

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

КОНСПЕКТ лекцій з дисципліни
Основи електроніки та мікропроцесорної
техніки
для студентів спеціальності 132 “Матеріалознавство”
усіх форм навчання

2020

КОНСПЕКТ лекцій з дисципліни “ Основи електроніки та мікропроцесорної техніки ” для студентів спеціальності 132 “Матеріалознавство” усіх форм навчання/ Укл.: М.Л.Антонов, Є.В.Васильєва - Запоріжжя: НУ«Запорізька політехніка», 2020-87с.

Укладачі: М.Л.Антонов, доцент,
канд. техн. наук;
Є.В.Васильєва, старший
викладач

Рецензенти: А.Є.Казурова, доцент,
канд. техн. наук

Відповідальний
за випуск: Є.В.Васильєва, старший
викладач

Затверджено
на засіданні кафедри “ЕПА ”
Протокол № 9
від “ 24 ” лютого 2020.

Рекомендовано до
видання НМК ЕТФ
Протокол № 7
від “ 5 ” березня 2020.

ЗМІСТ

1 Основні поняття та визначення.....	4
2 Напівпровідникові діоди.....	10
3 Транзистори.....	19
4 Тиристори.....	36
5 Електронні підсилювачі.....	44
6 Багатокаскадні підсилювачі.....	56
7 Підсилювачі постійного струму.....	67
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	83

1 ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТА ВИЗНАЧЕННЯ

1.1 Предмет та задача дисципліни

Дисципліна “Електроніка і мікросхемотехніка” орієнтована на засвоєння знань зі застосування електронних пристроїв у різних галузях промисловості за їхньої побудови переважно на інтегральних мікросхемах.

Вона тісно пов'язана з електротехнічними дисциплінами, що вивчаються Вами у вузі, і базується на курсах вищої математики, фізики, теоретичних основ електротехніки, електричних вимірювань.

У свою чергу, ця дисципліна є базисом для вивчення основ обчислювальної техніки, автоматизації, перетворювальної техніки, автоматизованого електроприводу та інших спеціальних дисциплін.

1.2 Основні поняття та визначення

Електроніка - це галузь науки і техніки, що вивчає:

- фізичні явища, пов'язані зі зміною концентрації і переміщенням заряджених часток у вакуумі, газі та твердих кристалічних тілах;
- електричні характеристики та параметри електронновакуумних, іонних та напівпровідникових приладів;
- властивості пристроїв і систем, у яких застосовуються електронно-вакуумні, іонні та напівпровідникові прилади.

Перший із цих напрямків складає основу фізичної електроніки, другий і третій - технічної електроніки.

У свою чергу, технічна електроніка має чотири головних напрямки: радіоелектроніка, промислова електроніка, ядерна та біологічна електроніка.

1.3 Класифікація електронних пристроїв

Радіоелектроніка пов'язана з радіотехнікою, бо є основою радіозв'язку, телебачення, радіолокації, радіоуправління, радіонавігації, радіоастрономії.

Промислова електроніка пов'язана із застосуванням електронних

пристроїв у різних галузях промисловості і обслуговує ці галузі пристроями контролю, керування, вимірювання, перетворення електричної енергії, а також технологічним обладнанням.

Промислова електроніка має три складові: інформаційна електроніка, енергетична електроніка, електронна технологія.

Інформаційна електроніка складає основу електронно-обчислювальної та інформаційно-вимірювальної техніки, а також пристроїв автоматики. До неї належать електронні пристрої одержання, опрацювання та зберігання інформації, пристрої керування різними об'єктами та технологічними установками: пристрої, що обробляють інформацію, представлену у вигляді електричних сигналів (неперервних або дискретних).

Енергетична електроніка пов'язана з питаннями перетворення електричної енергії та пристроями і системами перетворення електричної енергії середньої і великої потужності. Сюди належать перетворювачі змінного струму в постійний (випрямлячі), постійного струму в змінний (інвертори), перетворювачі частоти, регулятори і т. п.

Електронна технологія забезпечує використання електронних пристроїв у технологічних цілях. Це, наприклад, застосування високочастотного генератора для сушіння деревини, нагріву, плавлення та зварювання металів, приготування їжі (НВЧ-піч) тощо.

Ядерна електроніка пов'язана з процесами отримання, вивчення та використання елементарних часток.

Біологічна електроніка охоплює використання електронних пристроїв у біологічних дослідженнях, особливо у медицині (медична електроніка).

1.4 Історія виникнення, основні напрямки та перспективи розвитку електроніки.

Фундамент для виникнення і розвитку електроніки було закладено працями фізиків у XVIII - XIX ст.

Перші у світі дослідження електричних розрядів у повітрі були здійснені Бенджаменом Франкліном у 1747-1753 роках. Це він дав назви: “батарея”, “конденсатор”, “провідник”, “заряд”, “розряд”; довів електричну природу блискавки; створив теорію статичної електрики,

єдиним недоліком якої на наш час є лише те, що носії заряду у ній мають позитивний заряд; винайшов блискавковідвід.

Важливою подією було відкриття електричної дуги академіком В. В. Петровим у 1802 році.

Одним із найперших електронних приладів можна вважати фоторезистор із селену, винайдений у США У. Смітом в 1873 році. Тоді ж А. Н. Лодигін винайшов перший у світі електровакуумний прилад - лампу розжарювання.

Електрична дуга була вперше використана для освітлення П. Н. Яблочковим у 1876 році.

У 1874 році німецький вчений К. Ф. Браун відкрив ефект односторонньої провідності контакту метал - напівпровідник (селен).

Виходячи з теорії електромагнітного поля Дж. К. Максвелла, що була теоретичним обґрунтуванням і тріумфом ідей та дослідів Майкла Фарадея, який на основі електродинаміки Андре-Марі Ампера відкрив явище електромагнітної індукції, Генріх Герц у 1886 році відкрив електромагнітні хвилі.

У 1887 році також Герц відкрив фотоелектричний ефект, а дослідження цього явища, що їх проводив із 1888 року А. Г. Столетов (він відкрив основні закони фото ефекту), поклали початок розвитку фотоелектронних приладів.

Термоелектронну емісію (одну з основ електронно-вакуумних приладів) було відкрито у 1884 році Едісоном.

Використання електронних приладів у радіотехніці розпочалося з того, що у 1904 році англійський вчений Дж. А. Флемінг застосував двоелектродну лампу-діод із розжареним катодом для випрямлення (детектування) високочастотних коливань у радіоприймачі.

Важливим винаходом було створення у 1905 році Хелом у США газонаповненого діода - газотрона.

У 1906 році американський інженер Л. де Форест ввів у лампу-діод керуючу сітку, тобто створив перший тріод. Майже одночасно те ж саме здійснив Лібен у Німеччині.

У 1907 році професор Петербурзького технологічного інституту Б. Л. Розінг запропонував використання електронно-променевої трубки для приймання телевізійних зображень і у наступні роки здійснив експериментальне підтвердження своїх ідей.

У 1913 році німецький вчений Мейснер застосував тріод для генерування електричних коливань.

У 1918-1919 роках Бонч-Бруєвич опублікував теорію тріода, що мала велике значення для розрахунків та проектування електронних ламп (подібні праці в той же час незалежно опублікував німецький вчений Баркгаузен).

Поряд з вакуумними електронними лампами у Нижньгородській радіолабораторії під керівництвом В. П. Вологдіна були створені потужні ртутні випрямлячі.

У 1922 році співробітник Нижньгородської радіолабораторії Лосєв відкрив можливість генерування і підсилення електричних коливань за допомогою напівпровідникового детектора.

У 1921 році Хелл запропонував магнітрон, а у 1930 - пентод, що став однією з найбільш розповсюджених електронних ламп. Тоді ж Л. А. Кубецький винайшов фотоелектронні помножувачі (аналогічні прилади у США винайшов Фарнсворт).

Перші успішні експерименти із телевізійними передавальними електронними трубками (до речі, за глибокої несхвали прибічників електромеханічного телебачення) проводив Б. П. Грабовський - син відомого українського письменника П. А. Грабовського: у 1928 р. в Ташкенті вперше передано й прийнято рухоме зображення за допомогою повністю електронних засобів.

Перший селеновий випрямляч виготовив німецький вчений Прессер у 1932 році.

Першу електронну обчислювальну машину (на лампах-тріодах) було створено у США у 1946 році.

Але всі ці епохальні відкриття та успіхи можна вважати лише попередніми кроками у створенні теорії електроніки, електронних приладів та схемотехнічних прийомів, оскільки справжня революція в електроніці розпочалася у 1948 році - після винайдення американськими вченими, співробітниками Bell Laboratories Д. Бардіним, У. Браттейном і У. Шеклі транзистора.

Досить звернути увагу на те, що після недовгочасного періоду панування пристроїв на дискретних транзисторах вже у 1965 році Відлар (фірма Fairchild, США) запропонував операційний підсилювач в інтегральному виконанні, а у 1971 році з'явився перший мікропроцесор (фірма Intel, США).

Поєднання інтегральних аналогових та цифрових пристроїв у сукупності з комп'ютерними технологіями (на основі мікропроцесорів) відкрило подальші найширші перспективи у

розвитку і застосуванні електроніки.

Успіхи енергетичної електроніки пов'язані з розвитком силових напівпровідникових електронних приладів. Це - створення силового діоду (10 А, 200 В) у 1954 році, винахід у 1956 році тиристора, а далі СІТ- та IGBT-транзисторів у середині 70-х років.

Поєднання силових напівпровідникових приладів з інтегральними системами керування забезпечує прогрес у цій галузі.

Якщо подивитись на історію розвитку електроніки, то, насамперед зазначимо, що успіхи, досягнуті електронікою, історично значною мірою пов'язані з розвитком радіотехніки. Обидві ці галузі техніки розвивалися у тісному взаємозв'язку. Електронновакуумні та напівпровідникові електронні прилади є основними елементами радіотехнічних пристроїв і визначають найважливіші показники радіоапаратури. З іншого боку, необхідність вирішення багатьох проблем радіотехніки ставила перед електронікою ряд завдань, вирішення яких сприяло винаходу нових та удосконаленню існуючих електронних приладів, схемотехнічних рішень.

Електронні пристрої широко використовуються у радіозв'язку, телебаченні, запису та відтворенні звуку, радіолокації та інших галузях радіоелектроніки. У той же час без них неможливо уявити сучасне обладнання або виробу в автоматичній та телемеханіці, провідному зв'язку, атомній та ракетній техніці, астрономії, метрології, машинобудуванні, вимірювальній техніці, медицині і т. ін.

Прогрес електроніки сприяв виникненню та розвитку кібернетики - науки, що займається питаннями управління та зв'язку в машинах і живих організмах. Він забезпечив створення швидкодіючих обчислювальних машин, без широкого застосування яких неможливе використання космосу за допомогою штучних супутників землі, ракет, космічних кораблів та автоматичних міжпланетних станцій.

Електроніка стала могутнім засобом автоматизації та контролю виробничих процесів. Виключно велику роль відіграє вона при створенні роботизованих комплексів, що сприяють зменшенню використання ручної праці у виробництві та підвищенню якості продукції, що випускається.

Таким чином, тенденція розвитку техніки сьогодні така, що частка електронних вузлів у інформаційних пристроях автоматички безперервно зростає. Цьому значною мірою сприяло широке впровадження

інтегральної технології, що дала змогу на одному кристалі напівпровідника малої площі (тисячні частки - декілька квадратних міліметрів) виготовляти складні функціональні вузли різного призначення.

В останні роки освоєно випуск великих інтегральних мікросхем (ВІМС). Кількість елементів кожної ВІМС коливається від десятків одиниць до сотень тисяч і сягає кількох мільйонів у надвеликих мікросхемах.

Типові функціональні мікровузли дають змогу зібрати потрібний електронний блок без детального розрахунку окремих каскадів. І лише у тому випадку, коли типові інтегральні схеми не розв'язують якогось конкретного завдання, до них додають вузли на дискретних елементах, що потребує проведення відповідних розрахунків.

Значно підвищився інтерес до оптоелектроніки, де, крім електричних сигналів, використовуються і світлові. Тепер багато пристроїв, створення яких за допомогою суто засобів електроніки викликає значні труднощі, відносно просто можуть бути реалізовані за допомогою засобів оптоелектроніки.

2 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

Напівпровідникові діоди - це НП прилади, виготовлені на основі двошарових НП структур і які використовують властивості p - n переходу.

2.1 Фізичні процеси в p - n переході

p - n переходом називається вузька зона на межі між шарами НП p - і n - типу, як зображено на рис. 2.1.

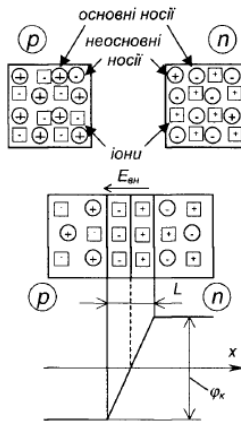


Рисунок 2.1 – Утворення на межі між шарами p - та n -типу p - n переходу з потенціальним бар'єром φ_k носіїв зарядів.

Фізичні процеси, що відбуваються у p - n переході, визначають параметри та характеристики більшості НП приладів. Допустимо, що концентрація основних носіїв у обидвох шарах НП однакова. При об'єднанні двох НП виникає взаємна дифузія (яку можна вважати за дифузійний струм i) електронів із n -шару у p -шар (вони заповнюють вільні ковалентні зв'язки), а дірок - у протилежному напрямку. Внаслідок цього у приконтактній зоні НП p -типу (завдяки іонам акцепторної домішки II) з'являється негативний заряд, а у приконтактній зоні n -типу - позитивний заряд. Між цими зарядами

виникає внутрішнє електричне поле з напруженістю, що гальмує рух основних неосновних рухомих носіїв зарядів (теплових), внаслідок чого через межу між НП виникає дрейфова складова струму i протилежна дифузійній складовій $i_{диф}$, зумовленій рухом основних носіїв зарядів (внаслідок протікання $i_{диф}$ відбувається рекомбінація рухомих основних носіїв зарядів). У сталому становищі $i, + i = 0$.

Ця рівновага настає за певної контактної різниці потенціалів, що визначається величиною об'ємного заряду і називається потенціальним бар'єром j .

Зона об'ємного заряду - це і є електронно-дірковий перехід (р-п перехід). Ширина його, позначена як L , вимірюється десятками мікронів. Оскільки у $p-n$ переході відсутні рухомі носії зарядів (він заповнений нерухомими іонами), то його електричний опір дуже великий.

Розглянемо поведінку $p-n$ переходу при підімкненні до нього зовнішньої напруги. Можливе пряме або зворотнє вмикання.

При зворотньому вмиканні, як показано на рис. 2.2, до $p-n$ переходу прикладається зовнішня напруга $U_{зв}$, внаслідок чого до його внутрішнього електричного поля додається зовнішнє електричне поле з напруженістю E . У результаті поле в $p-n$ переході зростає і його напруженість дорівнює $E_{рез} = E_{ен} + E_{зн}$.

Оскільки електричний опір $p-n$ переходу дуже великий, то майже вся напруга $U_{зв}$ прикладається до нього. Запірні властивості переходу при цьому зростають, дифузійна складова струму $i_{диф}$ зменшується, а дрейфова $i_{др}$ не змінюється (бо залежить лише від ступеня нагріву речовини). Через перехід протікає зворотний струм $I_{зв} = i_{др} - i_{диф}$

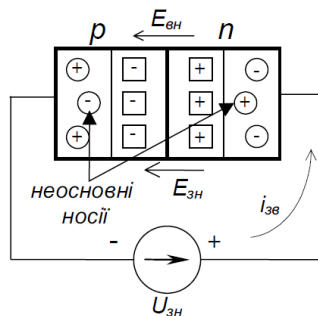


Рисунок 2.2 - Зворотнє вмикання $p-n$ переходу

При прямому вмиканні, як показано на рис. 2.3, за зазначеної полярності зовнішньої напруги зовнішнє електричне поле спрямоване назустріч внутрішньому, і результуюча напруженість зменшується

$$E_{рез} = E_{ен} - E_{зн} .$$

При цьому $i_{диф}$ зростає, а $i_{др}$ зменшується. У даному випадку через перехід тече прямий струм

$$i_{пр} = i_{диф} - i_{др}$$

Він зумовлюється дифузійною складовою струму, тобто залежить від концентрації основних рухомих носіїв зарядів, і є великим.

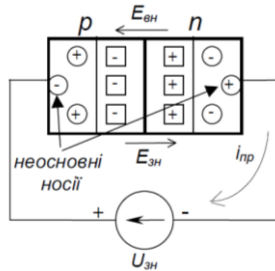


Рисунок 2.3 - Пряме вмикання p - n переходу

Таким чином, p - n перехід має вентиляльні властивості (від німецького слова *ventil* - клапан), тобто при прямому вмиканні його опір малий, а при зворотному - значний.

Оскільки у p - n переходу явно виражені нелінійні властивості, то залежність струму, що через нього протікає, від прикладеної напруги ілюструють за допомогою вольт-амперної характеристики (ВАХ).

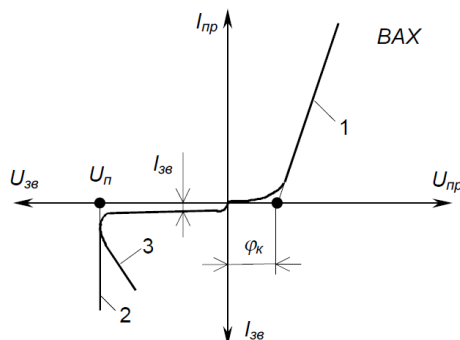


Рисунок 2.4 - Теоретична ВАХ p - n переходу

Теоретична ВАХ $p-n$ переходу на рис. 2.4 має пряму (1) та зворотну (2,3) гілки.

Якщо напруга прямого вмикання $U_{np} < j_b$, через перехід, опір якого великий, тече малий струм. Як тільки зі збільшенням U_{np} останнє досягне значення $U_{np} = j_K$, запірні властивості $p-n$ переходу зникають, і струм через перехід визначається лише провідністю p - і n - шарів.

При зростанні від нуля зворотної напруги U_{ze} , швидкість руху неосновних носіїв через перехід зростає. При U - p швидкість рухомих носіїв така, що їх енергії вистачає для виникнення в матеріалі ударної іонізації - вибивання додаткових носіїв заряду. Внаслідок цього відбувається лавиноподібний зріст зворотного струму. Це явище називається електричним пробоем $p-n$ переходу, а U_n - напругою пробоею. Якщо при цьому $p-n$ перехід ефективно охолоджується, різке зростання потужності, що в ньому виділяється (UI_{ze}), не призводить до суттєвих змін температури структури і електричний пробій протікає при незмінній напрузі. Це явище має зворотний характер. Тобто, при зниженні U запірні властивості $p-n$ переходу відновлюються (гілка 2 ВАХ).

Явище електричного пробоею використовується, наприклад, при створенні такого НП приладу як стабілітрон.

При неефективному тепловідведенні, температура структури зростає (кількість рухомих носіїв при цьому збільшується також за рахунок теплової генерації), доки електричний пробій не переходить у тепловий, коли матеріал розплавляється і $p-n$ перехід руйнується. Тепловий пробій, зрозуміло, незворотний (гілка 3 ВАХ).

Отже, $p-n$ перехід - це явище, що виникає на межі двох НП різного типу провідності і характеризується відсутністю у прилеглий до цієї межі зоні вільних носіїв заряду, через що її опір нескінченний. Тому $p-n$ перехід ще називають запірним шаром.

Насамкінець зазначимо властивості $p-n$ переходу, що (в основному) використовуються при побудові електронних НП приладів:

- одностороння провідність (вентильні властивості);
- дуже великий опір зони $p-n$ переходу як зони, де немає вільних носіїв заряду (запірні властивості);
- зміна ширини $p-n$ переходу зі зміною величини зворотної напруги (як результат - зміна ємності $p-n$ переходу);
- стабільність напруги на $p-n$ переході у режимі електричного пробоею;

– наявність неосновних носіїв (що виникають внаслідок теплової генерації) в шарах p - і n -типу.

2.2 Будова, принципи дії, призначення, умовні графічні позначення на схемах, статичні вольт-амперні характеристики і параметри напівпровідникових діодів: випрямних, імпульсних діодів, стабілітронів, діодів Шотткі, фото- та світлодіодів

Широко розповсюджені випрямні діоди, дія яких базується на використанні вентильних властивостей p - n переходу.

Структура та умовне позначення діода, його гідравлічна модель, а також ВАХ потужного випрямного діода наведені на рис. 2.5.

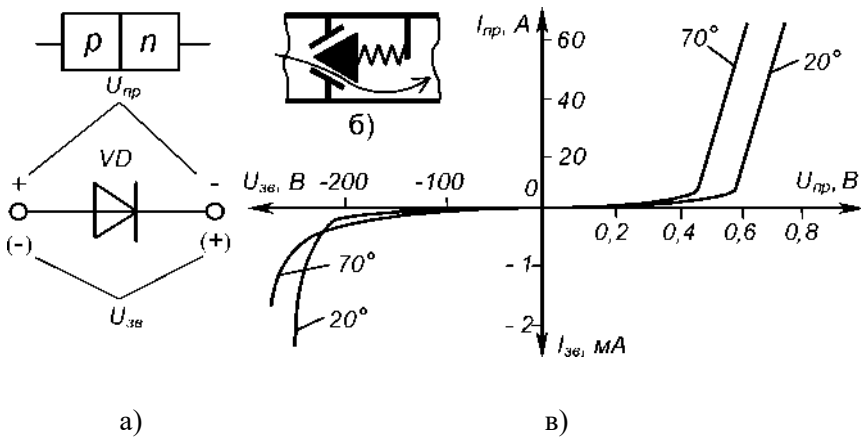


Рисунок 2.5 - Структура та умовне позначення (а), гідравлічна модель (б) і ВАХ (в) випрямного діода

Гідравлічний пружинний клапан (вентиль) може слугувати гідравлічною моделлю діода. Клапан має властивість одностороннього пропускання струменю рідини у залежності від напрямку тиску.

Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму низької частоти.

Основними параметрами випрямних діодів є:

- граничний прямий струм діода I - максимально допустиме середнє значення струму через діод у прямому напрямку за визначених умов охолодження, у сучасних діодів $I = (0,1, 3200) \text{ A}$;

- максимально допустимий прямий струм діода (імпульсний) I_{max} , становить $(10, 50)I$;

- прямий спад напруги $U_{пр}$, тобто середнє значення напруги на діоді при граничному прямому струмі I , для діодів з кремнію становить $(0,6 \cdot 1,0) \text{ В}$;

- максимально допустима зворотна напруга $U_{зе}$, що дорівнює максимально допустимому амплітудному значенню зворотної напруги, яке не призводить до виходу з ладу приладу за визначених умов охолодження, $U = (50, 10000) \text{ В}$.

Виготовляються випрямні діоди переважно із кремнію (у перспективі - із арсеніду галію).

Діодами Шоттки називають діоди, у яких використовується не $p-n$ перехід, а перехід між напівпровідником і металом (молібденом або алюмінієм). Перехід, аналогічний до $p-n$ переходу, виникає тут, наприклад, для напівпровідника n -типу за рахунок переміщення електронів із напівпровідника у метал. Іони донорної домішки створюють у приграничному шарі позитивний потенціал, через що виникає контактна різниця потенціалів. При подачі зовнішньої напруги такий перехід веде себе аналогічно до $p-n$ переходу. Але пряме падіння напруги на ньому значно менше, оскільки одним з матеріалів переходу є метал з малим опором.

За рахунок відсутності проникнення дірок з металу у напівпровідник швидкодія діодів Шоттки також значно вища, ніж у звичайних діодів, бо відсутнє розсмоктування носіїв у металі при зміні полярності зовнішньої напруги. Тому вони можуть працювати на частотах до десятків гігагерц.

Завдяки меншій прямій напрузі (близько $0,3 \text{ В}$) к.к.д. приладу при пропусканні великих струмів (у силових вентилів) значно вищий, ніж у звичайних кремнієвих напівпровідникових діодів.

Діоди Шоттки знаходять широке розповсюдження як у пристроях інформаційної електроніки, так і у силових.

НП діод, на якому напруга в зоні електричного пробоя майже не залежить від струму, називається стабілітроном. Як постає з ВАХ, наведеної на рис. 2.6, у зоні пробоя напруга на стабілітроні майже не

залежить від струму через нього I .

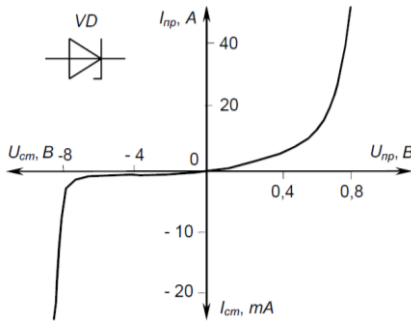


Рисунок 2.6 - Умовне позначення та ВАХ стабілітрона

Стабілітрони використовують для стабілізації напруги. Щоб запобігти тепловому пробою, їхня конструкція забезпечує ефективне відведення тепла від кристалу.

Основними параметрами стабілітрона є:

- напруга стабілізації $U_{см}$, що становить від 1 до 1000 В;
- динамічний опір на ділянці стабілізації (характеризує зміну величини напруги на приладі зі змінами струму крізь нього), що складає від одиниць до десятків Ом;
- мінімальний струм стабілізації $I_{см\ min}$ - мінімальний струм, при якому прилад гарантовано знаходиться в режимі стабілізації - складає одиниці міліампер;
- максимальний струм стабілізації I_{\max} - максимально допустимий струм через прилад, досягає (0,02 , 1,5) А.

Імпульсні діоди використовують як ключові елементи в імпульсних пристроях. Фактично, це є різновид високочастотних діодів, бо вони також мають малу інерційність, що забезпечує малу тривалість перехідних процесів при замиканні та розмиканні ключа. Кінечне значення часу накопичення носіїв у зоні $p-n$ переходу при переході діода у провідний стан після подачі на нього прямої напруги - при замиканні ключа - призводить до того, що опір ключа від великого значення до малого змінюється не миттєво. Наслідком є затягування фронту імпульсу напруги на навантаженні. При наступній різкій подачі на

діодний ключ зворотної напруги, за рахунок розсмоктування зарядів з зонир-*n* переходу, змінюється лише напрямок протікання струму через діод. На навантаженні маємо викид напруги зворотної полярності з амплітудою, що дорівнює амплітуді імпульсу. І тільки через деякий час - час відновлення заперічних властивостей - струм спадає до нуля (вірніше - до значення теплового зворотного струму *p-n* переходу) - ключ розмикається.

Фотодіоди - фотоелектричні прилади з внутрішнім фотоэффектом, який полягає у тому, що під дією світлової енергії відбувається іонізація атомів основної речовини та домішки. Як наслідок - струм при зворотному вмиканні зростає.

Світлодіоди - перетворюють енергію електричного поля в нетеплове оптичне випромінювання. При протіканні струму через діод з арсеніду галію рекомбінація носіїв заряду супроводжується не тільки виділенням тепла, як, наприклад, у кремнієвого діода, а ще й квантів світла.

Ці прилади струмові - для їхньої роботи необхідно задавати певне значення струму через прилад. Вони бувають червоного, зеленого, жовтого та синього свічення. Комбінація у одному приладі кристалів червоного, зеленого і синього свічення забезпечує отримання світлодіода білого свічення. Відомий світлодіод з зеленим і червоним кристалами, що за різного співвідношення струмів у них забезпечує зміну свічення від зеленого через жовтий і жовтогарячий до червоного, може бути використаний, наприклад, як індикатор налаштування радіоприймача.

Раніше світлодіоди використовували в основному як крапкові індикаторні елементи. Останнім часом з'явилися потужні прилади. За розмірів з сірникову головку вони мають потужність до 5 Вт за струму до 1,5А при прямій напрузі від 2,8 до 12 В та інтенсивності випромінювання до 200 лм. При цьому за ефективністю вони приблизно у п'ять разів переважають лампи розжарювання та галогенні лампи. Для потужних кольорових світлодіодів цей показник більш ніж у десять разів вищий, оскільки немає потреби у світлофільтрах. З удосконаленням технології поліпшується кольоропередача, особливо у світлодіодів білого свічення.

Потужні світлодіоди застосовують в ліхтарях, світильниках, автомобільних фарах, світлофорах, пристроях підсвічування фасадів спо-

руд, пам'ятників, фонтанів та рекламних щитів.

Звичайно ж, строк служби у світлодіодів у десятки разів довший, ніж у ламп розжарювання.

Умовні позначення фото-, світлодіода наведені на рис. 2.7.

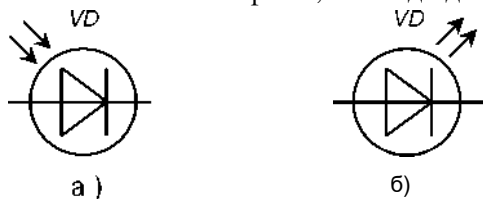


Рисунок 2.7- Умовні позначення фотодіода (а), світлодіода (б)

3 ТРАНЗИСТОРИ

3.1 Принципи дії р-п-р та n-р-п біполярних транзисторів (БТ), їх умовні графічні позначення на схемах.

Транзистором (від *Transfer resistor* - такий, що перетворює опір) називається електроперетворювальний НП прилад, який має один або декілька *n*-переходів, три або більше виводів і здатний підсилювати потужність електричного сигналу.

Деяко забігаючи наперед, розглянемо елементарні положення процесу підсилення потужності електричного сигналу.

У найзагальнішому вигляді для підсилення необхідна схема, наведена на рис. 3.1.

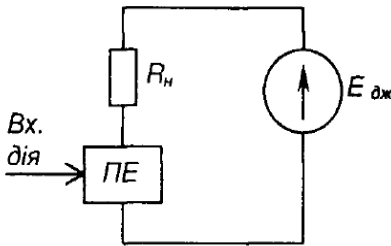


Рисунок 3.1 – Елементарна схема підсилення

Вона складається з навантаження R_n , джерела живлення $E_{дж}$ та деякого гіпотетичного підсилюючого елемента $ПЕ$.

Малопотужна входна дія (*Вх. дія*) змінює параметри $ПЕ$ так, що пропорційно їй змінюється потужність, що виділяється в R_n за рахунок $E_{дж}$.

У якості $ПЕ$ добре було б мати, наприклад, електронний прилад із ВАХ, що наведені на рис. 3.1.

Із залежності $I = f(U)$ - рис. 3.1,а - видно, що вона являє собою пряму, а значить, змінам входної напруги (вхідної дії) відповідають пропорційні зміни вхідного струму. Це повинно забезпечувати точне реагування $ПЕ$ на зміни входної дії. Із залежності $I_{ПЕ} = f(U)$ - рис. 3.1,б - виходить, що фіксованій величині входної дії, яка проявляється у вигляді фіксованої величини I відповідає фіксована реакція в

силовому колі ПЕ, а саме - фіксоване значення струму через ПЕ I що не залежить від величини напруги на ньому $U_{нЕ}$.

Тепер, якщо маємо фіксоване значення навантаження $R_B = R$ то при зміні I від нуля до нескінченності зміни напруги і струму в силовому колі будуть відповідати прямій 1 на рис. 3.2, б. Отже, змінам U_{ex} відповідають пропорційні зміни $U_{нЕ}$ і I . Випадку, коли $R_B = R_{B2}$, відповідає пряма 2.

Якщо $U_{нЕ}$ та $I_{ПЕ}$ перевищують за величиною $U'_{,x}$ та I маємо підсилювач, що відтворює в R_B всі зміни вхідної дії.

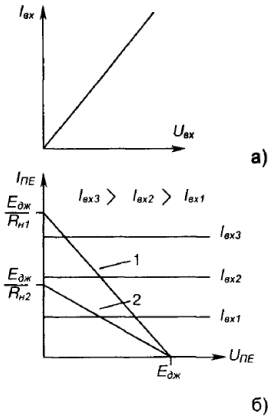


Рисунок 3.2 – ВАХ гіпотетичного підсилюючого елемента

Широко розповсюджені транзистори з двома $p-n$ переходами, що мають назву біполярних. Термін “біполярний” підкреслює, що процеси в цих транзисторах пов'язані з взаємодією носіїв заряду двох типів: електронів і дірок. Для виготовлення транзисторів використовують германій і частіше кремній. Два $p-n$ переходи створюють за допомогою тришарової структури з чередуванням шарів, що мають електронну та діркову електропровідності.

3.2 Схеми вмикання транзисторів зі спільною базою, спільним емітером, спільним колектором, їх основні параметри, статичні та динамічні характеристики.

У відповідності до чередування шарів з різними типами електропровідності біполярні транзистори поділяються на два класи: $n-p-n$ і $p-n-p$ типу, як показано на рис. 3.2.

Центральний шар біполярних транзисторів має назву “база”. Зовнішній лівий, що є джерелом носіїв заряду (електронів чи дірок) і, головним чином, створює струм приладу, називається “емітером”. Правий зовнішній шар, що приймає заряди від емітера, називається “колектором”. На перехід емітер-база напруга подається у прямому напрямку, тому, навіть при незначній напрузі, через перехід тече великий струм. На перехід колектор-база напруга подається у зворотному напрямку. Зазвичай її значення на декілька порядків перевищує значення напруги на переході емітер-база.

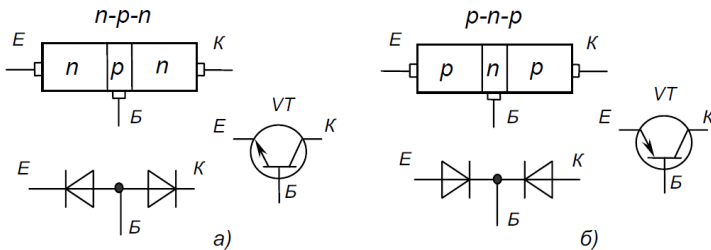


Рисунок 3.3 - Схематична побудова та умовне позначення транзисторів $n-p-n$ (а) та $p-n-p$ (б) типів

На рис. 3.3 наведені також еквівалентні схеми транзисторів у вигляді двох діодів ($p-n$ переходів), увімкнених зустрічно. З них видно, що така конструкція не те що не може забезпечувати підсилення електричного сигналу, а взагалі непрацездатна - струм від колектора до емітера протікати не може!

Підсилюючі властивості біполярного транзистора забезпечуються тим, що $p-n$ переходи в ньому не незалежні, а взаємодіють один з од-

ним, що, у свою чергу, забезпечується технологічними особливостями виконання тришарової структури. А саме:

- емітер виконано з великою кількістю домішки - він має велику кількість вільних носіїв заряду;
- база виконана тонкою і має малу кількість основних носіїв заряду;
- колектор - масивний і має кількість носіїв, меншу, ніж емітер.

Розглянемо роботу транзистора типу *n-p-n*.

Для початку припустимо, що увімкнено лише перехід колектор-база: до нього прикладено напругу джерела колекторного живлення E_K як

показано на рис. 3.4. Емітерний струм I_E дорівнює нулю, у транзисторі протікає лише незначний зворотний струм через колекторний перехід, бо через нього рухаються неосновні носії заряду, що зумовлюють початковий струм I_{K0} .

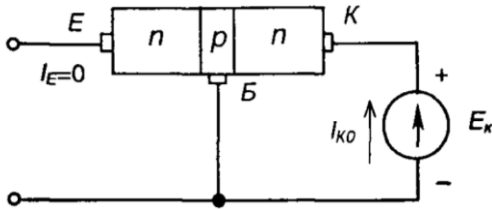


Рисунок 3.4 – Спрощена схема вмикання транзистора

Якщо підімкнути емітерне джерело живлення E_E як показано на рис. 3.5, емітерний перехід зміщується у прямому напрямку, через нього тече струм I_E визначеної величини.

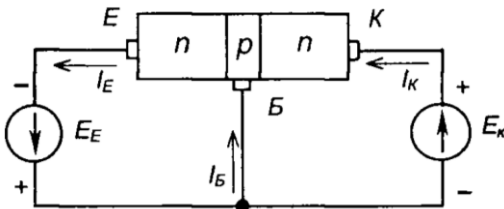


Рисунок 3.5 Схема вмикання транзистора

Оскільки зовнішню напругу прикладено до емітерного переходу у прямому напрямку, електрони долають перехід і потрапляють у зону бази, де частково рекомбінують з її дірками, утворюючи струм бази I_B . Більшість електронів, що є неосновними носіями для бази, завдяки дрейфу досягають зони колектора, де вони є основними носіями, і, потрапляючи під дію поля E_E утворюють колекторний струм I_K . Струм I_K практично дорівнює I_E .

Рівняння для струмів транзистора в усталеному режимі має вигляд:

$$I_e = I_b + I_k \quad (3.1)$$

Зв'язок між струмом емітера і струмом колектора характеризується коефіцієнтом передачі струму, що вказує, яка частка повного струму через емітерний перехід досягає колектора (передається до нього з емітера):

$$\alpha = I_k / I_e \quad (3.2)$$

Для сучасних транзисторів $\alpha = 0,9, 0,995$.

Транзистор $p-n-p$ типу діє аналогічно, тільки струм через прилад зумовлений, головним чином, дірками, а полярність підмикання джерел живлення протилежна.

3.3 Схеми вмикання тиристорів зі спільною базою, спільним емітером, спільним колектором, їх основні параметри, статичні та динамічні характеристики

Як елемент електричного кола транзистор зазвичай використовується так, що один із його електродів є вхідним, другий вихідним, а третій - спільний відносно входу та виходу. У коло вхідного електроду вмикається джерело вхідного змінного сигналу, що його треба підсилити за потужністю, а у коло вихідного - навантаження, у якому виділяється посилена потужність. Залежно від того, який електрод є спільним для вхідного і вихідного кіл, як це показано на рис. 3.6, розрізняють три схеми вмикання транзисторів: зі спільною базою (СБ); зі спільним емітером (СЕ); зі спільним колектором (СК).

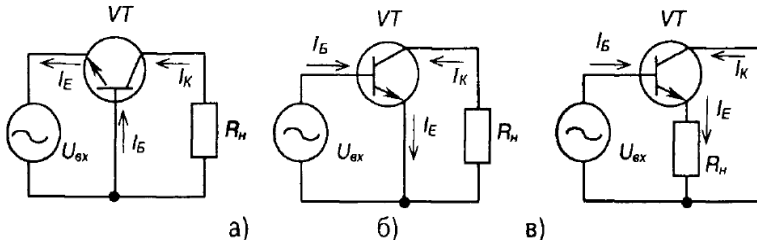


Рисунок 3.6 – Схеми вмикання транзистора: а) з СБ; б) з СЕ; в) з СК.

Слід зазначити, що основні схеми вмикання розглядаються для сигналу напруги змінного струму.

У схемі з СБ: I_E - вхідний струм, I_K - вихідний, передатність струму:

$$\text{статична} - \alpha = \frac{I_K}{I_E}; \quad (3.3)$$

$$\text{динамічна} - \alpha_{\text{дин}} = \left. \frac{dI_K}{dI_E} \right|_{U_{KB} = \text{const}} \quad (3.4)$$

У схемі з СЕ: I_B - вхідний струм, I_K - вихідний, передатність струму:

$$\text{статична} - \beta = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K \cdot I_E}{(I_E - I_K) \cdot I_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}; \quad (3.5)$$

$$\text{динамічна} - \beta_{\text{дин}} = \left. \frac{dI_K}{dI_B} \right|_{U_{KB} = \text{const}} \quad (3.6)$$

У схемі з СК:

$$I_E - \text{вхідний струм, } I_K - \text{вихідний, } \frac{I_E}{I_K} = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta \quad (3.7)$$

Для електричних схем на біполярних транзисторах існує чотири сім'ї статичних вольт-амперних характеристик ("статичних" у тому розумінні, що для транзистора задаються фіксовані значення напруги між деякими його електродами або струму в одному з кіл, і знаходяться відповідні їм значення струму у другому колі або напруги між іншими електродами - у статичному режимі):

- сім'я вхідних характеристик $i_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}}) \Big|_{U_{\text{вих}}} = \text{const}$

(сім'я – тому, що для кожного конкретного значення $U_{\text{вих}}$ маємо свою залежність $i_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}})$);

- сім'я вихідних характеристик $i_{\text{вих}} = f(U_{\text{вих}}) \Big|_{I_{\text{вх}}} = \text{const}$;

- сім'я характеристик керування (характеристик прямої передачі)

$$i_{\text{вих}} = f(i_{\text{вх}}) \Big|_{U_{\text{вих}}} = \text{const};$$

- сім'я перехідних характеристик (характеристик зворотного зв'язку)

$$U_{\text{вх}} = f(U_{\text{вих}}) \Big|_{I_{\text{вх}}} = \text{const}.$$

Для кожної схеми вмикання з чотирьох сімей статичних ВАХ незалежними є лише дві. Для аналізу роботи транзистора та визначення його параметрів використовують частіше перші дві.

- вхідні – $I_E = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KB}} = \text{const}$
(при $U_{KB} = 0$ маємо ВАХ прямо зміщеного базо-емітерного $p-n$ переходу);
- вихідні – $I_K = f(U_{KB}) \Big|_{I_E = \text{const}}$;

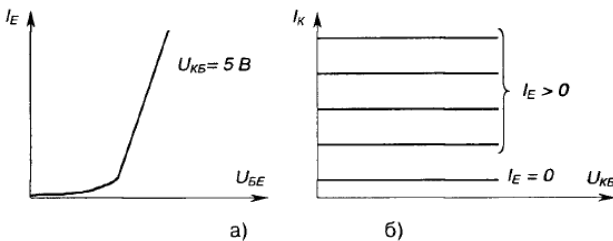


Рисунок 3.7 – ВАХ транзистора увімкненого за схемою з СБ: а) вхідні; б) вихідні.

Із рисунку видно, що вихідні характеристики майже паралельні осі напруги. Наявність невеликого нахилу (деяке збільшення I_K з ростом U_{KE}) пояснюється тим, що колекторна напруга має вплив, хоча і слабкий, на рух носіїв до колекторного переходу (в основному через

звуження бази з ростом $u_{кБ}$ за рахунок розширення колекторно-базового $p-n$ переходу).

Вихідна характеристика описується досить точним співвідношенням

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0} + \frac{U_{КБ}}{r_K}, \quad (3.8)$$

де I_{K0} – зворотний струм колектора (тепловий),
 r_K – нелінійний опір колекторного переходу.

Для схеми з СЕ статичні характеристики, що наведені на рис. 3.8, є залежностями:

- вхідні – $I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KE} = const}$

(при $U_{KE} = 0$ маємо ВАХ прямо зміщеного базо-емітерного $p-n$ переходу);

- вихідні – $I_K = f(U_{KE}) \Big|_{I_B = const}$

(при $U_B = 0$ фактично маємо ВАХ зворотно зміщеного базо-колекторного $p-n$ переходу);

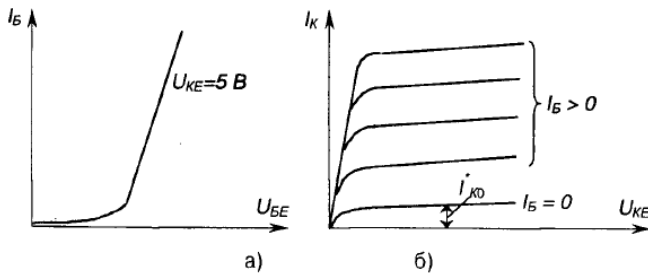


Рисунок. 3.8 - ВАХ транзистора, схема з СЕ: а) вхідні; б) вихідні

Вихідні ВАХ схеми з СЕ досить точно можна описати виразом:

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{K0}}{1-\alpha} + \frac{U_K}{r_K(1-\alpha)}$$

або

$$I_K = \beta I_B + I_{K0} + \frac{U_K}{r_K}, \quad (3.9)$$

де

$$I_{K0} = I_{K0}(\beta+1); \quad r_K = \frac{r_K}{(\beta+1)}.$$

Вихідні характеристики схеми з СЕ мають більший нахил, ніж у схеми з СБ (це пояснюється сильнішим впливом колекторної напруги на передатність струму - на коефіцієнт β), вхідні характеристики більш лінійні.

ВАХ схеми з СК схожі з характеристиками схеми з СЕ, тому що в обох схемах вхідним є струм бази, а вихідні струми (I_E або I_K) відрізняються незначно. Тому при практичних розрахунках вихідні ВАХ схеми з СЕ можна використовувати як вихідні ВАХ схеми з СК, якщо замінити струм колектора на струм емітера.

Вирази для статичних характеристик схеми з СК мають такий вигляд:

- вхідна –
$$I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KE} = const} ;$$
- вихідна –
$$I_E = f(U_{KE}) \Big|_{I_B = const} .$$

Порівнюючи статичні характеристики біполярного транзистора з характеристиками гіпотетичного підсилюючого елемента ми бачимо, що транзистор далеко не ідеальний елемент.

Його вхідні характеристики не є прямими, що починаються з нуля (крім того, їх положення залежить від напруги у силовому колі транзистора), а є, швидше, експонентами (які з допущеннями можна вважати за прямі, зміщені відносно нуля на деяке значення напруги). Це виключає можливість підсилення сигналів, менших за j .

Також слід зазначити, що, як і у всіх НП приладів, параметри транзистора (а отже, і положення його характеристик) значною мірою залежать від температури та різняться у різних екземплярів транзисторів навіть одного типу.

Тим не менше, ці електронні прилади якнайширше використовуються для реалізації конкретних підсилювачів, а їхня неідеальність компенсується до необхідних значень відповідними схемотехнічними прийомами.

3.4 Польові транзистори та їх різновиди

До класу уніполярних (польових) належать транзистори, принцип дії яких ґрунтується на використанні носіїв заряду лише одного знаку (електронів або дірок). Керування струмом у силовому колі уніполярних транзисторів здійснюється зміною під впливом електричного поля провідності каналу, через який протікає струм. Тому уніполярні транзистори ще називаються польовими (ПТ).

Розрізняють ПТ з керуючим *p-n* переходом (із затвором у вигляді *p-n* переходу) та з ізолюваним затвором. Останні, в свою чергу, поділяються на ПТ із вбудованим каналом та з індукованим каналом. ПТ з ізолюваним затвором належать до різновиду МДН-транзисторів: конструкція «метал - діелектрик - НП». Якщо як діелектрик використовують оксид кремнію: конструкція «метал - оксид - НП», ПТ називають відповідно МОН-транзистором.

Характерною рисою ПТ є великий вхідний опір ($10^8 - 10^{14}$ Ом).

Широкого розповсюдження ПТ набули завдяки високій технологічності у виробництві, стабільності характеристик і невеликій вартості за масового виробництва.

3.5 Польові транзистори з керуючим *p-n* переходом та з ізолюваним затвором

Конструкція та принцип дії ПТ з керуючим *p-n* переходом пояснюється на моделі, наведеній на рис. 3.9.

У такого ПТ канал протікання струму являє собою шар НП, наприклад, *n*-типу, вміщений між двома *p-n* переходами. Канал має контакти із зовнішніми електродами. Електрод, від якого починають рух носії заряду (у даному разі - електрони), називається витокком *B*, а електрод, до якого вони рухаються - стоком *C*.

НП шари *p*-типу, що створюють із *n*-шаром два *p-n* переходи, виконані з більш високою концентрацією основних носіїв, ніж *n*-шар. Обидва *p*-шари електрично з'єднані і мають зовнішній електрод, що називається затвором *Z*.

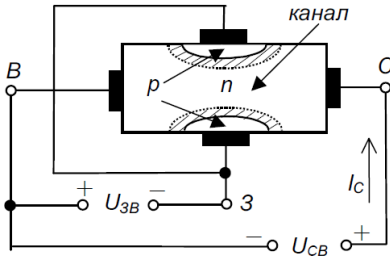


Рисунок 3.9 - ПТ з керуючим p - n переходом

Вихідна напруга підмикається між стоком і витокм (U_{CB}), а вхідна напруга (керуюча) - між витокм та затвором ($U_{ЗВ}$), причому на затвор подається зворотна щодо витокм напруга.

Принцип дії такого ПТ полягає у тому, що зі змінами вхідної напруги $U_{ЗВ}$ змінюється ширина p - n переходів, що являють собою ділянки НП, збіднені носіями зарядів (запірний шар). Оскільки p -шар має більшу концентрацію домішки, зміна ширини p - n переходів відбувається, головним чином, за рахунок більш високоомного n -шару. При цьому змінюється переріз струмопровідного каналу, а отже і його провідність і відповідно вихідний струм I_C приладу.

Особливість цього транзистора полягає у тому, що на провідність каналу впливає як керуюча напруга $U_{ЗВ}$, так і напруга U_{CB} . За сумарної дії U_{CB} та $U_{ЗВ}$ змикання p - n переходів відбувається швидше. При цьому у приладі діє автоматична система керування, що забезпечує протікання фіксованого значення I_C за подальшого після змикання росту U_{CB} - струм через канал не залежить від U_{CB} . Аналогічно працюють транзистори з каналом p -типу, лише полярність напруг повинна бути зворотною.

Стокові (вихідні) характеристики, наведені на рис. 3.10, показують залежність струму стоку від напруги стік-витік за фіксованої напруги затвор-витік:

$$I_C = f(U_{CB}) \Big|_{U_{ЗВ} = \text{const}} \quad (3.10)$$

На ділянці 1 ($0a$) маємо значну залежність I_C від вихідної напруги U_{CB} . Це неробоча ділянка для випадку використання приладу як підси-

люючого елемента. Тут його використовують як керований резистор.

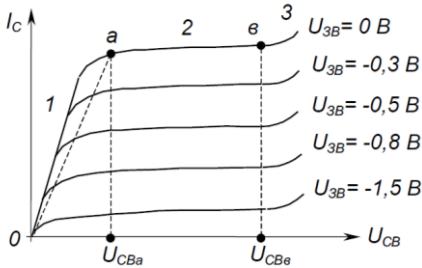


Рисунок 3.10 - Стокові ВАХ ПТ з керуючим p-n переходом

На ділянці 2 (*ав*) залежність вихідного струму від вихідної напруги мала. Це робоча ділянка у режимі підсилення.

Ділянка 3 відповідає пробую приладу.

Точці *a* відповідає змикання *p-n* переходів (напруга U_{CB}). Причому при $U_{BE} = 0$ транзистор повністю відкритий, а чим вища напруга U_{BE} (абсолютна величина), тим більше змикаються *p-n* переходи.

Напруга на затворі, за якої струм вихідного кола $I_C = 0$, називається напругою запирання або напругою відтинання U_{CB0} . Числове значення U_{CB0} дорівнює U_{CB} у точці *a* ВАХ транзистора.

Параметри ПТ з керуючим *p-n* переходом:

- максимальне значення струму стоку I_{Cmax} (відповідає його значенню у точці *v* на вихідних ВАХ при $U_{BE} = 0$), сягає від десятків міліампер до одного ампера;
- максимальне значення напруги стік-витік U_{CBmax} (задають у 1,2,1,5 рази меншим за напругу пробую ділянки стік-витік при $U_{BE} = 0$), становить до 100 В;

$$\text{– внутрішній опір } r_i = \left. \frac{dU_{CB}}{dI_C} \right|_{U_{BE} = const}; \quad (3.11)$$

$$\text{– крутизна стік-затворної характеристики } S = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_{U_{CB} = const};$$

$$\text{– вхідний опір } r_{вх} = \frac{dU_{BE}}{dI_B}, \text{ становить десятки мегаом.}$$

На відміну від ПТ з керуючим $p-n$ переходом, у яких затвор має безпосередній електричний контакт із суміжною зоною струмопровідного каналу, у МДН-транзисторів затвор, що являє собою, наприклад, алюмінієву плівку (Al), ізолюваний від зазначеної зони шаром діелектрика. Тому МДН-транзистори належать до класу ПТ з ізолюваним затвором.

Наявність діелектрика забезпечує високий вхідний опір цих транзисторів ($10^{12} \cdot 10^{14}$ Ом).

Частіше як діелектрик використовують оксид кремнію (SiO_2), і тоді ПТ називають МОН-транзистором (метал - оксид - НП). Такі транзистори бувають із вбудованим та індукованим каналами. Останні більш розповсюджені.

Конструкція МОН-транзистора з індукованим каналом n -типу зображена на рис. 3.11.

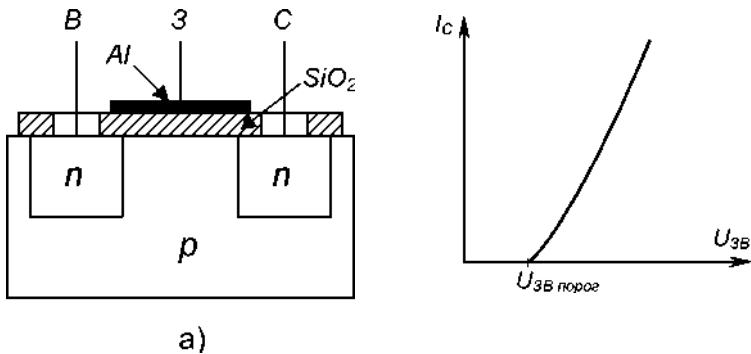


Рисунок. 3.11 - Конструкція (а) і стік-затворна характеристика (б) МОН-транзистора з індукованим каналом

При $U_{зв} = 0$ або від'ємному, $I_c = 0$ (двар- n переходи увімкнені зустрічно). При позитивній напрузі на затворі відносно витoku поверхневий шар на межі НП із діелектриком збагачується електронами, що притягуються з глибини p -шару (де вони є завдяки тепловій генерації вільних носіїв заряду) до затвору: виникає явище інверсії НП у примежовій зоні, коли p - шар стає n -шаром. Таким чином, між зонами n -шарів наводиться (індукується) канал, по якому може протікати струм від стоку до витoku.

Отже, при $U_{ЗВ} = 0$ МОН-транзистор закритий. А для його відкриття, як видно з стік-затворної ВАХ (рис. 3.11,б), $U_{ЗВ}$ повинно перевищити деяке порогове значення $U_{ЗВ \text{ порог}}$ за якого виникає канал.

При наявності струму стоку, як і у транзистора з керуючим $p-n$ переходом, за рахунок розподілення по довжині каналу падіння напруги від нуля до $U_{СВ}$, канал ($p-n$ перехід між з'єднаними каналом зонами n та зоною p) звужується у напрямку стоку. За деякого значення напруги $U_{СВ}$ канал перекривається так, що подальше збільшення струму стоку не відбувається. Тому вихідні ВАХ ПТ з ізольованим затвором подібні до ВАХ ПТ з керуючим $p-n$ переходом, тільки характеристики проходять вище зі збільшенням напруги $U_{ЗВ}$.

У ПТ з вбудованим каналом зони n -типу з'єднано перетинкою - тонким шаром n -типу. В результаті канал під дією напруги $U_{ЗВ}$ може як розширюватись, так і звужуватись (до повного змикання) залежно від знаку $U_{ЗВ}$.

Умовні позначення МДН-транзисторів наведені на рис. 3.12.

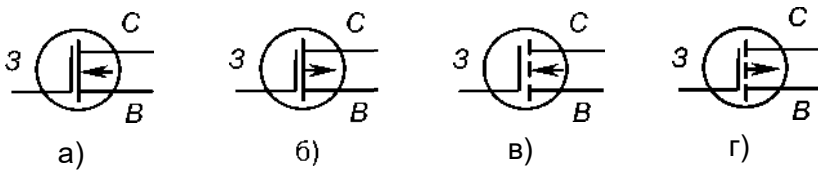


Рисунок. 3.12 - Умовні позначення МДН-транзисторів з каналами: вбудованим n -типу (а); вбудованим p -типу (б); індукованим n -типу (в); індукованим p -типу (г)

ПТ широко використовують як дискретні компоненти електронних пристроїв, а також у складі інтегральних мікросхем.

Зазначимо, що у силових пристроях біполярні транзистори останнім часом практично витіснені польовими.

3.6 Різновиди транзисторів: статичні індукційні транзистори (СІТ) і біполярні транзистори з ізольованим затвором (ВТІЗ, IGBT)

СІТ-транзистор - ПТ із статичною індукцією, цей транзистор, будучи за суттю ПТ з керуючим $p-n$ переходом, є твердотільним

аналогом електронновакуумної лампи-тріода, у якій вихідна ВАХ при нульовому значенні сигналу керування за формою нагадує ВАХ $p-n$ переходу. З ростом негативної напруги керування характеристики зсуваються вправо.

На відміну від площинної горизонтальної конструкції ПТ з керуючим $p-n$ переходом, СІТ-транзистор має вертикальну конструкцію: p -шари затвору вводяться в n -шар вертикально. Таке виконання забезпечує роботу прилада при напругах до 2000 В й частотах до 500 кГц. А розміщення на одному кристалі великого числа елементарних транзисторів із наступним паралельним з'єднанням кількох тисяч елементарних структур забезпечує робочі струми до 500 А - це вже є силовий електронний прилад!

Крім роботи у режимі ПТ, цей транзистор може працювати і у режимі біполярного транзистора, коли на затвор подається позитивне зміщення і протікає струм керування. При цьому падіння напруги на приладі у відкритому стані значно зменшується.

Структура, умовне позначення та вихідні ВАХ n -канального СІТ-транзистора наведені на рис. 3.13. Зверніть увагу: в зображенні структури транзистора індекси при позначенні типу провідності напівпровідника (наприклад, n^+ , n^-) вказують на ступінь його легування - на введення більшої або меншої кількості домішки, у даному разі - донорної.

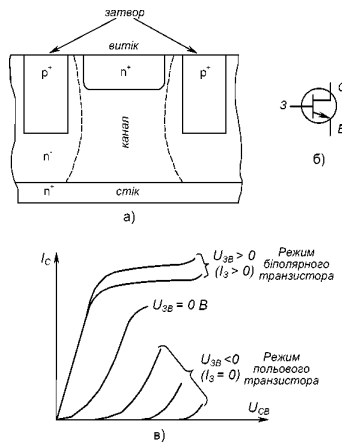


Рисунок. 3.13 - Структура (а), умовне позначення (б) та вихідні ВАХ

(в) п-канального СІТ-транзистора

Біполярні транзистори з ізованим затвором (БТІЗ, англійською: *IGBT - insulated gate bipolar transistor*) з'явилися у 80-х роках минулого століття і відтоді інтенсивно використовуються як силові прилади, витісняючи у багатьох застосуваннях тиристри.

Структура, умовне позначення, еквівалентна схема та вихідні ВАХ БТІЗ наведені на рис. 3.14.

Як видно, він являє собою складну багат шарову структуру, створення якої стало можливим із розвитком інтегральної технології: це вже, фактично, інтегральна мікросхема.

Таким чином, БТІЗ є приладом комбінованого типу, що поєднує у собі переваги біполярних транзисторів (невеликі втрати потужності) і польових (невелика потужність керування).

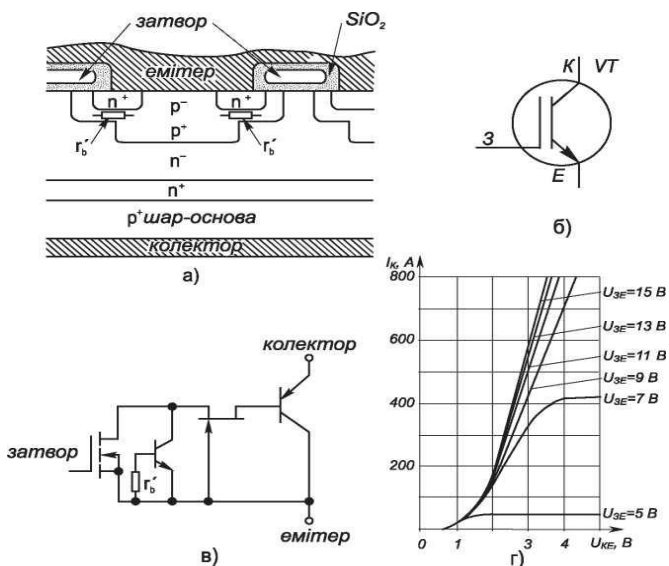


Рисунок. 3.14 - Структура (а), умовне позначення (б), еквівалентна схема (в) та вихідні ВАХ (г) БТІЗ

Ці транзистори масово випускаються на напруги до 1800 В за частоти 100кГц та сили струму до 2000 А, що забезпечується паралель-

ним з'єднанням великої кількості (до кількох сотень тисяч) елементарних транзисторів на одному кристалі (як і у СІТ-транзистора).

При розрахунку силових електронних пристроїв одним із основних параметрів електронних ключових приладів (що визначає втрати енергії у приладі, а, отже, ступінь його нагріву) є падіння напруги на приладі у відкритому стані, для транзисторів - у режимі насичення.

Аналогічні параметри біполярних транзисторів кращі (падіння напруги у режимі насичення складає від 0,2 В). У традиційних тиристорів вони також кращі (падіння становить від 1 В - у порівнянні з біполярними транзисторами воно збільшене на падіння на базоемітерному переході біполярного транзистора *p-n-p* типу, що зрозуміло з еквівалентної схеми тиристора, наведеної на рис. 2.34,б). У тиристорів, призначених для роботи на підвищених частотах (сотні герц), падіння десь таке ж, як і у БТІЗ.

А взагалі вихідні ВАХ БТІЗ, якщо не враховувати наведеного вище, подібні до вихідних ВАХ ПТ з ізольованим затвором.

Окрім дискретного виконання, БТІЗ також продукують і у вигляді модулів, в яких міститься від одного до семи транзисторів, а також зворотні діоди. Це дозволяє зменшити габарити електронних пристроїв.

У поєднанні з широкою номенклатурою типових керуючих пристроїв у мікрвиконанні БТІЗ у наш час якнайширше застосовують в пристроях енергетичної електроніки.

4. ТИРИСТОРИ

4.1 Класифікація, принцип дії, ВАХ і параметри тиристорів.

Тиристор (від грецького *thyra* - двері + резистор) - це напівпровідниковий прилад, що має багатозарову структуру і ВАХ якого має ділянку з негативним опором. Його використовують як перемикач струму. Тиристори бувають двоелектродні (або діодні) - диністори та триелектродні (або тріодні) - триністори.

Двоелектродний тиристор (диністор) вперше було описано Дж. Моллом (США) у 1956 році.

Диністор має чотиризарову структуру, як зображено на рис. 4.1. У нього є трир-п переходи, причому, за зазначеної полярності джерела напруги U_A , два крайні з них (Π_1 і Π_2) зміщені у пряму напрямку, а середній (Π_2) - у зворотному (рис. 4.1,а).

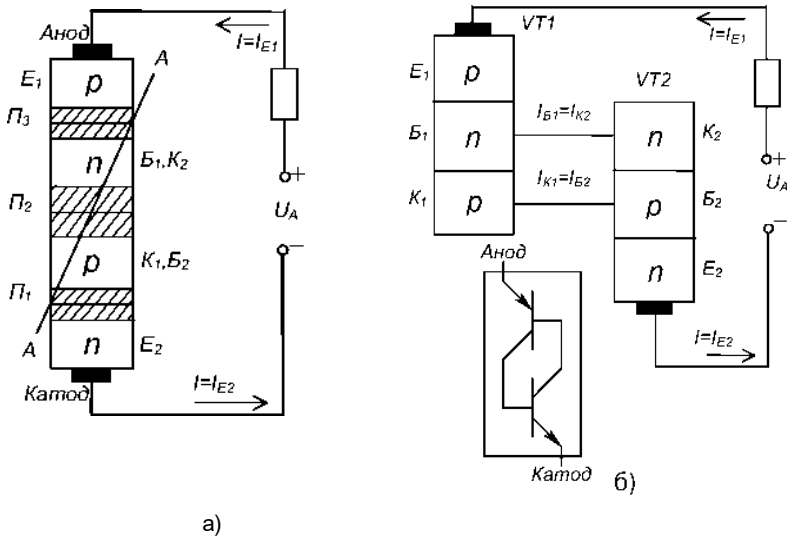


Рисунок 4.1 - Структура диністора (а) та його модель у вигляді двох транзисторів (б)

Таку структуру можна представити у вигляді еквівалентної схеми (моделі), що складається з двох транзисторів $VT1$ і $VT2$ $p-n-p$ та $n-p-n$ типу відповідно. Цю модель можна отримати, якщо подумки розітнути прилад уздовж площини $A-A$, а потім обидві частини електрично з'єднати. При цьому виходить, що переходи Π_1 і Π_3 є емітерними переходами транзисторів, а перехід Π_2 для обох транзисторів є колекторним. Зона бази B_1 транзистора $VT1$ одночасно є колекторною зоною транзистора $VT2$, а зона бази B_2 транзистора $VT2$ - колекторною зоною транзистора $VT1$.

Відповідно колекторний струм першого транзистора є базовим для другого $I_{K1}=I_{B2}$, а колекторний струм другого транзистора - базовим першого $I_{K2}=I_{B1}$. Таке вмикання забезпечує внутрішній позитивний зворотний зв'язок: якщо відкриється хоча б один транзистор, то надалі вони будуть підтримувати один одного у відкритому стані (у режимі насичення).

Струм диністора - це емітерний струм першого транзистора I або другого I . У той же час він складається з двох колекторних струмів $I_{K1}=a_1I_{E1}$ та $I_{K2}=a_2I_{E2}$, де a_1 і a_2 - коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів $VT1$, $VT2$. Крім того, до складу струму диністора I входить початковий некерований (тепловий) струм колекторного переходу I_{K0} .

ВАХ диністора наведена на рис. 4.2, на якому позначено:

U_{em} - напруга вмикання диністора;

I - струм вмикання;

I - струм утримання;

I - гранично допустимий струм приладу;

U - падіння напруги на диністорі, що відповідає I .

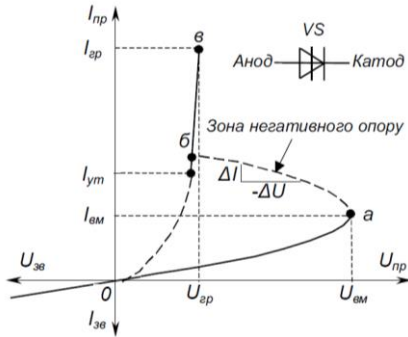


Рисунок 4.2 ВАХ диністора

Ділянка oa ВАХ відповідає закритому стану диністора. Ділянка ab - лавиноподібному перемиканню приладу (ділянка з негативним опором, бо тут $R = -DU/DI$ - величина від'ємна). Ділянка $бв$, подібна відрізку ВАХ діода, відповідає увімкненому стану диністора, вона є робочою ділянкою характеристики.

Для вимкнення приладу (переведення його у непровідний стан) струм у його колі повинен стати меншим за струм утримання.

Основні параметри диністора:

- напруга вмикання диністора $U_{ем}$, що становить (20,1000) В;
- максимальне середнє значення прямого струму за заданих умов охолодження I_{max} , що становить (0,1 ,2) А;
- струм утримання I - мінімальний прямий струм увімкненого диністора, при подальшому зниженні якого диністор переходить у непровідний стан, становить (0,01 ,0,1) А;
- максимальне допустиме амплітудне значення зворотної напруги $Ц_{max}$, сягає до 1000 В;
- час вмикання, тобто час переходу від закритого стану до відкритого, знаходиться у межах (1,10) мкс.

Диністори не знайшли широкого розповсюдження (використовувались для фіксування досягнення напругою певного значення). Зате тріодний тиристор (триністор), який є керованим перемикаючим приладом і частіше називається просто тиристором, став основою енергетичної електроніки 80-х років минулого століття.

Триністор - це чотиришаровий перемикаючий прилад, у якого від однієї з базових зон зроблено вивід - керуючий електрод.

Структура та умовне позначення триністора (надалі - тиристор) наведені на рис. 4.3

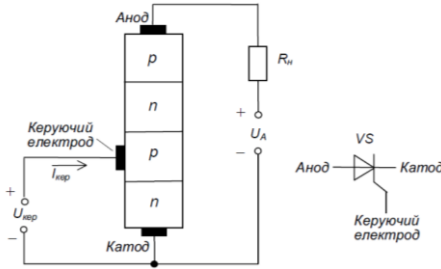


Рисунок 4.3 Структура та умовне позначення триністора

Подаючи між керуючим електродом та катодом пряму напругу на p - n перехід, що працює у прямому напрямку (змінюючи струм керування), можна регулювати значення напруги вмикання U . Цю властивість тиристора демонструє його ВАХ, наведена на рис. 4.4. Слід зазначити, що практично застосовують режим вмикання, що відповідає струмові керування $I_{кер4}$ на рис. 4.4

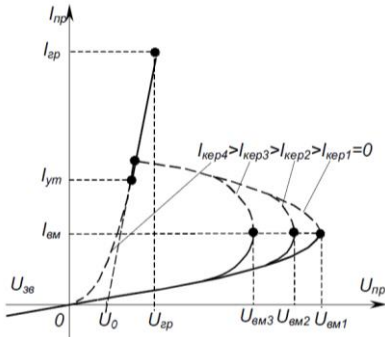


Рисунок 4.4 ВАХ тиристора

Якщо подати на керуюче коло імпульс прямої напруги, тиристор вмикається і залишається увімкненим після зняття сигналу керування. Вимкнути тиристор можна лише зниженням струму у його анодному колі нижче струму утримання I вмикання тиристора

У колах постійного струму вимикання тиристора здійснюється шляхом вмикання паралельно тиристорі попередньо зарядженого конденсатора з напругою, полярність якої зворотна щодо тиристора (примусова комутація).

У колах змінного струму вимикання тиристора здійснюється природно в момент проходження струму через нуль (невимушена комутація) - тому найширшого використання тиристори набули саме у колах змінного струму як напівкеровані електронні перемикачі (напівкеровані - бо, діючи на коло керування, їх можна лише вмикати).

Тиристори мають багато параметрів (біля ста). Наведемо основні з них.

- Статичні параметри:
 - струм вмикання I ;
 - струм утримання (мінімальний прямий струм увімкненого тиристора за розімкненого кола керування, при подальшому зниженні якого тиристор переходить у непровідний стан), становить (0,01 , 0,7) А;
 - порогова напруга U_0 , сягає до 1 В.
- Граничні параметри:
 - максимально допустиме значення середнього струму через тиристор за певних умов охолодження I складає (0,1 , 3 200) А;
 - максимально допустиме амплітудне значення зворотної напруги $u_{жс} = (100 , 10000)$ В;
 - струм робочого перевантаження, сягає 31^{\wedge} ;
 - ударний струм у відкритому стані, що не повторюється, сягає $20/q$;
 - допустима середня потужність втрат у відкритому стані.
- Динамічні параметри:
 - час вмикання t (час переходу тиристора з непровідного стану у провідний), що становить (1 , 10) мкс;
 - час вимикання t (мінімальний проміжок часу між проходженням через нуль прямого струму та повторним прикладенням напруги до тиристора, що не викликає самовільного вмикання приладу - час відновлення запірних властивостей), становить (10 , 500) мкс;

- допустима швидкість зростання відновлюваної напруги на тиристорі, що не призводить до його самовільного вмикання за рахунок ємнісного струму зміщення структури (що являє собою паразитний конденсатор) та внутрішнього позитивного зворотного зв'язку ($du/dt = (20 - 500) \text{ В/мкс}$ (для гарантованого забезпечення неперевикнення її допустимого значення паралельно з тиристором зазвичай вмикають захисний RC-ланцюжок - снабер);

- допустима швидкість зростання прямого струму, що не призводить до виходу тиристора з ладу за рахунок локального перегріву структури

$(dI/dt)_{\text{крит}} = (10-70) \text{ А/мкс}$ (для гарантованого забезпечення неперевикнення її допустимого значення послідовно з тиристором вмикають невелику індуктивність - захисний дросель).

- Параметри кола керування:

- це значення постійного та імпульсного струмів кола керування при напрузі джерела у ньому 12 В, та відповідні їм падіння напруги у колі керування (для потужних тиристорів $I_{\text{кер}} = (0,3, 0,7) \text{ А}$).

Слід зазначити, що тривалість імпульсу керування повинна бути більшою за час вмикання тиристора - зазвичай складає (15, 20) мкс для активного навантаження.

4.2 Двоопераційні тиристори, фототиристори, електростатичні тиристори

Симістор або симетричний тиристор - прилад, який є керованим як при позитивній, так і при негативній напрузі на ньому. ВАХ симістора та його умовне позначення наведено на рис. 4.5.

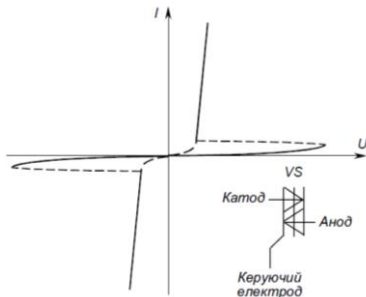


Рисунок 4.5 ВАХ симістора та його умовне позначення

Прилад становить собою п'ятишарову структуру. Його параметри подібні до параметрів триністора.

Фототиристор - прилад, що керується світловим потоком. Параметри його силового кола приблизно такі ж, як і у триністора. Умовне позначення фототиристора наведене на рис. 4.6,а.

Двоопераційний тиристор - прилад, що не тільки вмикається, але й вимикається керуючим сигналом: вмикається як звичайний тиристор, а вимикається подачею в коло керування імпульсу негативної напруги, чим забезпечується переривання струму в структурі за рахунок відведення об'ємного заряду з бази. Умовне позначення двоопераційного тиристора наведене на рис. 4.6,б.

Скорочена його назва - GTO (Gate Turn-Off Thyristor). Такі тиристори масово випускаються на струми до 2,5 кА та напруги до 4,5 В з часом вимикання до 15 мкс. їхнє застосування дає змогу спростити схему перетворення струму, бо не потрібні пристрої примусової комутації для створення зворотної напруги при вимиканні тиристорів. Недоліком є невеликий коефіцієнт підсилення по вимиканню - до 5.

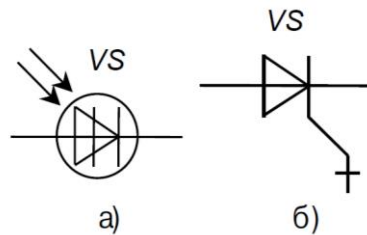


Рисунок. 4.6 - Умовні позначення фототиристора (а), двоопераційного (б)

Наявність у тиристорів внутрішнього позитивного зворотного зв'язку (зона негативного опору на ВАХ) надає їм декілька важливих властивостей.

Головне: для вмикання тиристора достатньо в його коло керування подати короткий імпульс струму невеликої потужності. Далі відкритий стан підтримується за рахунок внутрішнього позитивного

зворотного зв'язку. Тому тиристри мають дуже великий коефіцієнт підсилення за потужністю (десятки тисяч).

Порівняно з транзисторами, тиристри більш стійкі до перевантажень, але мають досить вузький діапазон робочих частот (до сотень герц).

Окрім розглянутих вище, в останній час в енергетичній електроніці використовують і деякі новітні види тиристорів, що з'явилися завдяки досягненням напівпровідникової технології. Це, наприклад, електро-статичні тиристри (або *SITh* -тиристри - *Static Induction Thyristor*). Технологія їх виготовлення настільки складна, що опанована у світі лише декількома фірмами. Відповідно їхня вартість досить висока.

Еквівалентна схема і позначення такого тиристора наведені на рис. 4.7. У нормальному стані він проводить струм. Вимикання здійснюється подачею на керуючий електрод позитивної відносно катода напруги.

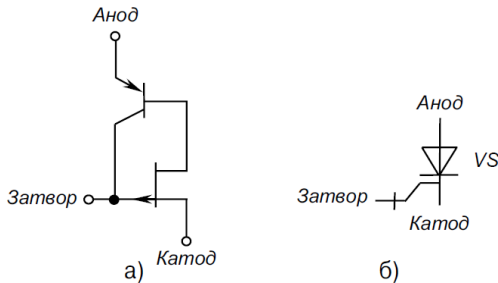


Рисунок 4.7 Еквівалентна схема і позначення електростатичного тиристора

5. ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЧІ

Електронним підсилювачем називається пристрій, призначений для підсилення потужності електричного сигналу без спотворення його форми і частоти (для лінійного підсилювача).

Необхідність у підсилювачі виникає тоді, коли потужність джерела сигналу менша за потужність навантаження. У такому разі послідовно з навантаженням вмикають джерело живлення і підсилюючий елемент ПЕ. Джерело сигналу діє не безпосередньо на навантаження, а на вхід ПЕ і, змінюючи провідність останнього, забезпечує пропорційні вхідному сигналу зміни струму у колі навантаження. В результаті у навантаженні виділяється необхідне значення потужності за рахунок енергії джерела живлення.

Як ПЕ у сучасних підсилювачах зазвичай використовують транзистори (біполярні або польові), рідше - електронні лампи.

Загальна структурна схема підсилювача наведена на рис. 5.1.

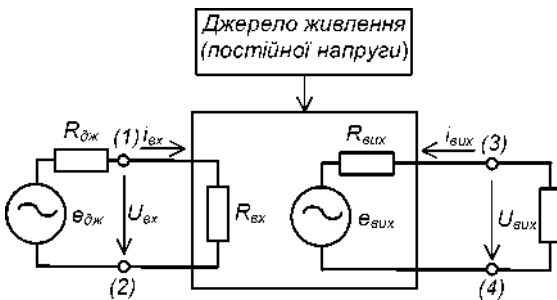


Рисунок. 5.1 - Структурна схема підсилювача

Вхідний сигнал від керуючого джерела енергії $\mathcal{E}_{дж}$ (джерела вхідного сигналу) подається на вхідні клеми (1)-(2) підсилювача через внутрішній

опір джерела $R_{дж}$. Потужність джерела вхідного сигналу виділяється на вхідному опорі підсилювача R . Навантаження підминається до клем (3)-(4). Вхідний малопотужний сигнал керує кількістю енергії, що подається у навантаження від джерела живлення значно більшої

потужності (підсилювальні властивості вихідного кола представлені за допомогою додаткової електрорушійної сили e). Таким чином, завдяки використанню PE і зовнішнього джерела живлення, стає можливим підсилення малопотужного вхідного сигналу.

5.2 Призначення і класифікація підсилювачів

Підсилювачі класифікуються за такими ознаками:

- призначення;
- частота сигналу, що підсилюється;
- форма сигналу;
- характер змін з часом сигналу, що підсилюється.

Усі ці ознаки накладають специфічні вимоги до побудови конкретних схем підсилювачів.

За призначенням підсилювачі поділяються на підсилювачі напруги, струму та потужності. Тобто вони забезпечують на виході необхідний рівень напруги, струму або потужності (хоча за своєю суттю усі вони є підсилювачами потужності).

У підсилювача напруги $R_{dx} \ll R_{ex}$; $R_{eux} \ll R_H$ і, в результаті, відносно великі зміни напруги на навантаженні забезпечуються при незначних змінах вхідного та вихідного струмів.

У підсилювача струму $R_{dx} \gg R_{ex}$; $R_{eux} \gg R_H$ і протікання струму необхідного значення у вихідному колі відбувається за малих значень напруги у вхідному та вихідному колах.

У підсилювача потужності $R_{dx} = R_{ex}$; $R_{eux} = R_H$, за рахунок чого забезпечується максимальна потужність як у вхідному, так і у вихідному колах (узгоджений за потужністю режим роботи).

За частотою підсилювачі поділяються на підсилювачі низької частоти (від одного герца до десятків кілогерц), середньої частоти (від десятків кілогерц до мегагерца) та високої частоти (більше за мегагерц).

За спектром частот робочого діапазону бувають широкосмугові підсилювачі й вибіркові (забезпечують підсилення у дуже вузькому діапазоні частот, в ідеалі - сигналів однієї частоти).

За формою сигналу, що підсилюється, вони поділяються на підсилювачі гармонічних та імпульсних сигналів.

За характером зміни вхідного сигналу з часом бувають підсилювачі постійного та змінного струму.

Найпростіший вузол, що забезпечує підсилення електричного сигналу, називається підсилюючим каскадом.

За видом зв'язку з джерелом сигналу, між каскадами та з навантаженням підсилювачі поділяються на підсилювачі з безпосереднім, резистивним, оптронним, резистивно-ємнісним, трансформаторним або резонансно-трансформаторним зв'язком.

Перші три види зв'язку можуть використовуватися у підсилювачах напруги як постійного, так і змінного струму, решта - тільки у підсилювачах напруги змінного струму.

Надалі ми будемо розглядати лінійні підсилювачі, у яких змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

Як правило, підсилювачі складаються із декількох каскадів, що виконують послідовне підсилення сигналу. При цьому загальний коефіцієнт підсилення становить

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n.$$

Вхідні каскади та каскади попереднього підсилення виконуються, як правило, у вигляді підсилювачів напруги.

Вихідні каскади - кінцеві - зазвичай є підсилювачами потужності або струму.

Підсилювачі відрізняються один від одного кількістю каскадів, режимом роботи. Але усім їм притаманні загальні принципи побудови. Розглянемо їх на прикладі підсилювача сигналів напруги змінного струму, показаного на рис. 5.2.

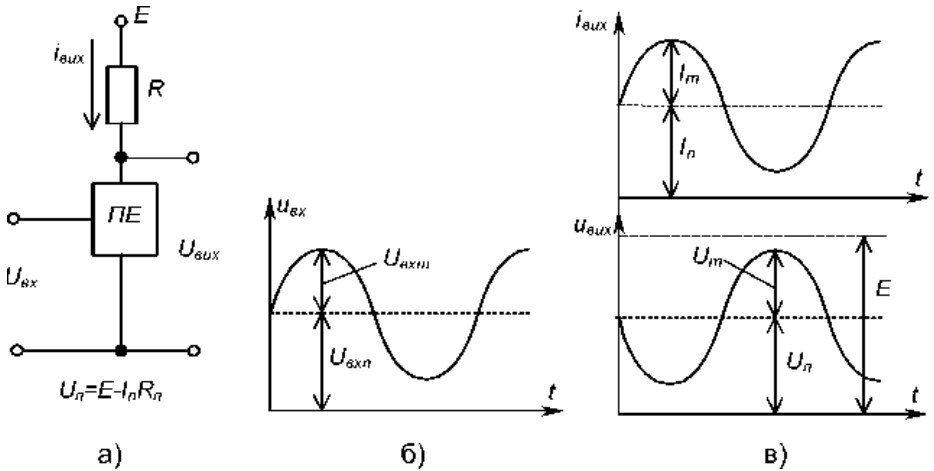


Рисунок. 5.2 - Структурна схема підсилювача напруги змінного струму (а) та часові діаграми його вхідного (б) і вихідного (в) сигналів

Основним елементом підсилювача є *ПЕ* (біполярний або польовий транзистор), що разом із навантаженням R та джерелом живлення постійного струму E утворюють головне вихідне коло підсилювача.

Принцип підсилення полягає у перетворенні енергії джерела постійної напруги E в енергію змінного вихідного сигналу шляхом зміни провідності *ПЕ* за законом, зумовленим формою вхідного сигналу.

Оскільки вихідне коло підсилювача живиться постійною напругою, у ньому може протікати струм лише однієї полярності. Для забезпечення отримання підсиленого сигналу змінного струму необхідно задати його на фоні постійного сигналу зміщення U_n , як це показано на рис. 5.2,в. При цьому для нормальної роботи підсилювача амплітудні значення вихідних напруги та струму повинні бути меншими за постійні рівні напруги та струму $U_m \ll U_n$; $I_m \ll I_n$ (постійного струму зміщення).

Постійні рівні струму та напруги у вихідному колі задаються подачею постійного рівня вхідної напруги $U_{вхn} > U_{ра}$ ($I_n > I_m$).

Режим роботи підсилювача за постійним струмом називається режимом спокою. Він характеризується струмом спокою та напругою спокою вихідного кола. Щоб задати режим спокою, використовують

спеціальні схеми зміщення напруги.

Вихідна напруга $U_{вих}$ подається на навантаження, що ним зазвичай є наступний каскад підсилення. Зверніть увагу: за такої побудови підсилювача його навантаженням (корисним) є не резистор R , а вхідний опір наступного (наприклад, такого ж) каскаду підсилення, на який подається напруга $U_{вих}$.

5.3 Основні параметри і характеристики підсилювачів

Підсилювальні властивості підсилювача оцінюються такими характеристиками.

1) коефіцієнт підсилення – для лінійного підсилювача це:

- за напругою $K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$ (5.1)

(для нелінійного підсилювача треба брати динамічне значення кое-

фіцієнта підсилення $K_U = \frac{du_{вих}}{du_{вх}} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}}$);

- за струмом $K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}$; (5.2)

- за потужністю $K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх}}$.

У загальному випадку величини K_U та K_I є комплексними. Тому

$$\underline{K} = \frac{A_{вих}}{A_{вх}} = \frac{A_{вих} e^{j\varphi_{вих}}}{A_{вх} e^{j\varphi_{вх}}} = K e^{j(\varphi_{вих} - \varphi_{вх})} = K e^{j\varphi},$$
(5.3)

де K – модуль коефіцієнта підсилення;

– крутизна стік-затворної характеристики $S = \left. \frac{dI_C}{dU_{ЗБ}} \right|_{U_{СВ} = const}$;

$j_{вх}, j_{вх}$ – фази вихідного та вхідного сигналів;
 j – зсув фаз між вхідним та вихідним сигналами.

Величина $K_p = K_v K_f$ – завжди дійсне число.

У багатьох випадках коефіцієнт підсилення представляють у логарифмічних одиницях – децибелах (дБ):

$$K_v(\text{дБ})=20[\lg K_v]; K_f(\text{дБ})=20[\lg K_f]; K_p(\text{дБ})=10[\lg K_p];$$

2) вхідний опір за постійним або змінним (залежно від виду підсилювача) струмом $R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}$; (5.4)

3) вихідний опір підсилювача $R_{вх}$ (опір між вихідними клемми підсилювача за відімкненого опору навантаження);

4) коефіцієнт корисної дії (к.к.д.) $\eta = \frac{P_{вх}}{P_{заг}}$, де $P_{заг}$ – загальна потужність, що відбирається від джерела живлення. (5.5)

Амплітудна характеристика являє собою залежність вихідної напруги від вхідної $U_{вх}=f(U_e)$.

На рисунку позначено:

аб - робоча ділянка, на якій змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного;

бв - режим насичення (тут із ростом вхідного сигналу ріст вихідного припиняється - підсилювач виходить із лінійного режиму).

Динамічний діапазон підсилювача $D = U_{ВХmax}/U_{ВХmin}$ (5.6)

Нелінійність характеристики при вхідних напругах, менших за $U_{ВХ}$, пояснюється наявністю шумових сигналів.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) - це залежність коефіцієнта підсилення K_n від кругової частоти ω ($\omega = 2\pi f$; f - частота сигналу, що підсилюється).

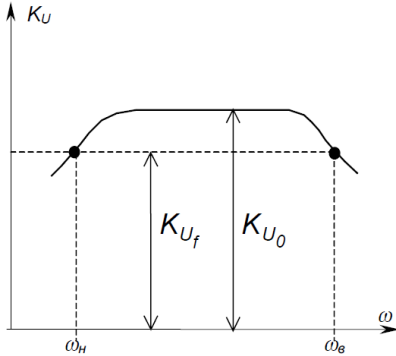


Рисунок 5.3 – АЧХ підсилювача

На рисунку позначено:

K_{U0} - найбільший коефіцієнт підсилення;

Із АЧХ визначають робочий діапазон частот підсилюваного сигналу - від ω_H до ω_B (від нижньої частоти до верхньої).

5.4 Класи роботи підсилювачів

Режим спокою (режим роботи за постійним струмом) характеризує клас роботи підсилюючого каскаду. Ним визначаються призначення, к.к.д., ступінь нелінійних спотворень (порушення пропорційності вхідного і вихідного сигналів) та інші параметри каскаду.

Найбільш широко застосовують три класи, які називають - А, В і С.

При роботі підсилювача у режимі класу А точку спокою P , якій відповідають струми I_{0K} , U_{0K} , I_{0B} , вибирають посередині вихідної динамічної характеристики за постійним струмом, як показано на рис. 5.4 (транзистор увімкнений за схемою з СЕ).

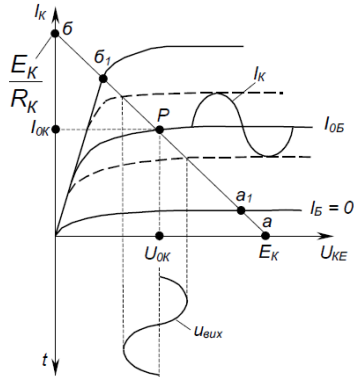


Рисунок 5.4 - Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимі класу А

$a_1б_1$ - ділянка активного режиму роботи транзистора, де нелінійні спотворення мінімальні; к.к.д. $h=0,25,0,3$, бо в режимі спокою споживається значна потужність (UI). Тому клас А застосовують переважно у каскадах попереднього підсилення.

Якщо підсилювач працює у режимі класу В, точка спокою вибирається на межі між активним режимом та режимом відтинання: її положення приблизно відповідає точці a_1 на рис. 5.5. У цьому режимі нелінійні спотворення великі, а к.к.д. $h=0,6,0,7$.

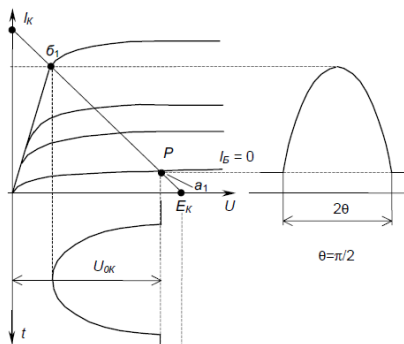


Рисунок 5.5 - Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимі класу В і С

При роботі підсилювача в режимі класу С точка спокою Р лежить на ділянці відтинання a_1a . Кут відтинання $\varphi \approx \pi/2$, $h \gg 0,85$.

Класи В і С застосовують при побудові підсилювачів потужності, причому підсилення позитивної та негативної півхвиль сигналу забезпечується у даному випадку окремими найпростішими каскадами, що разом являють собою єдиний каскад підсилення змінного струму.

Клас АВ є проміжним між класами А і В: має менші викривлення сигналу, ніж клас В, у якому вони зумовлені нелінійністю початкової ділянки вхідної характеристики транзистора, але економічніший, ніж клас А.

Наостанок зазначимо, що все більшого розповсюдження набувають підсилювачі класу D. У таких підсилювачах транзистори працюють в ключовому режимі, формуючи на виході послідовність імпульсів різної тривалості, після фільтрування якої на навантаженні відтворюється аналоговий сигнал. К.к.д. таких підсилювачів надзвичайно високий за малих габаритів і незначного виділення тепла.

5.5 Температурна стабілізація підсилювачів

Положення точки спокою на вихідній характеристиці залежить від коефіцієнта передачі транзистора за струмом ($I = \beta I_b$). При підвищенні температури навколишнього середовища він зростає, при зниженні - зменшується. В результаті положення точки спокою транзистора змінюється залежно від температури навколишнього середовища або при заміні транзистора на інший (коефіцієнти передачі різних екземплярів транзисторів навіть одного типу можуть суттєво різнитися).

Переміщення (дрейф) точки спокою зі змінами температури навколишнього середовища показано на рис. 5.6.

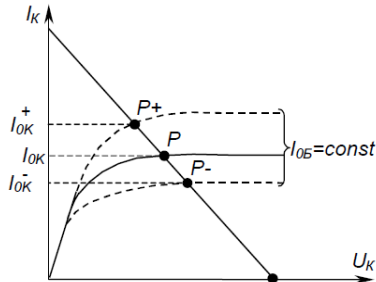


Рисунок 5.6 – Дрейф точки спокою зі змінами температури

Щоб забезпечити температурну стабілізацію режиму спокою, застосовують так звані кола температурної стабілізації.

У підсилювачах за схемою з СЕ для цього послідовно із емітером транзистора вмикається резистор R_E , шунтований конденсатором C_E , як показано.

Розглянемо, яким чином резистор R_E стабілізує режим спокою, скориставшись рівняннями (3.9), (3.10), а також тим, що $U_D = const$ (задається дільником $R R_2$ і від температури не залежить).

$$U_D = U_{0B} + I_{0E} R_E$$

звідки (5.7)

$$U_{0B} = U_D - I_{0E} R_E.$$

Так, наприклад, при зростанні температури транзистора, збільшується його коефіцієнт передачі b , що призводить до зростання колекторного струму спокою, а отже, і струму емітера. Падіння напруги на R_E збільшується, а це, викликає зменшення U_{0B} , що, у свою чергу, зменшить I_{0B} , а значить і I_{0K} (приблизно до попереднього значення).

Таким чином, спроба відхилення I_{0K} від заданого значення припиняється за рахунок наявності у схемі R_E , що у даному випадку здійснює негативний зворотний зв'язок за струмом.

Зрозуміло, що при зменшенні температури струм I_{0K} також практично не змінить свого значення.

Зазвичай задають $R_E = (0,1 \text{ , } 0,2) R_K$.

Конденсатор C_E забезпечує виключення негативного зворотного зв'язку за вхідним сигналом. Його ємність визначається зі

співвідношення $1/w_H C_E \ll R_E$, де w_H - нижня межа діапазону робочих частот підсилюваного сигналу. Отже за змінним струмом резистор R_E є зашунтованим малим отвором C_E - маємо схему з СЕ. А за постійним струмом - це схема з негативним зворотним зв'язком.

5.6 Зворотні зв'язки у підсилювачах

Поряд із колами прямої передачі сигналів у підсилювачі вводять штучно створені кола, через які частина енергії з виходу подається на вхід. Це явище має назву зворотного зв'язку.

Із застосуванням зворотних зв'язків ми вже зустрічалися, коли розглядали будову тиристора (внутрішній позитивний зв'язок) та температурну стабілізацію режиму спокою підсилюючого каскаду (негативний зворотний зв'язок).

Кола, за допомогою яких забезпечують зворотні зв'язки, називають колами зворотного зв'язку.

Коло прямої передачі сигналу і коло зворотного зв'язку утворюють петлю зворотного зв'язку.

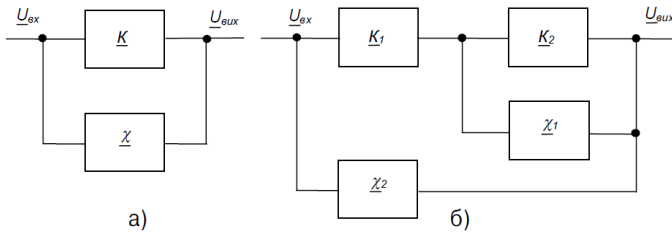


Рисунок 5.7 - Структурні схеми петльових зв'язків:

А – однопетльовий б - багатопетльовий

Зворотні зв'язки поділяються також на зв'язки за напругою та за струмом, як показано на рис. 5.8, або змішані.

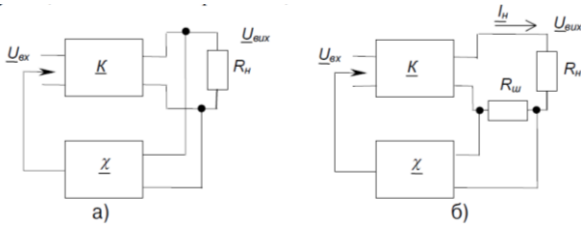


Рисунок 5.8 - Зворотні зв'язки а – за напругою б – за струмом

Залежно від способу подачі сигналу зворотного зв'язку у вхідне коло розрізняють паралельний та послідовний зворотні зв'язки, як показано на рис. 5.9.

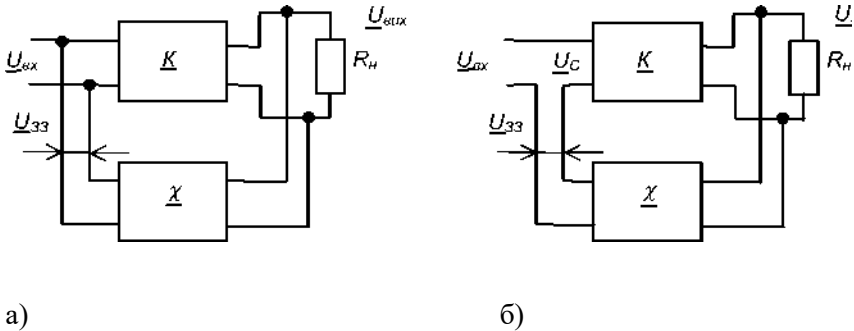


Рисунок. 5.9 - Паралельний (а) та послідовний (б) зворотні зв'язки

Зазвичай зворотні зв'язки у підсилювачах застосовують для стабілізації і покращення параметрів.

Властивості підсилювача із зворотним зв'язком розглянемо на прикладі послідовного зворотного зв'язку за напругою.

Основним показником є коефіцієнт передачі зворотного зв'язку $X = U_{33}/U_{Вих}$ (5.8)

що визначає, яка частка вихідної напруги надходить до вхідного кола підсилювача (U_{33} - комплекс напруги зворотного зв'язку).

Для вхідного кола можна записати рівняння

$$U_C = U_{ВХ} + U_{33}, \quad (5.9)$$

де U_C - комплекс напруги на вході.

$$U_C = U_{BX} + X * U_{Вих} \quad (1.10)$$

Якщо сигнал зворотного зв'язку зсунутий відносно вхідного сигналу на кут ρ , то цей зв'язок називається негативним зворотним зв'язком (НЗЗ). Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, зменшується у $1 + \%K$ разів. Незважаючи на це, НЗЗ широко використовують для підвищення стабільності роботи підсилювачів і покращення інших їхніх параметрів.

У першу чергу, НЗЗ знижує залежність K_{33} від змін K (наприклад, пов'язаних зі змінами температури).

Також НЗЗ знижує нелінійні та частотні викривлення. Отже, зрозуміло, чому його широко застосовують у підсилювачах.

Якщо сигнал зворотного зв'язку співпадає за фазою з вхідним сигналом). Такий зв'язок називається позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ). У випадку ПЗЗ $e^{j0} = 1$, $\phi_k = 0$.

Наявність нульового фазового зсуву сигналу зворотного зв'язку і коефіцієнта підсилення більшого за одиницю є умовами режиму генерації.

6. БАГАТОКАСКАДНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

Якщо один підсилюючий каскад не забезпечує потрібного рівня підсилення, то застосовують багатокаскадні підсилювачі. Структурна схема такого підсилювача зображена на рис. 6.1.

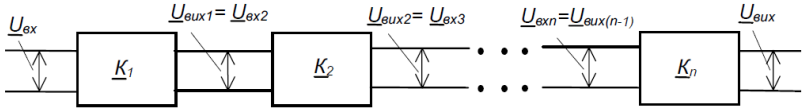


Рисунок 6.1 - Структурна схема багатокаскадного підсилювача.

6.1 Підсилювач з резистивно-ємнісним зв'язком

Найбільш широкого вжитку набули підсилювачі змінного струму з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками (з RC-зв'язками). Вони мають добрі частотні властивості, невеликі габарити, високу надійність і тому широко використовуються як при створенні підсилювачів на дискретних елементах, так і у інтегральному виконанні.

На рис. 6.2 наведена схема такого підсилювача.

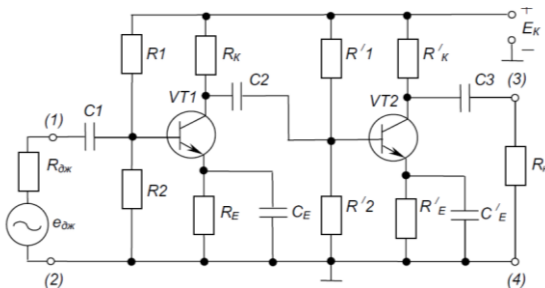


Рисунок 6.2 – Схема підсилювача з резистивно-ємнісним зв'язком

Підсилювач складається із двох каскадів підсилення, виконаних на транзисторах VT1 і VT2 за схемою з СЕ.

Вхідний сигнал після підсилення першим каскадом через конденсатор C_2 надходить на вхід другого каскаду, з виходу якого підсилений вдруге через конденсатор C_3 подається на навантаження R_n .

Розрахунок багатокаскадного підсилювача починають із розрахунку

вихідного (останнього) каскаду. Потім, знаючи його вхідну напругу, що є вихідною напругою попереднього каскаду, приступають до розрахунку попереднього каскаду і т.д. Виходячи із умови забезпечення однотипності, каскади попереднього підсилення виконують однаковими (зазвичай із найбільш можливим коефіцієнтом підсилення). Тому розрахунок завжди зводиться фактично до розрахунку одного каскаду.

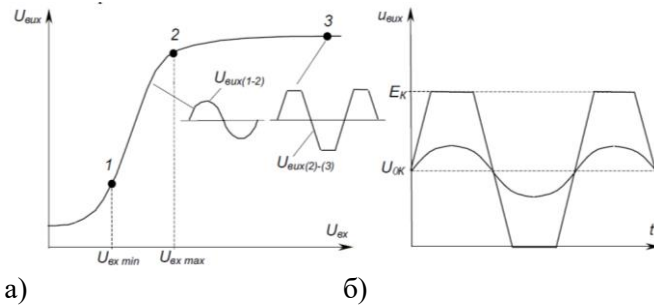


Рисунок 6.3 - Амплітудна характеристика (а) та часові діаграми вихідного сигналу (б) двокаскадного підсилювача з ЯС-зв'язками

На ній позначено:

1-2 - робоча ділянка;

2-3 - режим насичення.

На ділянці 1-2 маємо незначне спотворення форми вихідного сигналу, зумовлене нелінійністю характеристик транзистора. Ступінь спотворень визначається коефіцієнтом нелінійних викривлень

$$K_n = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (6.1)$$

де U_1 – ефективне значення напруги першої (основної) гармоніки і вхідного сигналу;

U_2, U_3, \dots, U_n – ефективні значення напруги другої, третьої і т.д. (вищих) гармонік вихідного сигналу.

Наявність сигналу на виході підсилювача при $U_{ex} < U_{ex\ min}$ і навіть при $U_{ex} = 0$, визначається власними шумами елементів підсилювача.

Це шумовий сигнал, зумовлений, наприклад, нестационарністю процесу інжекції носіїв із емітера в базу біполярного транзистора (до речі, польові транзистори позбавлені цього недоліку, у зв'язку з чим їх часто використовують у першому каскаді підсилювачів малих сигналів); виникають шуми також за рахунок флуктуацій струму при його протіканні через металокомпозиційні, вугільні та інші резистори і т.п. Крім того, причиною вихідних шумів є сигнали, наведені на елементах і з'єднаннях підсилювача зовнішніми електромагнітними полями, завади, що проникають на його вхід із кіл живлення при наявності в них пульсацій напруги.

Для зниження вихідних шумів використовують елементи з малими власними шумами, застосовують екранування, додаткові фільтри, вибирають схеми джерел живлення з мінімальними пульсаціями.

На ділянці 2-3 маємо режим насичення підсилювача через те, що транзистор тут виходить за межі лінійного режиму: поперемінно переходить із режиму відтинання через лінійний режим до режиму насичення і навпаки (не плутайте динамічний режим насичення підсилювача зі статичним режимом насичення транзистора).

6.2 Амплітудно-частотна характеристика підсилювача

Другою важливою характеристикою двокаскадного підсилювача з RC-зв'язками є амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), зображена на рис. 6.4.

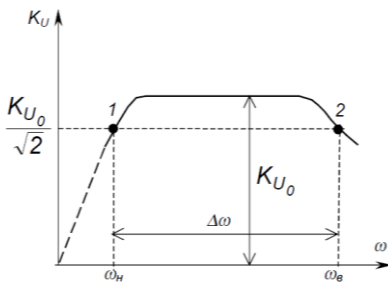


Рисунок 6.4 – АЧХ підсилювача з RC-зв'язками

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на низьких частотах є наявність розділюючих конденсаторів C_1 , C_2 , C_3 , а також C_E . На розділюючих конденсаторах падає частина напруги сигналу, що

повинен передаватися у наступний каскад або навантаження, а з ростом опору C_E виникає суттєвий НЗЗ за підсилюваним сигналом змінної напруги - коефіцієнт підсилення знижується.

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на високих частотах є:

- зниження коефіцієнта передачі транзистора за струмом b при $w > w;$
- наявність у схемі паразитних конденсаторів та індуктивностей, зі збільшенням частоти сигналу (або для його вищих складових гармонік) розосереджена ємність ліній зв'язку в межах каскаду шунтує частину енергії сигналу, що підсилюється, а індуктивність провідників веде до падіння на них напруги. У результаті коефіцієнт підсилення знижується.

6.3 Емітерний повторювач

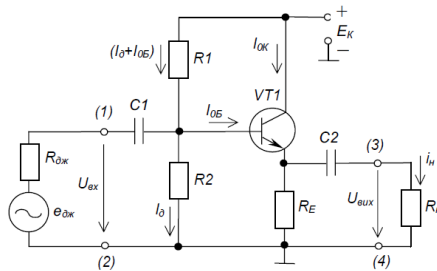


Рисунок 6.5 – Емітерний повторювач

Тут R_E - навантаження підсилювача за постійним струмом, яке одночасно забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою.

Призначення решти елементів те ж, що й у схеми з СЕ.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 6.6. Зверніть увагу на те, що вихідна напруга співпадає за фазою з вхідною.

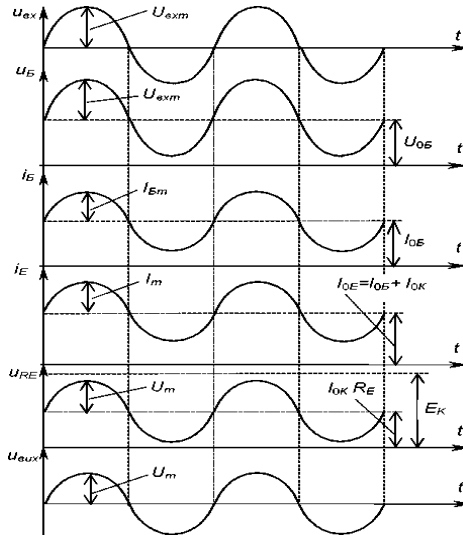


Рисунок. 6.6 - Часові діаграми роботи емітерного повторювача

Каскади з СК застосовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має великий R а навантаження (наприклад, каскад підсилення з СЕ) має малий R

Оскільки каскад не змінює фази і не підсилює напруги вхідного сигналу ($K_u \gg 1$), то його й називають повторювачем.

6.4 Каскади попереднього підсилення на польових транзисторах

При побудові цих каскадів завжди слід пам'ятати, що польові транзистори керуються напругою, а не струмом, як біполярні. При цьому також можливі три схеми вмикання: зі спільним витоком (з СВ), зі спільним стоком (з СС), зі спільним затвором (з СЗ). Практичного використання набули схеми з СВ та з СС.

Схема підсилюючого каскаду з СВ наведена на рис. 6.7.

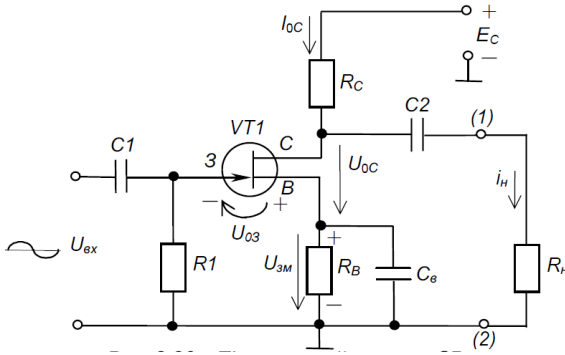


Рисунок 6.7 - Схема підсилюючого каскаду з СВ

Склад схеми та призначення елементів:

$VT1$ - польовий транзистор з керуючим $p-n$ переходом і каналом n -типу.

R_c - навантаження за постійним струмом.

E_c - джерело живлення каскаду (стокового кола).

$C_в$ - виключає негативний зворотний зв'язок за струмом для змінного

Ці елементи утворюють вихідне коло каскаду, де, власне, і відбувається підсилення сигналу.

$R_B, C_в$ - утворюють коло автоматичного зміщення, що задає режим спокою класу А шляхом подачі напруги зміщення до затвору $VT1$ через резистор R_B . Одночасно коло автоматичного зміщення забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою.

C_1, C_2 - розділяючі конденсатори.

Виключає негативний зворотний зв'язок за струмом для змінного вхідного сигналу.

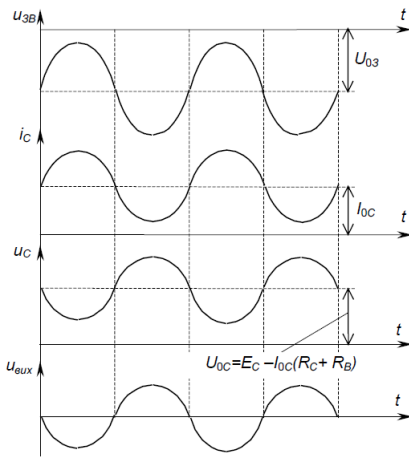


Рисунок 6.8 - Часові діаграми каскаду з СВ

Розглянутий каскад набув широкого розповсюдження у входних колах інтегральних підсилювачів.

Схема підсилюючого каскаду з СС наведена на рис. 6.9.

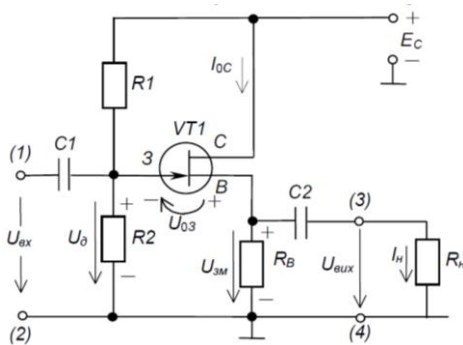


Рисунок 6.9 - Підсилюючий каскад з СС

VT1 - польовий транзистор з керуючим $p-n$ переходом і каналом p -типу;

R_B - навантаження каскаду за постійним струмом (водночас створює

напругу зміщення U_{3M});

$R R_2$ - дільник напруги (створює напругу U)

U_d та ЦІМ задають режим спокою підсилюючого каскаду: $U_0 з = U_{3M}$ - U_0 . Призначення решти елементів аналогічне попереднім схемам.

Навантаження каскаду за змінним струмом $R_H \gg R_B \parallel R_H$.

Роботу підсилювача ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 6.10.

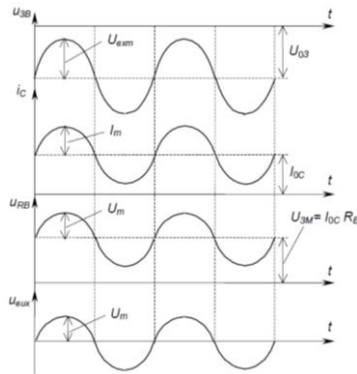


Рисунок. 6.10 - Часові діаграми роботи каскаду з СС

Ця схема має назву витокowego повторювача, оскільки $U_{ВИХ}$ майже повторює вхідну напругу.

Для каскаду можна записати такі співвідношення:

$$U_{ex} = U_{вих} - U_{3B};$$

$$U_{3B} \ll U_{вих}, \text{ тому } U_{ex} \approx U_{вих}; \quad (6.2)$$

$$K_U < 1; R_{вих} \gg R_B$$

Каскад має великий R_{ex} і малий $R_{вих}$, тому використовується як узгоджувальний підсилювач у разі необхідності узгодження джерела сигналу з великим R_{ex} з навантаженням, що має малий R_{ex} .

Каскади на польових МДН-транзисторах схематично будують так, як і каскади на біполярних транзисторах.

6.5 Підсилювачі з трансформаторними зв'язками

У таких підсилювачах зв'язок між каскадами здійснюється за допомогою трансформаторів. Зазвичай, первинна обмотка вмикається у вихідне струмове коло транзистора попереднього каскаду, а вторинна обмотка підмикається до входу наступного каскаду або безпосередньо до навантаження. У першому випадку маємо справу з підсилювачем напруги, у другому - з підсилювачем потужності.

Структурна схема підсилювача з трансформаторними зв'язками зображена на рис. 6.11.

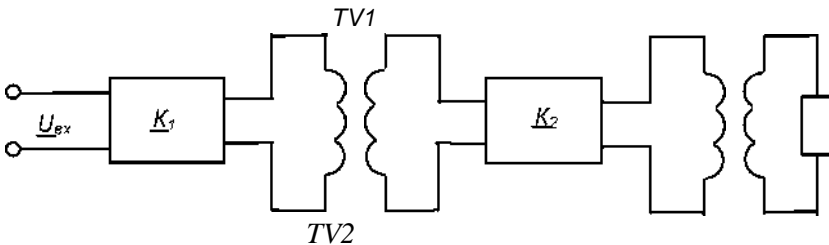


Рисунок 6.11 - Двокаскадний підсилювач з трансформаторними зв'язками.

У цій схемі перший каскад - підсилювач напруги, другий - підсилювач потужності.

Використання трансформатора надає такі переваги:

- підвищується загальний коефіцієнт підсилення як за напругою, так і за струмом;
- забезпечуються умови максимальної передачі потужності за рахунок узгодження вихідного опору каскаду з опором його навантаження ($R_{eu} = R$)

Але використання трансформатора має і свої недоліки, а саме: підвищуються маса і габарити підсилювача, погіршуються його частотні властивості. Крім того, у наш час трансформатор є нетехнологічним виробом: технологія виробництва трансформаторів кардинально відрізняється від технології виготовлення інших вузлів підсилювача.

Найширшого розповсюдження трансформаторні підсилювачі знаходили до недавнього часу як підсилювачі потужності. Будуються

вони за однократною або двократною схемами.

Зазначимо, що підсилюючі каскади, які були нами розглянуті, усі однокатні: за період підсилюваного сигналу струм у них протікає через один транзистор і у одному напрямку. При цьому забезпечується підсилення як позитивної так і негативної півхвилі, якщо каскад працює у режимі класу А, або півхвилі лише однієї полярності, якщо у режимах класу В або АВ.

Двокатні підсилюючі каскади будують з двох однокатних, що як правило, працюють у режимах класу В або АВ: один каскад забезпечує підсилення позитивної півхвилі, а другий - негативної. Отже, підсилення за період підсилюваного сигналу відбувається у два такти.

Підсилювач складається з двох однокатних каскадів, виконаних на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Параметри транзисторів повинні бути практично однаковими. Трансформатор $TV1$ призначений для подачі на вхід підсилювача двох напруг U та U , рівних за величиною, але зсунутих за фазою на 180 електричних градусів. Трансформатор $TV2$ узгоджує вихід підсилювача з навантаженням, тобто забезпечує виконання умови передачі максимальної потужності. Резистори R_1 та R_2 призначені для створення режиму спокою (в режимі класу АВ) для обидвох транзисторів.

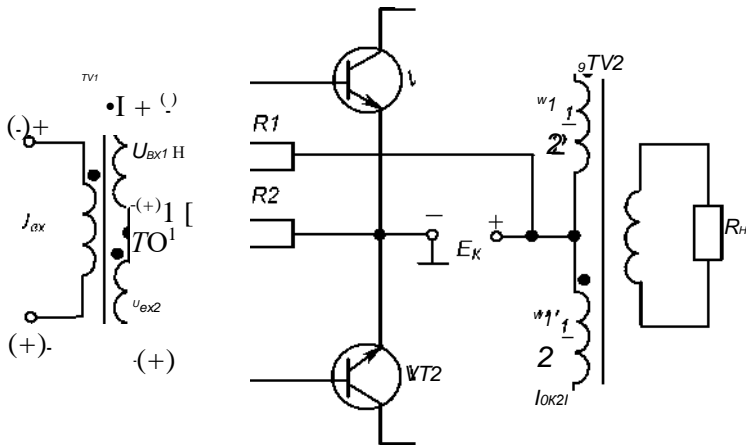


Рисунок 6.12 - Двокатний трансформаторний підсилювач потужності

Такий підсилювач може працювати у класі В (за відсутності дільника R_1, R_2) або АВ. У трансформатора $TV2$ стале підмагнічування відсутнє, оскільки по одній його півобмотці постійний струм тече у одному напрямку, а по другій - у протилежному.

Розглянемо роботу підсилювача за дії U .

Якщо полярність U така, як вказана на схемі без дужок, транзистор $VT2$ закритий, а $VT1$ працює у режимі підсилення. При цьому в колекторному колі $VT1$ з'являється підсилена півхвиля струму, що через верхню первинну півобмотку трансформатора $TV2$ передається до навантаження.

При полярності U вказаній у дужках, транзистор $VT1$ закритий, а $VT2$ знаходиться у режимі підсилення під дією U . Півхвиля струму, що протікає у колекторному колі $VT2$, має протилежний напрямок і через нижню первинну півобмотку трансформатора $TV2$ передається до навантаження. Таким чином, транзистори $VT1$ і $VT2$ за період підсилюваного сигналу працюють по черзі, створюючи підсилену змінну напругу на навантаженні за два такти.

На рис. 6.13 зображено вихідні характеристики транзистора та побудову часової діаграми імпульсу колекторного струму.

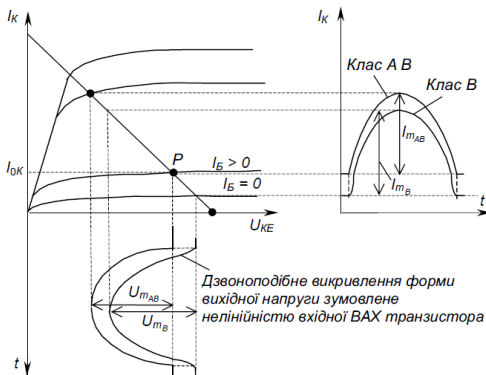


Рисунок 6.13 - Вихідні характеристики транзистора та часова діаграма імпульсу колекторного струму

Повна та вихідна потужності відповідно становлять

$$P = I_m * U_m / 2, P_{\text{вих}} = \eta P \quad (6.3)$$

7. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

У вимірювальній техніці, автоматичці, системах автоматичного керування і т.п. широко застосовують пристрої, що мають назву датчиків (давачів). Вони є перетворювачами неелектричних величин у електричні, часто - у напругу постійного струму. Їхня вихідна напруга пропорційна таким неелектричним величинам як температура, тиск, освітленість і т.ін. Рівень вихідних напруг датчиків невеликий, із часом вони мало- змінні або взагалі незмінні. Для підсилення таких сигналів і використовуються підсилювачі постійного струму (ППС).

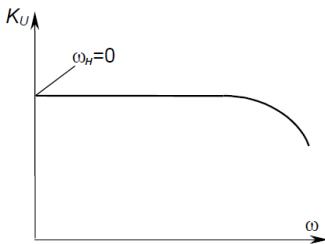


Рисунок 7.1 - АЧХ ППС.

Її особливість полягає у тому, що нижня гранична частота діапазону підсилюваних сигналів дорівнює нулю. Отже, є можливість підсилення сигналів постійного струму.

Схемотехнічно це забезпечується відсутністю розділяючих конденсаторів або трансформаторів між джерелом сигналу, каскадами і навантаженням. Тобто, ППС є підсилювачем із безпосередніми зв'язками.

Наявність розділяючих елементів, які забезпечують розділення за постійним струмом і зв'язок за змінним, надавала ту перевагу, що режим n -го каскаду за постійним струмом не впливає на роботу інших каскадів, джерела сигналу або навантаження.

У підсилювачах з безпосередніми зв'язками вплив дестабілізуючих факторів (наприклад, змін із часом температури або напруги живлення) на режим спокою каскаду призводить до того, що, навіть за

відсутності вхідного сигналу, на виході підсилювача може з'являтися напруга, що навантаженням буде сприйматися як результат підсилення деякого вхідного сигналу. Це явище має назву дрейфу нуля ППС.

Дрейф нуля зумовлюється зміною вихідної напруги за визначений проміжок часу при відсутності вхідного сигналу:

$$d = \frac{U_{др\ max} - U_{др\ min}}{K_U},$$

де $U_{др\ max}$, $U_{др\ min}$ – відповідно максимальне та мінімальне значення вихідної напруги за визначений проміжок часу; K_U – коефіцієнт підсилення.

Для зменшення дрейфу в ППС застосовують елементи термостабілізації, запроваджується жорстка стабілізація напруги живлення та, найчастіше, використовують спеціальні балансні схеми.

7.1 Диференційний ППС

Балансний підсилювач, у емітерне коло якого замість R_E увімкнене джерело струму (наприклад, транзистор, якому задано фіксоване значення струму бази), має назву диференційного (різницевого - бо підсилює різницю напруг між входами) підсилювача. Його схему наведено на рис. 7.2.

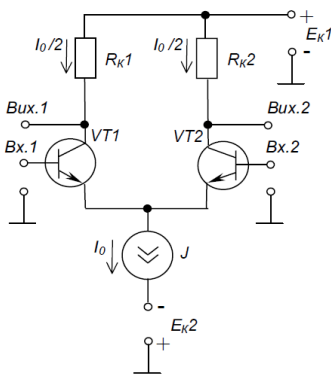


Рисунок 7.2 – Диференційний підсилювач

Такі підсилювачі зазвичай живляться від двополярного джерела - E_{K1}, E_{K2} .

Вхідний сигнал може бути подано не тільки як диференційний (між входами $V_{x. 1}$ і $V_{x. 2}$). Його можна також подавати на будь-який з входів відносно точки з нульовим потенціалом.

Режим спокою при цьому забезпечується заданням такої величини струму I що, при подачі на обидва входи нульового потенціалу, потенціали обох виходів також дорівнюють нулеві. Так забезпечується виключення впливу каскаду на джерело сигналу та навантаження, а також взаємного впливу каскадів багатокаскадного підсилювача.

Навантаження також може бути підімкнене не тільки між обома виходами (симетричний вихід), але й до одного виходу і нульової точки (несиметричний вихід). При цьому, якщо це, наприклад, $V_{ix. 2}$, то $V_{x. 1}$ для нього буде неінвертуючим: зміни сигналу на виході співпадають за знаком (фазою - для змінного струму) зі змінами вхідного сигналу; $V_{x. 2}$ буде інвертуючим: зміни вихідного сигналу за знаком (фазою) протилежні змінам вхідного.

При несиметричному виході один з колекторних резисторів (від якого не робиться вихід) можна закоротити, тобто не встановлювати.

Якщо на обидва входи подати відносно нульової точки однакові за знаком і напругою сигнали (синфазний сигнал), то напруга на виході дорівнюватиме нулю - підсилювач підсилює тільки різницевий сигнал!

Диференційні підсилювачі знайшли широке використання при побудові ППС у інтегральному виконанні.

7.2 Балансні ППС

Балансні ППС будуються на основі чотириплечого моста з паралельним балансом, схему якого наведено на рис. 7.3.

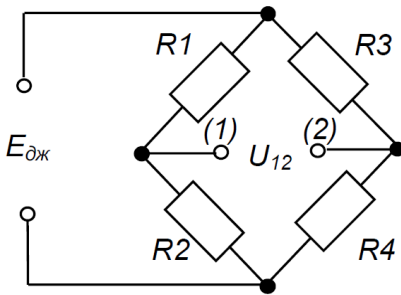


Рисунок 7.3 – Чотириплечий міст

Напряга на виході мосту не залежить від змін напруги живлення чи від пропорційних змін параметрів плечей.

На рис. 7.4 зображена найпростіша схема балансного підсилювача.

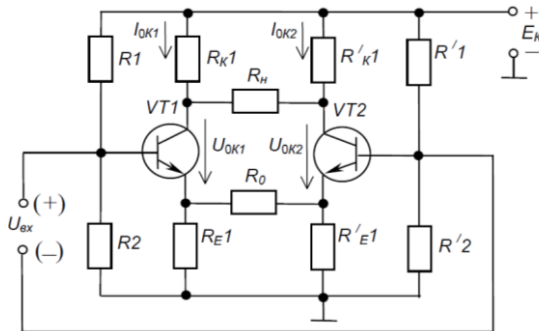


Рисунок 7.4 - Балансний підсилювач

Він складається з двох каскадів на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Причому параметри елементів обох каскадів повинні бути однаковими (у тому числі і транзисторів, що досить важко виконати): $R_1=R_1'$; $R_2=R_2'$; $R = R_{k1}=R_k$. Навантаження R_B вмикається між колекторами транзисторів.

Підсилювач являє собою чотириплечий міст, де роль резистора R виконує R_{k1} , R_2 - опір транзистора $VT1$, R_3 - R'_{k1} , R_4 - опір транзистора $VT2$.

За відсутності вхідного сигналу напруга на навантаженні дорівнює нулю (якщо схема абсолютно симетрична). Дрейф нуля практично у

20 , 30 разів менший, ніж у підсилювача з безпосередніми зв'язками, оскільки визначається різницею I_{OKI} та I Маємо випадок, коли з двох каскадів, що мають низькі показники якості, отримано один з високими показниками.

За наявності вхідного сигналу з полярністю, що вказана на рис. 7.4, транзистор $VT1$ трохи відкривається, його колекторний струм зростає, а транзистор $VT2$ пропорційно закривається і його колекторний струм зменшується. Внаслідок цього на навантаженні R_B з'являється напруга розбалансу.

Коефіцієнт підсилення становить:

$$K = \beta \frac{R'_K}{R_{\text{вх}}}, \text{ де } R'_K = \frac{R_K}{2} \parallel R_{\text{в}}. \quad (7.2)$$

Недоліком такого ППС є наявність значного НЗЗ, зумовленого великими значеннями R і R_{E2} .

7.3 Операційні підсилювачі

Операційний підсилювач (ОП) - це ППС, що має високий коефіцієнт підсилення, два входи (так званий диференційний вхід) і один вихід.

Зазвичай ОП будують як ППС з безпосередніми зв'язками між каскадами, з диференційним входом і біполярним відносно амплітуди підсилюваного сигналу виходом. Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП за відсутності вхідного сигналу. Тому такі підсилювачі легко з'єднувати послідовно, а також охоплювати зворотними зв'язками.

За своєю структурою ОП бувають три- або двокаскадні.

За трикаскадною схемою будувались ОП у інтегральному виконанні першого покоління. Перший диференційний каскад у них працює в режимі мікрострумів, забезпечуючи тим самим високий вхідний опір. Другий диференційний каскад забезпечує підсилення напруги. Третій каскад, вихідний, виконується як двотактний з СК і забезпечує підсилення потужності, а також низький вихідний опір.

ОП другого покоління будуються за двокаскадною схемою. Це стало можливим із зростанням рівня інтегральної технології. При цьому, перший каскад забезпечує і високий вхідний опір, і великий коефіцієнт підсилення за напругою. Другий каскад є підсилювачем

потужності.

Свою назву ці підсилювачі одержали у зв'язку з тим, що спочатку вони використовувались для моделювання математичних операцій (множення, додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування та ін.) в аналогових обчислювальних машинах (АОМ).

Із розвитком інтегральної техніки області використання ОП значно розширились. Нині вони використовуються в основному як високоякісні підсилювачі напруги при побудові будь-яких електронних пристроїв. А АОМ тим часом були витіснені цифровими обчислювальними машинами.

Поширеному застосуванню ОП сприяють їхні високі параметри. Це великий коефіцієнт підсилення за напругою, що становить $K_u = (10^4 - 10^6)$; високий вхідний опір кожного з входів - $R_e > 400$ кОм; низький вихідний опір $R_{eu} < 100$ Ом; досить широкий частотний діапазон - від нуля до одиниць мегагерц.

За ними ОП для багатьох застосувань наближаються до ідеального підсилювача.

При цьому зазначимо, що як лінійні підсилювачі у десятки тисяч разів реальні ОП не застосовують, бо їхній коефіцієнт підсилення (як і інші параметри) - величина вкрай нестабільна (наприклад, під дією температури).

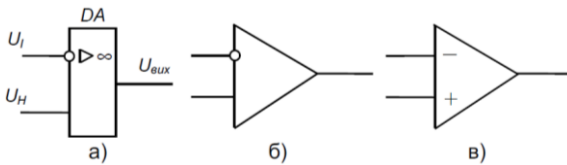


Рисунок 7.5 – Умовні позначення ОП

Вхід, на який подано U називається інвертуючим, а U_H - неінвертуючим.

Якщо сигнал подати на неінвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу співпадають за знаком (фазою) із змінами вхідного. Якщо сигнал подати на інвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу матимуть протилежний знак (фазу) щодо змін вхідного. Інвертуючий вхід використовують для охоплення ОП зовнішніми НЗЗ, а неінвертуючий - ПЗЗ.

Коротко розглянемо деякі характерні принципи схеми ОП. ОП типу 153УД1 (рис. 7.6) має трикаскадну структуру.

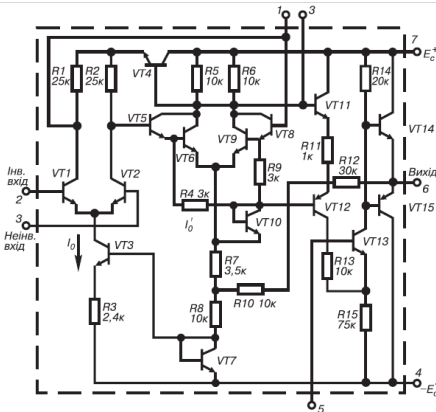


Рисунок 7.6 - ОП типу 153УД1

Перший диференційний каскад побудований на транзисторах $VT1$, $VT2$ з джерелом струму на транзисторі $VT3$. Другий - на складених транзисторах $VT5$, $VT6$ і $VT8$, $VT9$ (для забезпечення великого коефіцієнта підсилення за напругою). Вихідний двотактний каскад утворюють $VT14$ і $VT15$. Інші елементи забезпечують стабільне живлення першого каскаду і узгодження другого з вихідним (зверніть увагу: без кола на схемах позначають транзистори, що не мають власного корпусу - безкорпусні).

Схемотехніка цього підсилювача багато у чому повторює схемотехніку ППС на дискретних елементах.

Особливістю інтегральної схемотехніки у даному разі є застосування в якості джерела струму I_0 для вхідного диференційного каскаду так званого "струмового дзеркала", побудованого на транзисторах $VT3$, $VT7$. Суть його роботи полягає у тому, що за однакових параметрів транзисторів (а при виконанні на одному кристалі у одному технологічному циклі вони дуже подібні) струм колектора $VT3$ наслідує - "віддзеркалює" - струм колектора $VT7$: напруга з $VT7$ у діюдному вмиканні задає струм бази $VT3$, що працює у режимі генератора струму. При цьому нестабільність I_0 визначається нестабільністю контактної різниці потенціалів емітерного переходу $VT7$. Задаючи

відповідним чином величини опору резисторів, увімкнених послідовно з VT7, і напругу живлення каскаду, забезпечують стабілізацію режиму VT7, а отже і VT3.

Типовим представником ОП другого покоління є ОП типу 140УД7 (рис. 7.7).

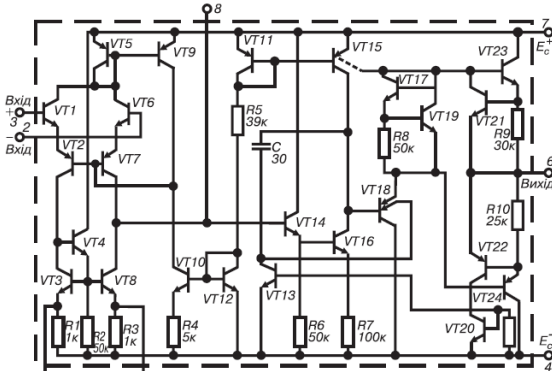


Рисунок 7.7 - ОП типу 140УД7

Він двокасадний, має складний вхідний диференційний каскад на VT1-VT4 і VT6-VT8 з вмиканням транзисторів за схемою СК-СБ-СЕ. Вхідні емітерні повторювачі (каскади з СК) на VT1, VT6 працюють у режимі мікροструмів, забезпечуючи тим самим великий вхідний опір ОП. Вони є джерелом сигналу для каскадів з СБ на VT2, VT7, що їхніми колекторними навантаженнями є динамічні навантаження - джерела струму на VT3, VT8 (як відомо, з боку колектора, через незначний нахил статичних вихідних ВАХ, транзистор має опір у сотні кілоом, а реально можливі опори резисторів у інтегральному виконанні сягають лише десятків кілоом). Оскільки значення коефіцієнта підсилення за напругою пропорційне опору колекторного навантаження, це дозволяє отримати підсилення у декілька сотень разів вже у першому каскаді.

Вихідний каскад на транзисторах VT23, VT24 працює у режимі класу АВ. Захист каскаду від перевантажень забезпечують транзистори VT21 і VT22, що, вмикаючись напругою датчиків струму R₉, R (якщо вона перевищує приблизно 0,6 В), шунтують емітерні переходи транзисторів VT23 і VT24. Решта елементів забезпечує додаткове підсилення та узгодження диференційного каскаду з вихідним.

Найважливішими характеристиками ОП є вихідні амплітудні

(передатні) характеристики - $U = f(U)$, зображені на рис. 7.8.

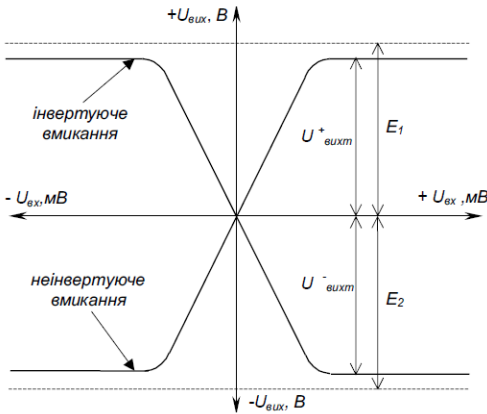


Рисунок 7.8 – ВАХ ОП

Знімають ці характеристики, подаючи сигнал на один із входів і з'єднуючи інший з нульовою точкою.

Кожна вихідна характеристика має горизонтальні та східну ділянки. Горизонтальні ділянки відповідають режимам повністю відкритого чи закритого транзистора вихідного каскаду (режимам насичення ОП). При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга підсилювача залишається незмінною і визначається напругами $U^+_{вихт}$ або $U^-_{вихт}$, близькими до напруги джерел живлення E_1 та E_2 .

Великі його значення дозволяють за умови охоплення ОП глибоким НЗЗ одержати схеми з властивостями, що залежать лише від параметрів ланцюга НЗЗ.

Вхідний опір, вхідний струм зміщення, максимальні вхідні диференційна та синфазна напруги є основними вхідними параметрами ОП.

При необхідності захисту від перенапруг між входами ОП вмикають зустрічно-паралельно два діоди або стабілітрони.

Вихідними параметрами ОП є вихідний опір, максимальна вихідна напруга та струм.

Частотні характеристики ОП визначають з його АЧХ, зображеної на рис. 7.9. Вона має спадний характер за високих частот, починаючи від частоти різку $f_{зр}$.

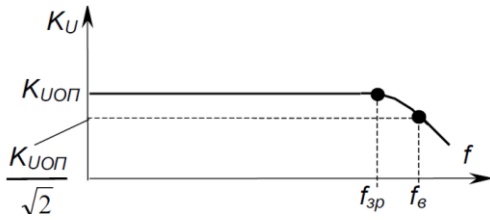


Рисунок 7.9 – АЧХ ОП

f_B - верхня межа частотного діапазону. За цієї частоти:

$$K_u = K_{Uop}/\sqrt{2} \quad (7.3)$$

Діапазон частот ($0 - f$) має назву смуги частот ОП.

Широке практичне використання ОП в аналогових пристроях зумовлене, головним чином, застосуванням у їхніх схемах різного роду зовнішніх НЗЗ, чому сприяє велике значення коефіцієнта підсилення K_{Uon} , високий вхідний та малий вихідний опори. Висока якість параметрів сучасних ОП дозволяє, зокрема, без внесення помітної похибки при розрахунку схем на ОП, вважати ОП за ідеальний.

Розглянемо деякі приклади електронних пристроїв на ОП.

7.4 Інвертуючий підсилювач та неінвертуючий

Інвертуючий підсилювач (необхідно розрізняти поняття “операційний підсилювач” і “підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі”), схему якого зображено на рис. 7.10(a), змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного. Він створюється введенням паралельного НЗЗ за допомогою резистора R_{33} на інвертуючий вхід ОП - на цей вхід подається частина вихідного сигналу з дільника R_{33}, R_1

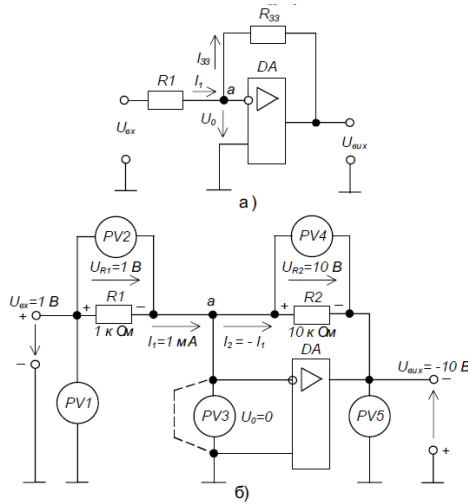


Рисунок 7.10 - Інвертуючий підсилювач на ОП

Неінвертуючий вхід з'єднується із спільною точкою схеми (точкою з нульовим потенціалом). Вхідний сигнал через резистор R_1 подається на інвертуючий вхід ОП. Кола живлення і ланцюги корекції тут і надалі не показано.

Виходячи з наведеного вище, а саме: вважаючи ОП за ідеальний, при аналізі схем з ОП слід виходити з таких положень:

- коефіцієнт підсилення ОП нескінченний;
- входи ОП струму не споживають;
- у вихідних колах ОП падіння напруги відсутнє;
- якщо ОП охоплено НЗЗ і він працює у лінійному режимі (в режимі підсилення, а не насичення), різниця потенціалів між його входами $U_{eoOn} = U_0 = 0$.

Реально $U_{exOn} = U_g$ нулю не дорівнює. Але це настільки незначна величина, що для більшості схем на ОП нею можна знехтувати. Дійсно, якщо, наприклад, $U_{on} = 10$ В (це майже відповідає насиченню), а $K_{ion} = 100000$, то $U_0 = 100$ мкВ!

Реально $U_{exOn} = U_g$ нулю не дорівнює. Але це настільки незначна величина, що для більшості схем на ОП нею можна знехтувати. Дійсно, якщо, наприклад, $U_{on} = 10$ В (це майже відповідає насиченню), а $K_{ion} = 100000$, то $U_0 = 100$ мкВ!

Неінвертуючий підсилювач, схема якого зображена на рис. 7.11, можна отримати, якщо ввести послідовний НЗЗ за напругою на інвертуючий вхід, а вхідний сигнал подати на неінвертуючий вхід ОП.

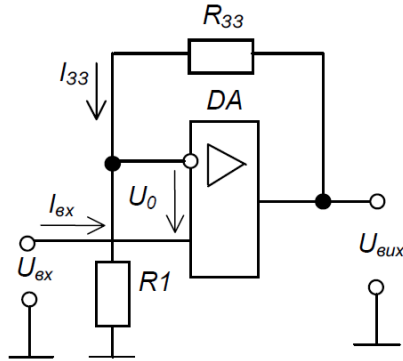


Рисунок 7.11 - Неінвертуючий підсилювач на ОП

$$U_{вих} = U_{вх} \left(1 + \frac{R_{33}}{R_1}\right) \quad (7.4)$$

Коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K_{U33} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1} \quad (7.5)$$

Неінвертуючий та інвертуючий підсилювачі широко використовуються як високо-стабільні підсилювачі різного призначення. Причому, неінвертуючий має великий вхідний опір (теоретично - нескінченний) і використовується для підсилення сигналів джерел із високим вихідним опором.

7.5 Суматори, інтегратори, диференціатори та компаратори на ОП

Схема інвертуючого суматора зображена на рис. 7.12.

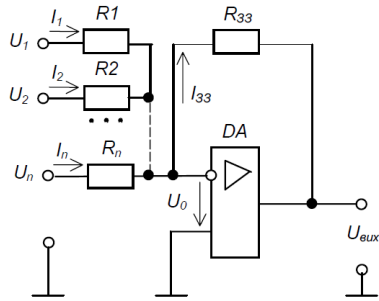


Рисунок 7.12 - Схема інвертуючого суматора

Він виконаний за типом інвертуючого підсилювача з кількістю паралельних гілок на вході, що дорівнює числу сигналів. Якщо опори всіх резисторів схеми однакові. Досягається це використанням різних значень опорів резисторів у вхідних гілках. Останнє співвідношення відбиває рівноправну вагову участь доданків у сумі їх. Підсумовування може виконуватись також з різними ваговими коефіцієнтами для кожного з доданків. Досягається це використанням різних значень опорів резисторів у вихідних гілках. А тим, що точка з'єднання резисторів має нульовий потенціал ("віртуальний нуль"), виключається взаємний вплив джерел вхідних напруг. Неінвертуючий суматор можна отримати шляхом послідовного з'єднання суматора та інвертора. Але на основі неінвертуючого підсилювача його можна створити значно простіше - як це показано на рис. 7.13.

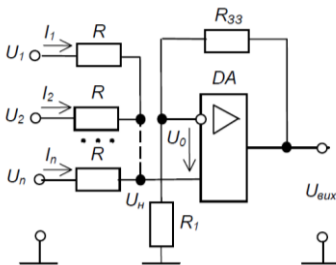


Рисунок 7.13 – Неінвертуючий підсилювач

При $U_0=0$ напруга на обох входах ОП однакова і складає

$$U_H = \frac{U_{max} R_1}{R_{33} + R_1}. \quad (7.6)$$

Оскільки струм неінвертуючого входу дорівнює нулю (тому що $R_{вип} \gg \infty$), маємо:

$$\frac{U_1 - U_H}{R} + \frac{U_2 - U_H}{R} + \dots + \frac{U_n - U_H}{R} = 0, \quad (7.7)$$

або
$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{R_1}{R_1 + R_{33}} U_{max},$$

звідки
$$U_{max} = \frac{R_1 + R_{33}}{n R_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n)$$

Але взаємний вплив джерел вхідних напруг тут не виключається, як це було у інвертуючого підсилювача. Тому джерела повинні мати якомога менші опори, або їх треба враховувати при розрахунку.

Інтегруючий підсилювач (інтегратор)

Схема інтегратора зображена на рис. 7.14. Вона створюється заміною в схемі інвертуючого підсилювача резистора зворотного зв'язку R_{33} конденсатором C .

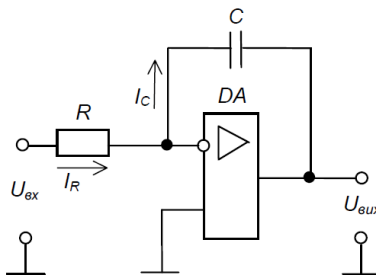


Рисунок 7.14 – Схема інтегруючого підсилювача

При подачі на вхід постійної за значенням напруги, струм, що

заряджає конденсатор, має постійне значення U/R (не залежить від ступеня заряду конденсатора) і конденсатор заряджається рівномірно, а вихідна напруга зростає лінійно. Тому інтегратор часто застосовують як основу генераторів лінійних напруг.

Диференціюючий підсилювач (диференціатор)

Схема диференціатора наведена на рис. 7.15. Від схеми інтегратора вона відрізняється заміною місцями резистора і конденсатора.

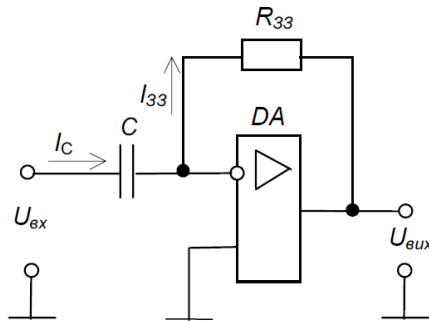


Рисунок 7.15 Диференціюючий підсилювач

Компаратори (схеми порівняння)

Якщо задати $U_{on} = 0$, отримаємо нуль-орган, що фіксує відхилення U_{ex} від нульового значення.

Компаратор - це чи не єдине застосування ОП без зворотних зв'язків, коли напругу використовується його великий коефіцієнт підсилення: найменша різниця потенціалів між входами призводить до насичення ОП. При цьому маємо знак вихідної напруги «+», якщо напруга на неінвертуючому вході більш позитивна, ніж на інвертуючому, і «-», якщо навпаки.

Живити ОП у даному разі можна і від однополярного джерела, бо він фактично порівнює синфазні напруги.

Компаратори - це електронні пристрої, призначені для порівняння

напруг. Схема найпростішого компаратора зображена на рис. 7.16,а. Він виконує порівняння вхідного сигналу U з опорною напругою U_{on} . Сигнал на виході ОП змінює полярність, коли ці напруги зрівнюються, як показано на часових діаграмах роботи компаратора, наведених на рис. 7.16, б.

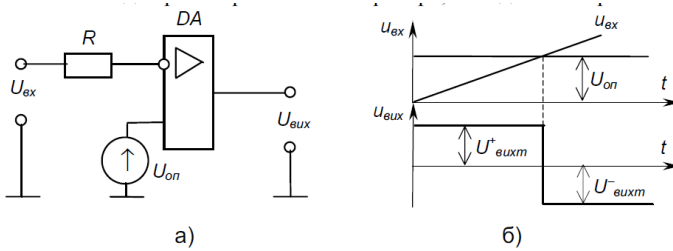


Рисунок 7.16 – Схема та часова діаграма компаратора

Компаратор - це чи не єдине застосування ОП без зворотних зв'язків, коли на пряму використовується його великий коефіцієнт підсилення: найменша різниця потенціалів між входами призводить до насичення ОП. При цьому маємо знак вихідної напруги «+», якщо напруга на неінвертуючому вході більш позитивна, ніж на інвертуючому, і «-», якщо навпаки.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. *Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько С.В. та ін.* Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник. - Т. 1. Елементна база електронних пристроїв.
- К.: Обереги, 2000. - 300 с.
2. *Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько С.В. та ін.* Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник. - Т. 2. Аналогові та імпульсні пристрої. - Х.: Фоліо, 2002. - 510 с.
3. *Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько С.В. та ін.* Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник. - Т. 3. Цифрові пристрої. - К.: Каравела, 2008. - 400 с.
4. *Руденко В.С., Ромашко В.Я., Трифонюк В.В.* Промислова електроніка. - К.: Либідь, 1993. - 432 с.
5. *Забродин Ю.С.* Промышленная электроника. - М.: Высшая школа, 1982.
- 384 с.
6. *Горбачев Г.М., Чаплыгин Е.В.* Промышленная электроника. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 320 с.
7. *Красько А.С., Скачко К.Г.* Промышленная электроника. - Мн.: Вышшая школа, 1984. - 208 с.
8. *Основы промышленной электроники / Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В.* - К.: Высшая школа, 1985. - 400 с.
9. *Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г.* Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум: Навч. посібник / За ред. А.Г. Соскова. 2-ге вид. - К.: Каравела, 2004. - 432 с.
10. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники: В 3 т.: Пер. с англ. 4-е изд., перераб. и доп. - М.: Мир, 1993.
11. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем. - М.: Мир, 1982. - 512 с.
12. *Силовые полупроводниковые приборы: Справочник / О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев и др.* 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 400 с.
12. *Зельдин Е.А.* Цифровые интегральные микросхемы в информационноизмерительной аппаратуре. - Л.: Энергоатомиздат, 1986. - 280 с.

14. *Гутников В.С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах.
- Л.: Энергоатомиздат, 1988. - 304 с.
15. *Федоров Б.Г., Телец В.А.* Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. - М.: Энергоатомиздат, 1990. - 320 с.
16. *Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А.* Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. - К.: Наукова думка, 1993. - 272 с.
17. *Сосков А.Г., Соскова И.А.* Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита: Учебник / Под ред. А.Г. Соскова. - К.: Каравелла, 2005. - 344 с.
18. *Электрические и электронные аппараты:* Учебник / Под ред. Ю.К. Розанова. 2-е изд. - М.: Информэлектро, 2001. - 420 с.
19. *Гершунский Б.С.* Справочник по расчету электронных схем. - К.: Вища школа, 1983. - 240 с.
20. *Резисторы:* Справочник / В.В. Дубровский, Д.М. Иванов, Н.Я. Прату-севич и др. / Под ред. И.И. Четверикова и В.М. Терехова. 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1991. - 528 с.
21. *Электрические конденсаторы и конденсаторные установки:* Справочник / В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Граевский и др. / Под ред. Г.С. Кучинского. - М.: Энергоатомиздат, 1987. - 656 с.
22. *Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности:* Справочник / А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др. / Под ред. А.В. Голомедова. - М.: Радио и связь, 1989. - 384 с.
23. *Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности:* Справочник / А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др. / Под ред. А.В. Голомедова. - М.: Радио и связь, 1989. - 384 с.
24. *Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы:* Справочник / С.В. Якубовский, Л.И. Ниссельсон, В.И. Кулешова и др. / Под ред. С.В. Якубовского. - М.: Радио и связь, 1989. - 496 с.
25. *Основы теории цепей:* Учебник / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Не-тушил, С.В. Страхов. 5-е изд. - М.: Энергоатомиздат, 1989. - 528 с.
26. *Воронин П.А.* Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. 2-е изд., перераб. и доп. - М.:

- Додека-XXI, 2005. - 384 с.
27. *Семенов Б.Ю.* Силовая электроника: от простого к сложному. - М.: СОЛОН-Пресс, 2005. - 416 с.
 28. *Мелешин В.И.* Транзисторная преобразовательная техника. - М.: Техносфера, 2009. - 632 с.
 29. *Миловзоров О.В., Панков И.Г.* Электроника: Учебник для вузов. - М.: Высш. шк., 2004. - 288 с.
 30. *Гольшико А.* Шаги в будущее. Шаг 3: смена инструментов // Радио. - № 4. - 2008. - С. 58-60.
 31. *Паначевний Б.І., Свєргун Ю.Ф.* Загальна електротехніка: Підручник. - К.: Каравела, 2009. - 296 с.