150	N150	-150(+30...-105)	P	оранжевий
М220	N220	-220(+30...-120)	R	жовтий
М330	N330	-330(+60...-180)	S	зелений
М470	N470	-470(+60...-210)	T	блакитний
М750	N750	-750(+120...-330)	U	фіолетовий
М1500	N1500	-500(+250...-670)	V	оранжевий + оранжевий
М2200	N2200	-2200	K	жовтий + оранжевий

\* У дужках наведено реальний розбіг для імпортованих конденсаторів у діапазоні температур -55...+85 °С.

\*\* Сучасне кольорове кодування у відповідності до EIA. Кольорові смужки та крапки. Другий колір може бути представлений кольором корпусу.

Таблиця Г 2 – Температурний коефіцієнт ємності (ТКЄ)  
(конденсатори з ТКЄ, що не нормується)

Група ТКЄ	Допуск при -60...+50 °С [%]	Буквенний код	Колір*
H10	±10	B	оранжевий+ чорний
H20	±20	Z	оранжевий+ червоний
H30	±30	D	оранжевий+ зелений
H50	±50	X	оранжевий+блакитний
H70	±70	E	оранжевий+ фіолетовий
H90	±90	F	оранжевий+ білий

\* Сучасне кольорове кодування. Кольорові смужки або крапки. Другий колір може бути представлений кольором корпусу

## Додаток Д

### Конденсатори з нелінійною залежністю від температури

Група ТКЕ	Допуск %	Температура** [°C]	Буквений код***	Колір***
Y5F	±7.5	-30...+85		
Y5P	±10	-30...+85		срібний
Y5R		-30...+85	R	сірий
Y5S	±22	-30...+85	S	коричневий
Y5U	+22...-56	-30...+85	A	
Y5V(2F)	+22...-82	-30...+85		
X5F	±7.5	-55...+85		
X5P	±10	-55...+85		
X5S	±22	-55...+85		
X5U	+22...-56	-55...+85		синій
X5V	+22...-82	-55...+85		
X7R(2R)	±15	-55...+125		
Z5F	±7.5	-10...+85	B	
Z5P	±10	-10...+85	C	
Z5S	±22	-10...+85		
Z5U(2E)	+22...-56	-10...+85	E	
Z5V	+22...-82	-10...+85	F	зелений
SLO(GP)	+150...-1500	-55...+150	N	білий

\* Позначення наведено у відповідності зі стандартом EIA, у дужках – IEC

\*\* В залежності від технологій якими володіє фірма діапазон може бути іншим, наприклад, фірма «Philips» для групи Y5P нормує -55...+125 °C.

\*\*\* У відповідності до EIA. Наприклад фірма «Panasonic» користується іншим кодуванням

## Додаток Е

### Допуски та кодування конденсаторів











Відповідно до вимог Публікацій 62 та 115-2 ІЕС для конденсаторів встановлені наступні допуски та їх кодування:

Допуск %	Буквене позначення	Колір
$\pm 0.1^*$	В(Ж)	
$\pm 0.25^*$	С(У)	оранжевий
$\pm 0.5^*$	Д(Д)	жовтий
$\pm 1.0^*$	F(P)	коричневий
$\pm 12.0$	G(Л)	червоний
+5.0	J(И)	зелений
$\pm 10$	K(C)	білий
$\pm 20$	M(B)	чорний
$\pm 30$	N(Ф)	
-10...+30	Q(O)	
-10...+50	T(Э)	
-10...+100	Y(Ю)	
-20...+50	S(B)	фіолетовий
-20...+80	Z(A)	сірий

\* Для конденсаторів ємністю < 10 пФ допуск вказано у пФ.

Додаток Ж

Логотипи фірм виробників електронних елементів

 <b>ANALOG DEVICES</b>	Analog Devices, Inc.
 <i>National Semiconductor</i>	National Semiconductor Corporation
<b>BURR - BROWN®</b> 	Burr-Brown Corporation
	Atmel Corporation
 <b>FAIRCHILD</b> SEMICONDUCTOR®	Fairchild Semiconductor Corporation
 <b>TEXAS INSTRUMENTS</b>	Texas Instruments Incorporated
 <b>LINEAR</b> TECHNOLOGY	Linear Technology Corporation
 <b>DALLAS</b> SEMICONDUCTOR	Dallas Semiconductor
 <b>MICROCHIP</b>	Microchip Technology Incorporated
 <b>RAMTRON</b>	Ramtron International Corporation
<b>MAXIM</b>	Maxim Integrated Products
<b>SIEMENS</b>	Siemens Corporation
<b>IOR</b>	International Rectifier

## Додаток 3

## Параметри операційних підсилювачів

Таблиця 3 1 – Універсальні операційні підсилювачі (загального призначення)

Тип ОП	П а р а м е т р												
	$U_{ж}$ В	$K_{оп}$ дБ	$U_{зс}$ мВ	$I_{вх}$	$\Delta I_{вх}$	$K_{осс}$ дБ	$K_{вж}$ дБ	$f_1$ МГц	$\nu_{U_{вих}}$ в/мкс	$R_{вх}$ Ом	$R_{вих}$ Ом	$I_{вих}$ мА	$I_{ж}$ мА
LM124	$\pm 1,5-16$	110	1	20нА	2нА	85	100	1	1	$10^6$	100	50	1,5
LM1458	$\pm 18$	104	5	200нА	80нА	90	96	1	0,5	$10^6$	–	45	3
LMC6022	5–15	120	1	40фА	10фА	83	83	0,35	0,11	$10^{12}$	1000	22	0,14
LMC6035	2–15	120	0,5	20фА	10фА	93	97	1,4	1,5	$10^{13}$	150	8	0,6
LMV951	0,8–3	110	1,5	32нА	0,2нА	77	92	2,7	1,4	–	100	35	0,4
MAX4130	2,7–6,5	108	3,5	50нА	15нА	90	100	10	4	$5 \times 10^5$	0,1	50	1
MAX9914	1,8–5,5	85	0,2	1пА	1пА	80	85	1	0,5	$10^9$	–	2	0,02
NE532	3–32	100	2	45нА	3нА	85	100	1	0,3	–	–	40	1
SM72501	2,7–12	120	0,2	0,2пА	0,04пА	130	98	2,5	0,9	–	25	40	1
TL083	$\pm 15$	115	3	30пА	5пА	86	86	3	13	$10^{12}$	200	20	1,4
TL084	$\pm 15$	115	3	0,2нА	0,1нА	86	86	4	16	$10^{12}$	500	50	2,5
TLC251	1,4–15	115	1	0,6пА	0,1пА	85	95	2	6	–	–	5	1

Таблиця 3 2 – Прецизійні операційні підсилювачі

Тип ОП	П а р а м е т р												
	$U_{ж}$ В	$K_{оп}$ дБ	$U_{зс}$ мкВ	$I_{вх}$	$\Delta I_{вх}$	$K_{осс}$ дБ	$K_{вж}$ дБ	$f_1$ МГц	$\nu_{0вих}$ в/мкс	$R_{вх}$ Ом	$R_{вих}$ Ом	$I_{вих}$ мА	$I_{ж}$ мА
AD648	±15	120	300	3пА	2пА	82	100	1	1,8	$10^{12}$	200	15	0,4
AD706	±5-8	120	1	1,5пА	0,5пА	130	130	2	2,5	$10^{12}$	-	10	2
ICL7652	±2,5-8	135	5	30пА	10пА	120	120	0,45	0,6	$6 \times 10^5$	-	-	2
LMP7731	1,8-5,5	90	9	1нА	1нА	120	129	20	2,4	$4 \times 10^4$	20	30	2
LTC1052	±5-8	82	0,5	30пА	1пА	140	150	1,2	4	$10^{12}$	20	6	2
LTC1100	±5-8	120	1	10пА	2,5	115	120	1,2	0,6	$10^{12}$	500	20	2,5
MAX4238	2,7-5,5	125	0,1	2пА	1пА	140	140	1	0,35	$1,5 \times 10^6$	100	40	0,6
OP177	±15	140	10	1,2нА	0,3нА	140	125	0,6	0,3	$2 \times 10^{11}$	60	10	2
OP193	±1,7-18	115	75	15нА	2нА	100	100	0,035	0,015	$10^6$	40	25	0,015
OP27	±3-18	125	10	10нА	5нА	125	120	8	2,8	$6 \times 10^6$	70	20	5
OP290	±1,5-15	115	125	4нА	0,1нА	120	120	0,02	0,012	$3 \times 10^6$	800	5	0,025
TC7650	±5-8	120	1	1,5пА	0,5пА	130	130	2	2,5	$10^{12}$	100	10	3,5



Таблиця 3.3 – Мікропотужні операційні підсилювачі

Тип ОП	П а р а м е т р												
	$U_{ж}$ В	$K_{оп}$ дБ	$U_{зс}$ мВ	$I_{вх}$	$\Delta I_{вх}$	$K_{осс}$ дБ	$K_{вж}$ дБ	$f_1$ МГц	$\nu_{U_{вих}}$ в/мкс	$R_{вх}$ Ом	$R_{вих}$ Ом	$I_{вих}$ мА	$I_{ж}$ мА
AD648	±4,5–18	120	0,3	10пА	5пА	82	82	1	1,8	$10^{12}$	1000	15	0,4
AD8541	2,7–5,5	114	1	4пА	0,1пА	45	76	1	0,75	$10^{10}$	100	30	0,045
LMC6041	4,5–15	130	3	4пА	2пА	75	90	0,075	0,02	$10^{11}$	100	15	0,02
LMC6061	4,5–15	130	0,1	10фА	5фА	85	85	0,1	0,035	$10^{13}$	110	10	0,02
LT1635	±5	110	0,3	2нА	0,2нА	110	100	0,05	0,045	$2,5 \times 10^7$	100	20	0,15
MAX4036	1,4–3,6	120	0,2	1пА	0,3пА	70	82	0,01	0,0004	$2,5 \times 10^{10}$	120	0,25	0,001
MAX4040	2,4–5,5	95	0,2	2нА	0,5пА	94	85	0,1	0,04	$4,5 \times 10^7$	50	1	0,01
MAX4289	1–5,5	90	0,2	5нА	0,5нА	85	75	0,017	0,006	$5 \times 10^6$	300	20	0,02
MAX480	±0,8–18	120	0,02	1нА	0,2	130	100	0,02	0,01	$3 \times 10^7$	150	1	0,01
MCP606	2,5–5,5	120	0,25	1пА	1пА	90	93	0,155	0,08	$10^{13}$	200	17	0,025
OP90	1.6–36	115	0,1	4нА	1нА	120	120	0,02	12	$3 \times 10^7$	–	–	0,02
OPA244	±1,1–18	106	0,7	10нА	1нА	98	106	0,4	0,1	$10^6$	500	12	0,04
TL061	±5–15	100	3	30пА	5пА	86	95	2	3,5	$10^{12}$	1000	20	0,2

Таблиця 3 4 – Потужні операційні підсилювачі

Тип ОП	П а р а м е т р												
	$U_{ж}$ В	$K_{оп}$ дБ	$U_{зс}$ мВ	$I_{вх}$ нА	$\Delta I_{вх}$ нА	$K_{осс}$ дБ	$K_{вж}$ дБ	$f_1$	$\nu_{U_{вих}}$ В/МКС	$R_{вх}$ Ом	$R_{вих}$ Ом	$I_{вих}$ А	$I_{ж}$ мА
L165V	±6–18	80	2	200	20	70	60	3	8	$5 \times 10^5$	–	3,0	60
L272	4–28	50	15	300	50	75	70	0,35	1	$5 \times 10^5$	0,3	1,0	12
LM675	16–60	90	1	200	50	90	90	5,5	8	–	–	3,0	50
LMH6672	±2,5–6,5	75	0,1	8000	2000	100	90	90	135	–	100	0,2	8
MP240	±100	96	1	0,1	0,05	92	–	1,8	14	$10^{14}$	0,2	20,0	20
OPA541	±10–35	97	2	4пА	1пА	113	120	2	10	$10^{12}$	0,25	5,0	20
OPA544	±10–35	100	1	0,015	0,01	106	100	1,4	8	$10^{12}$	0,5	2,0	12
OPA548	±4–30	98	2	100	5	95	90	1	10	$10^7$	–	3,0	17
OPA551	±4–30	126	1	0,02	0,003	102	110	3	15	$10^{13}$	5	0,2	10
OPA567	7,5	125	0,5	0,002	0,001	100	100	1,2	1,2	$10^{13}$	0,5	2,0	7
PA96	300	114	1	0,2	0,05	92	114	20	250	$10^{11}$	10	1,5	8
PA119	±15–40	111	5	0,01	0,005	100	86	100	900	$10^{11}$	1,2	2,0	100

Таблиця 3 5 – Швидкодіючі операційні підсилювачі

Тип ОП	П а р а м е т р												
	$U_{ж}$ В	$K_{оп}$ дБ	$U_{зс}$ мВ	$I_{вх}$	$\Delta I_{вх}$	$K_{осс}$ дБ	$K_{вж}$ дБ	$f_l$	$\nu_{увих}$ в/мкс	$R_{вх}$ Ом	$R_{вих}$ Ом	$I_{вих}$ мА	$I_{ж}$ мА
ОРА637	$\pm 4,5-18$	120	0,04	5пА	1пА	116	120	80	135	$10^{13}$	55	45	7
ОРА654	$\pm 18$	115	0,1	3пА	2пА	76	82	700	750	$10^{12}$	800	200	38
LM7372	9-36	85	2	2,7мкА	0,1мкА	93	90	120	3000	$3 \times 10^6$	15	150	13
AD8007	$\pm 2,5-6$	$G \leq 10$	0,5	4мкА	0,4мкА	59	64	650	1000	$4 \times 10^6$	10	50	9
AD8041	$\pm 5$	95	2	1,2мкА	0,2мкА	80	80	160	160	$1,6 \times 10^5$	10	50	5,2
AD8055	$\pm 5$	70	5	400нА	100нА	82	70	300	1400	$10^7$	25	60	5
НА2539	$\pm 15$	90	8	20мкА	6мкА	72	70	600	600	$10^4$	30	50	18
НА5190	$\pm 15$	85	3	5мкА	1мкА	95	100	150	200	$10^4$	30	50	20
LM6171	$\pm 5-15$	90	1,5	1мкА	0,03мкА	110	95	100	3600	$4 \times 10^7$	14	100	2,5
LMH6628	$\pm 5$	63	5	5мкА	0,3мкА	62	70	300	550	$2 \times 10^5$	0,1	85	9
LMH6682	$\pm 5$	65	1,1	5мкА	0,05мкА	110	80	190	940	$4 \times 10^6$	0,02	90	6,5
LT1190	$\pm 3-5$	80	3	0,5мкА	0,2мкА	58	68	50	450	$1,3 \times 10^5$	50	50	29
LTC6252	2,5-5	95	0,35	100нА	30нА	105	70	280	720	$7 \times 10^3$	10	90	3

## Предметний покажчик

### А

Алгебра логіки: 302–306  
аксіоми та закони 302, 303  
карта Карно 305, 306, 320  
карта Вейча 327–329  
мінтерм 305  
правило де Моргана 303  
таблиця істинності 304

АЧХ 34, 35

Арифметичні основи цифрової  
техніки: 291–302

арифметичні операції 297  
системи числення 294  
формати запису числової  
інформації 298–302

### Б

Безперехідні напівпровідникові  
прилади:

варистор 43  
позистор 43  
термістор 42  
фоторезистор 43, 44

### В

Випрямляч:

двонапівперіодний 52, 186  
однапівперіодний 51, 185  
прецизійний 184

Вольтамперна характеристика  
(ВАХ) 38, 49, 58

### Г

Генератор сигналів:

гармонійних коливань 264  
міст Віна 266  
одновібратор 261, 381  
релаксаційний 259, 382

Гіратор 211

### Д

Децибел 21

Джерело сигналів:

перетворення джерел 19  
опір джерела 19  
напруги 18  
струму 18, 87, 275

### Е

Електричний струм:

змінний 7, 8  
кутова частота 22  
постійний 7  
синусоїдальний 8, 10, 20

Електричні кола:

RC-коло 24–27  
диференціюючі 28–30  
інтегруючі 27, 28  
конденсатор 21–24, 31  
подільник напруги 15–18  
резистор 11–14  
стала часу 25  
температурний коефіцієнт  
опору 13

Електронно-дірковий *p-n*-перехід:  
36–40

бар'ерна ємність 40  
дифузійна ємність 39  
домішкові напівпровідники 40  
електронно-діркова провідність 36  
потенційний бар'єр 37

### З

Закон Кірхгофа:

для напруги 10  
для струму 10

### К

Комбінаційні схеми: 329–346  
демультиплексор 332

мультиплексор 330

дешифратор 336

шифратор 335

Компаратор:

аналоговий 154–164

двопороговий 163

інтегральний 159–161

цифровий 346

## Л

Лічильники: 369–380

асинхронні 369, 372

двійкові 370

двійково-десяткові 371

додавання 377

реверсивні 376

синтез 372–375

синхронні 371–375

Логічний елемент:

елемент «або» 307

елемент «і» 308

елемент «ні» 309

ТТЛ-логіка 310–318

## Н

Напівпровідниковий діод:

варикап 61

випрямний 50

динамічний опір 48

лазерний 70–73

коефіцієнт стабілізації 60

обернений 63

площинний 45

світлодіод 67–70

стабілітрон 57–61

стабістор 61

точковий 45

тунельний 63

фотодіод 65–67

Шоттки 64

Напруга:

амплітудне значення 9

ЕРС 9

миттєве значення 9

середнє значення 9

СКЗ 9

СВЗ 10

## О

Операційний підсилювач (ОП):

бюджет похибок ОП 149–154

динамічні характеристики 139

диференціальний сигнал 97, 130

діаграма Бодє 140

ідеальний ОП 126

синфазний сигнал 97, 130

КОСС 138

статичні характеристики 135

частотна корекція 139

шумові властивості 144

Оптореле 77

Оптрон 73–77

## П

Пам'ять:

динамічна 388, 392

маскувальна 395

оперативна 384

постійна 386, 395

програмована 396–400

статична 386, 389

Перетворювач

напруга – струм 272–274

струм – напруга 267–272

функціональний 248–251

Підсилювач сигналів:

диференціальний 96–101, 188

диференціюючий 225–228

експоненціальний 237

ізолюючий 251–258

інвертувальний 165–170

інструментальний 179

інтегратор 214–224  
логарифмувальний 234  
МДМ 253  
неінвертувальний 170  
помножувач 238  
потужності 110–116  
струмове дзеркало 92–94  
транзисторний 87–99  
Пристрій вибірки-зберігання 181  
Пробій:  
електричний 39  
лавинний 39  
тепловий 39  
тунельний 39

## Р

Регістр: 362–368  
зсуву 364  
паралельного запису 363  
універсальний 365

## С

Системи числення: 294  
вісімкова 296  
двійкова 295  
двійково-десятькова 294  
десятькова 295  
позиційна 294  
шістнадцятькова 296

Склейка 321  
Структурне проектування 318  
Суматор:  
аналоговий 228–233  
цифровий 344

## Т

Таблиця істинності 297  
Транзистор  
біполярний 78–91  
польовий 101–110  
складений 94–96

Транзисторний ключ 89  
Тригер: 347–362  
асинхронний 347  
синхронний 350  
двоступеневий 351–353  
RS 347–353  
D 353–356  
T 356  
JK 359  
Шмігта 260, 384

## Ф

ФЧХ 34

Фільтр:

активний 191  
Баттерворта 195, 206  
Бесселя 195  
верхніх частот 193, 200  
другого порядку 194, 201–210  
смісний 54–57  
нижніх частот 193, 199  
першого порядку 194, 198–201  
режекторний 193, 209  
Саллена-Кея 202, 204  
смуговий 193, 201, 208, 210  
смуго-загороджувальний 193, 209  
частоти полюсів 194  
Чебишова 195, 197

## Ц

Цифро-аналоговий перетворювач  
(ЦАП) 278–288  
Цифровий сигнал 292

## Ч

Частотно-вибіркове коло 191  
Числова інформація: 298–302  
знаковий формат 298  
мантиса 299  
плаваюча кома 299–302  
фіксована кома 298

## ЗМІСТ

Вступ .....	3
<b>Розділ 1. ЕЛЕМЕНТИ ЕЛЕКТРОНІКИ .....</b>	<b>7</b>
1.1. Базові поняття електроніки .....	7
1.2. Елементи електричних кіл .....	11
1.2.1. Опір і резистор .....	11
1.2.2. Конденсатори .....	21
1.3. Інтегруючі та диференціюючі електричні кола .....	27
1.3.1. Інтегруючі кола .....	27
1.3.2. Диференціюючі кола .....	28
1.3.3. Електричні кола при синусоїдальному сигналі .....	30
1.4. Основні поняття теорії електропровідності напівпровідників. Електронно-дірковий <i>p-n</i> -перехід .....	36
1.5. Класифікація напівпровідникових електронних приладів .....	41
1.6. Безперехідні напівпровідникові прилади .....	42
1.7. Напівпровідникові діоди .....	44
1.7.1. Принцип дії, характеристики .....	44
1.7.2. Стабілітрони .....	57
1.7.3. Стабістори .....	61
1.7.4. Варикапи .....	61
1.7.5. Тунельний діод .....	63
1.7.6. Обернений діод .....	63
1.7.7. Діод Шоттки .....	64
1.7.8. Фотодіод .....	65
1.7.9. Випромінюючі напівпровідникові прилади .....	67
1.7.10. Лазерний діод .....	70
1.7.11. Оптипара (оптрон) .....	73
1.7.12. Оптореле .....	77
1.8. Транзистори .....	77
1.8.1. Біполярні транзистори (БПТ) .....	78
1.8.2. Емітерний повторювач .....	84
1.8.3. Імпеданс джерела і навантаження .....	84
1.8.4. Зсув в емітерному повторювачі .....	85
1.8.5. Транзисторне джерело струму .....	87
1.8.6. Підсилювач із загальним емітером .....	88

1.8.7. Вхідний і вихідний опори підсилювача із загальним емітером .....	92
1.8.8. Струмове дзеркало .....	92
1.8.9. Складений транзистор (схема Дарлінгтона) .....	94
1.8.10. Диференціальні підсилювачі .....	96
1.8.11. Польовий транзистор .....	101
1.8.12. Підсилювачі потужності .....	110
Контрольні запитання та завдання .....	117

## **Розділ 2. ОСНОВИ АНАЛОГОВОЇ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ** .....

2.1. Операційні підсилювачі. Загальні відомості .....	119
2.2. Класифікація операційних підсилювачів (ОП) .....	122
2.3. Ідеальний та реальний ОП .....	126
2.4. Позначення ОП на принципових схемах .....	127
2.5. Підключення ОП до джерела живлення .....	127
2.6. Особливості застосування операційних підсилювачів при однополярному живленні .....	129
2.7. Вхідна і вихідна напруги ОП. Поняття диференціального і синфазного сигналів .....	130
2.8. Структурна схема ОП. Еквівалентна схема ОП .....	133
2.9. Основні параметри і характеристики ОП .....	134
2.9.1. Статичні характеристики ОП .....	135
2.9.2. Динамічні характеристики ОП .....	139
2.9.3. Шумові властивості ОП .....	144
2.9.4. Експлуатаційні показники .....	148
2.10. Бюджет похибок вимірювальних підсилювачів .....	149
2.11. Аналогові компаратори .....	154
2.11.1. Аналогові компаратори на ОП .....	154
2.11.2. Аналоговий інтегральний компаратор .....	159
2.11.3. Двопороговий компаратор .....	163
2.11.4. Параметри компараторів .....	164
2.12. Інвертувальний підсилювач .....	165
2.12.1 Інвертувальні підсилювачі з підвищеним вхідним опором ..	169
2.13. Неінвертувальний підсилювач .....	170
2.14. Диференціальні підсилювачі .....	172
2.14.1. Диференціальний підсилювач на одному операційному підсилювачі .....	173



2.14.2. Диференціальні підсилювачі з підвищеним вхідним опором .....	175
2.14.3. Диференціальний підсилювач на трьох ОП .....	178
2.15. Пристрої вибірки – зберігання .....	181
2.16. Прецизійні випрямлячі на ОП .....	184
2.16.1. Однонапівперіодні випрямлячі .....	185
2.16.2. Двонапівперіодні випрямлячі .....	186
2.17. Активні фільтри на ОП .....	191
2.17.1. Загальні відомості про активні фільтри .....	191
2.17.2. Фільтри першого порядку .....	198
2.17.3. Фільтри другого порядку .....	201
2.18. Гіратори .....	211
2.19. Інтегратори і диференціатори .....	214
2.19.1. Інтегратори .....	214
2.19.2. Рекомендації щодо вибору елементів інтеграторів .....	224
2.19.3. Диференціатори .....	225
2.20. Арифметичні операції на ОП .....	228
2.20.1. Суматори на ОП .....	228
2.20.2. Логарифмувальні та експоненціальні перетворювачі .....	234
2.20.3. Помножувачі .....	238
2.21. Функціональні перетворювачі .....	248
2.21.1. Функціональні перетворювачі з аналоговими помножувачами .....	248
2.22. Ізолюючі підсилювачі .....	251
2.22.1. Ізолюючий підсилювач з модуляцією/демодуляцією (МДМ) .....	253
2.23. Генератори сигналів на ОП .....	258
2.23.1. Релаксаційні пристрої на ОП .....	259
2.23.2. Генератори гармонійних коливань .....	264
2.23.3. RC-генератор синусоїдальних коливань .....	265
2.24. Перетворювачі струму в напругу і напруги в струм .....	267
2.24.1. Перетворювачі струму в напругу .....	267
2.24.2. Перетворювачі напруги в струм .....	272
2.25. Цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП) .....	278
2.25.1. Принципи побудови ЦАП .....	278
2.25.2. Застосування ЦАП .....	282
Контрольні запитання та завдання .....	288

<b>Розділ 3. ОСНОВИ ЦИФРОВОЇ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ</b> .....	291
3.1. Арифметичні основи цифрової техніки .....	291
3.2. Реалізація логічних дій в цифровій електроніці .....	302
3.3. Логічні елементи. Схема, логіка функціонування, параметри .....	307
3.4. Методика структурного проектування .....	318
3.5. Комбінаційні логічні схеми .....	329
3.5.1. Мультиплексом .....	330
3.5.2. Демультимплексор .....	332
3.5.3. Шифратор .....	335
3.5.4. Дешифратор .....	336
3.5.5. Суматор .....	344
3.5.6. Компаратор .....	346
3.6. Послідовнісні логічні схеми .....	347
3.6.1. Тригери. <i>RS</i> -, <i>D</i> -, <i>T</i> -, <i>JK</i> -тригери. Призначення. Синтез .....	347
3.6.2. Регістри. Регістри пам'яті та зсуву .....	362
3.6.3. Лічильники. Класифікація. Принцип функціонування .....	369
3.7. Імпульсні пристрої .....	380
3.7.1. Формувачі імпульсів .....	380
3.7.2. Генератори .....	382
3.8. Пристрої пам'яті .....	384
3.8.1. Оперативна пам'ять .....	384
3.8.2. Постійна пам'ять .....	395
Контрольні запитання та завдання .....	400
Післямова .....	403
Список літератури .....	404
Додатки .....	407
Предметний покажчик .....	419



Навчальне видання

ДАВИДЕНКО Олександр Петрович  
ГРИГОРЕНКО Ігор Володимирович  
МИГУЩЕНКО Руслан Павлович

## **ЕЛЕКТРОНІКА У ВИМІРЮВАЛЬНІЙ ТЕХНІЦІ**

Підручник  
для студентів напряму підготовки  
6.051001 «Метрологія та інформаційно-вимірвальні технології»  
денної та заочної форм навчання

Роботу до видання рекомендував *В. І. Міліх*  
Редактор *Л. Л. Яковлева*

План 2015 р., поз. 148.

Підп до друку 10.11.2015 р. Формат 60 × 84 / 16. Папір офсетний.  
Riso-друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 24,9. Наклад 500 пр., 1-й з-д 1–100.  
Зам. № 74. Ціна договірна.

---

Видавець

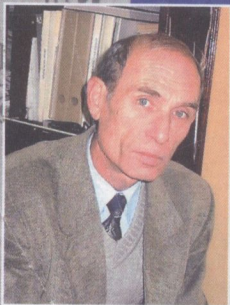
ТОВ «Видавництво «Підручник НТУ «ХП»,  
вул. Фрунзе, 21, м. Харків-2, 61002

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3656 від 24.12.2009 р.

---

Виготовлювач

ТОВ «Л'єколь»,  
вул. Командарма Уборевіча, 20, кв. 171, м. Харків-144, 61144



**Давиденко Олександр Петрович** – кандидат технічних наук, доцент, професор кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології і системи» Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»

**Григоренко Ігор Володимирович** – кандидат технічних наук, доцент, професор кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології і системи» Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»



**Мигущенко Руслан Павлович** – доктор технічних наук, доцент, професор кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології і системи», проректор з науково-педагогічної роботи Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»

ISBN 978-6-17-687061-6



9 786176 870616 >