Н.М. Щупляк

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ І МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

Книга 1

м. Дрогобич 2012р.

Зміст

Передмова……6

Розділ 1. ФІЗИЧНІ ОСНОВИ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕОРІЇ 7
Тема 1.1. ОСНОВИ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕОРІЇ 7
1. Вступ. Мета та завдання предмету. 7
2. Електрони в атомі. Основи зонної теорії твердого тіла..... 7
3. Робота виходу електронів 15
4. Види електронної емісії. 18
5. Рух електронів в електричному полі. 18
6. Рух електронів в магнітному полі 20
Тема 1.2. ПРИСТРОЇ ВІДОБРАЖЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ЕЛЕКТРОННО-ПРОМЕНЕВИХ ТРУБКАХ.. 23
1. Електронно-променеві трубки (ЕПТ) та їх класифікація 23
2. ЕПТ з електростатичним керуванням 24
3. ЕПТ з магнітним керуванням..... 28
Тема 1.3. ЕЛЕКТРОФІЗИЧНІ ВЛАСТИВОСТІ НАПІВПРОВІДНИКІВ 34
1. Внутрішня структура напівпровідників 34
2. Власна провідність напівпровідників 35
3. Дрейфовий та дифузійний струми в напівпровідниках 37
4. Температурна залежність провідності напівпровідників..... 40
5. Домішкова провідність напівпровідників..... 41
6. Електропровідність напівпровідників в сильних електричних полях. Ефект Ганна 44
7. Ефект Холла 45
Тема1.4.КОНТАКТНІ ЯВИЩА В НАПІВПРОВІДНИКАХ..... 46
1. Формування контакту напівпровідник – напівпровідник. 46
Електронно-дірковий перехід..... 46
2. Енергетична діаграма p-n переходу 48
3. Властивості p-n переходу при наявності зовнішньої напруги 49
4. Вольт-амперна характеристика (ВАХ) p-n переходу 51
5. Температурні і частотні властивості p-n переходу 52
6. Контакт метал – напівпровідник. Перехід Шотткі 54
7. Тунельний ефект..... 55
8. Гетероперехід 57
Тема 1.5.ОПТИЧНІ І ФОТОГАЛЬВАНІЧНІ ЯВИЩА В НАПІВПРОВІДНИКАХ..... 58
1. Фотопровідність в напівпровідниках. Фоторезистивний ефект..... 59
2. Фотогальванічний ефект 60
3. Електромагнітне випромінювання в напівпровідниках. Лазери. 61

Розділ 2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ 66
Тема 2.1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ 66
1. Класифікація і умовні позначення напівпровідникових діодів. 66
2. Конструкція напівпровідникових діодів. 67
3. Вольтамперна характеристика і основні параметри напівпровідникових діодів. 69
4. Випрямні діоди 70
5. Стабілітрони 73
6. Варикапи 75
7. Світлодіоди 77
8. Фотодіоди 79
9. Високочастотні діоди 82
10. Імпульсні діоди. Діоди Шотткі 83
Тема 2.2.НАПІВПРОВІДНИКОВІ РЕЗИСТОРИ 88
1. Види напівпровідникових резисторів 88
2. Терморезистори та їх основні характеристики 88
3. Фоторезистори 93
4. Варистори 96
Тема 2.3. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ 98
1. Класифікація і маркування транзисторів 98
2. Будова та основні види біполярних транзисторів 100
3. Принцип роботи біполярних транзисторів 101
4. Схеми ввімкнення біполярних транзисторів 104
5. Підсилювальні властивості транзисторів та їх еквівалентні схеми 107
6. Статичні характеристики біполярних транзисторів 112
7. Динамічний режим роботи транзисторів 115
8. Транзистор, як активний чотириполюсник. h – параметри транзистора 118
9. Температурні і частотні властивості транзисторів 123
Тема 2.4. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ 125
1. Загальні відомості 125
2. Будова та принцип роботи польових транзисторів з керуючим p-n переходом 126
3. Польові транзистори з ізольованим затвором 129
4. Польові транзистора для ІМС репрограмуючих постійних запам'ятовуючих пристроїв (РПЗП) 132
Тема 2.5 ТИРИСТОРИ 133
1. Будова принципи роботи диністорів 133
2. Триністорі 136
3. Спеціальні види тиристорів (симістори, фототиристори, оптронний тиристор). 139

Розділ 3. ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ.....141
Тема 3.1. КЛАСИФІКАЦІЯ І ОСНОВНІ ТЕХНІЧНІ ПОКАЗНИКИ ПІДСИЛЮВАЧІВ..... 141
1. Класифікація підсилювачів..... 141
2. Основні технічні параметри підсилювачів..... 142
3. Характеристики підсилювачів..... 145
Тема 3.2. КАСКАДИ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛІВ НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ 147
1. Призначення та структурна схема підсилювача сигналів низької частоти (ПНЧ)..... 147
2. Кола зміщення підсилювальних каскадів..... 148
3. Температурна стабілізація режимів роботи підсилювачів 151
4. Графоаналітичний розрахунок підсилювального каскаду на БП транзисторі..... 154
5. Підсилювальні каскади на польових транзисторах..... 157
6. Види міжкаскадних зв’язків в підсилювачах..... 159
7. Еквівалентна схема підсилювального каскаду з резистивно – ємнісними зв’язками 161
Тема 3.3. ВИХІДНІ КАСКАДИ ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛІВ НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ..... 163
1. Прохідна динамічна характеристика транзистора..... 163
2. Режими роботи підсилювальних каскадів 164
3. Вихідні каскади підсилювачів 166
Тема 3.4. ЗВОРОТНІЙ ЗВ'ЯЗОК В ПІДСИЛЮВАЧАХ..... 173
1. Зворотній зв'язок та його види 173
2. Вплив зворотного зв’язку на коефіцієнт підсилення і вхідний опір підсилювача..... 175
3. Вплив від’ємного зворотного зв’язку на нелінійні і частотні спотворення. 177
Список літератури.....179

Передмова

В освітньо – професійній програмі вищої освіти за професійним спрямуванням 5.0502101 “ Обслуговування систем управління та автоматики ” передбачена дисципліна “ Основи електроніки і мікроелектроніки ”.

Мета вивчення дисципліни – засвоєння принципів побудови і застосування основних елементів електроніки та мікросхемотехніки , основних електронних схем аналогової та імпульсної схемотехніки.

Вказана дисципліна вивчається протягом 2-х семестрів і базується на певному запасі знань з фізики, теоретичних основ електротехніки та математики.

При вивченні курсу студенти повинні отримати необхідні теоретичні знання про роботу найбільш поширених електронних приладів; принципи побудови типових електронних схем; сучасну компонентну базу електроніки та мікросхемотехніки; виконувати ряд лабораторних і практичних робіт, навчитися розраховувати типові електронні схеми; аналізувати схемні рішення електронних пристроїв та їх функцій.

Конспект лекцій “ Основи електроніки і мікроелектроніки ” складається із 2-х книг, які містять десять розділів. В першому розділі розглядаються електрофізичні основи роботи електронних приладів та інтегральних мікросхем. Другий розділ присвячений вивченню технічних характеристик і параметрів напівпровідникових приладів. В третьому розділі розглядаються основи схемотехніки підсилювачів сигналів низької частоти. В четвертому розділі вивчаються основи мікроелектроніки – види інтегральних мікросхем та їх будова. Четвертий розділ присвячений вивченню підсилювачів постійного струму, зокрема операційним підсилювачам. Сьомий розділ – описані генератори синусоїдних коливань. Восьмий розділ присвячений імпульсним пристроям – особливостям побудови типових електронних схем логічних елементів, електронних ключів, генераторів імпульсів. В дев’ятому розділі розглядаються джерела живлення електронних схем: випрямлячі змінного струму, стабілізатори напруги компенсаційного типу та імпульсні стабілізатори. В десятому розділі розглядаються основи оптоелектроніки, пристрої відображення інформації – буквенно-цифрові індикатори.

Книга призначена для студентів і викладачів технічних коледжів, технікумів і ВНЗ.

Розділ 1
ФІЗИЧНІ ОСНОВИ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕОРІЇ
Тема 1.1. ОСНОВИ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕОРІЇ

План

1. Вступ. Мета та завдання предмету.
2. Електрони в атомі. Основи зонної теорії твердого тіла.
3. Робота виходу електронів. Види електронної емісії.
4. Рух електронів в електричному полі.
5. Рух електронів в магнітному полі.

1. **Вступ**. **Мета та завдання предмету**.

Однією з основних галузей науки і техніки є електроніка. **Електроніка** як наука (фізична електроніка) займається вивченням електронних процесів у вакуумі, газах, напівпровідниках та рідких тілах. Завдання **технічної електроніки** – розробка, виробництво і практичне застосування електровакуумних, напівпровідникових та рідкокристалічних приладів.

Електроніка як галузь техніки розвивається виключно швидкими темпами. На початку 60-х років XX ст. із електроніки виділилась самостійна галузь – мікроелектроніка, головною ознакою якої є комплексна інтеграція електро – радіо елементів на кристалі й платі.

Мікроелектроніка включає розроблення та виробництво інтегрованих мікросхем, принципи їх застосування. В результаті комплексної інтеграції розроблено і створено сучасні мікросхеми, великі інтегровані мікросхеми та надвеликі інтегровані мікросхеми.

Сьогодні мікроелектроніка є базою для побудови всіх сучасних електронних пристроїв, а інтегровані мікросхеми – це « цеглини », з яких складаються електронні пристрої та системи.

Безперервний розвиток технічних засобів електроніки приводить до того, що об’єми інформації про види електронних приладів, інтегрованих мікросхем та їх застосування набирають гігантських розмірів. А тому при вивченні предмету « Основи електроніки і мікроелектроніки » не варто розглядати всі види електронних приладів чи інтегрованих мікросхем та електронні апарати, а слід зосередити увагу на осмисленні ідей, що закладені в принципі дії електронних приладів і пристроїв, логіку їх розвитку та можливості їх практичного застосування.

2. **Електрони в атомі**. **Основи зонної теорії твердого тіла**.

2.1 **Короткі відомості про будову атомів**.

Відомо, що атом будь-якої речовини складається із позитивно зарядженого ядра і системи електронних оболонок, по яких рухаються електрони.

Ядро утворюють протони і нейтрони, в ньому зосереджена практично вся маса атома. Протони мають позитивний електронний заряд, електрони – негативний, що дорівнює за величиною заряду протона. Нейтрони – електрично нейтральні і їх

заряд дорівнює нулеві. У нормальному стані атом має однакову кількість протонів і електронів, а тому є електрично нейтральним.

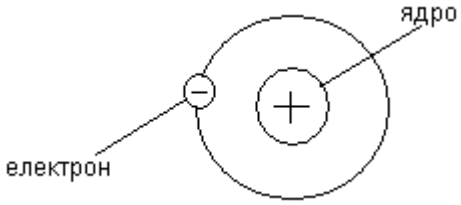


Рис.1. Схема будови атома водню

Кількість протонів, нейтронів і електронів у атомі залежить від хімічного елемента, складовою частиною якого він є. Так, наприклад, в атомі водню навколо ядра обертається тільки один електрон (рис. 1).

Кількість електронів, що обертається навколо ядра, завжди дорівнює порядковому номеру елемента в Періодичній системі елементів Менделєєва. Електрони, розташовані на зовнішніх орбітах, зв'язані з ядром слабкіше тих, що на внутрішніх орбітах. Тому під впливом сусідніх атомів або внаслідок інших причин зовнішні електрони можуть залишити свою орбіту, що призводить до зміни електричного стану атома. Електрони, які розміщуються на зовнішніх орбітах, називають **валентними**. Вони визначають хімічну активність речовини, тобто беруть участь у створенні хімічного зв'язку між атомами. Електрони, які звільнилися від зв'язку з атомами, називаються **вільними**. Вони пересуваються всередині речовини між атомами в різних напрямках і з різними швидкостями. При зовнішньому електричному полі хаотичний рух електронів стає впорядкованим – виникає електричний струм. Чим більше вільних електронів має речовина, тим вища її електропровідність.

Нейтральний в електричному відношенні атом може втратити або набути електрони. Такий заряджений атом називають **іоном**. Процес відривання електрона від атома або приєднання до атома зайвих електронів, внаслідок чого створюється негативний або позитивний іон, називається **іонізацією** атомів. Іони, що мають різноманітні заряди, притягуючись один до одного, створюють молекули.

Описана вище так звана класична теорія будови атомів (модель Резерфорда) не дає відповіді на ряд питань, пов'язаних з властивостями частинок, розташованих всередині атома. Більш повне уявлення про властивості цих частинок дає квантова теорія, згідно якій електрони мають властивості не тільки матеріальних частинок (корпускул), а й хвильові.

2.2 **Основні положення квантової теорії будови атома**:

Гіпотеза М. **Планка**. В 1900р. М. Планк висунув гіпотезу: енергія електронів в атомі може приймати тільки відповідні дискретні значення. Зміна енергії може проходити тільки стрибкоподібно.

Постулати Н. **Бора**. В 1913 р. Н. Бор встановив наступне:

1. Електрон в атомі може знаходитися у відповідних стійких станах, що називаються стаціонарними. В цьому випадку атом не випромінює енергії.
2. Атом випромінює або поглинає енергію тільки при переході із одного стаціонарного стану в інший. Величина порції (кванта) енергії зв'язана з частотою випромінювання виразом:

$$W = h\nu, \qquad (1)$$

де h – постійна Планка ($h = 6{,}26 \cdot 10^{-34}$ Дж $\cdot$ Гц$^{-1}$);

ν – частота випромінювання.

3. Момент кількості руху електрона на стаціонарній орбіті повинен бути кратним числу $h/2\pi$

$$m_e V \cdot r = n \cdot (h / 2\pi), \quad (2)$$

де m_e – маса електрона;

V – швидкість руху електрона по орбіті;

r – радіус орбіти електрона;

n – ціле число.

Гіпотеза де Бройля. В 1923 р. Луї де Бройль висунув припущення про наявність хвильових властивостей у рухомих частинах взагалі і зокрема в електронах. Не випромінюється електромагнітна енергія зарядженої частинки, що рухається по замкнутій орбіті, тільки тоді, коли вздовж орбіти укладається ціле число хвиль, тобто утворюється стояча хвиля.

Отже, при русі по орбіті з радіусом r має виконуватися співвідношення:

$$2\pi r = n\lambda, \qquad (3)$$

де λ - довжина хвилі; n – ціле число (1, 2, 3, ...).

Довжину хвилі електрона, у якого маса m_0 і швидкість V, можна визначити, якщо прирівняти його енергії – механічну і зумовлену хвильовими властивостями:

$$h\nu = h\,(V / \lambda) = (m_e V^2) / 2 \qquad (4)$$

$$\text{Звідки} \quad \lambda = 2h / (m_e V) \qquad (5)$$

Число n у рівнянні (3) називають **головним квантовим числом**. Воно визначає орбіту електрона, яку він може займати відповідно до рівня енергії.

Принцип невизначеності В. Гейзенберга. Згідно цього принципу в атомній системі неможливо одночасно точно задати координати і швидкість електрона. Якщо при визначенні координати x неточність буде рівна Δx, а неточність у визначеності відповідної координати швидкості V_x буде ΔV_x, то співвідношення Гейзенберга для цієї компоненти матиме вигляд

$$\Delta V_x \, \Delta X \approx h \qquad (6)$$

Таким чином, чим точніше задати координату x ($\Delta X \to 0$), тим більше невизначеною буде величина V_x ($\Delta V_x \approx (h/\Delta X) \to \infty$), і навпаки. Звідси виходить, що поняття траєкторії по відношенню до внутрішніх атомних переміщень електрона, а також представлення його як матеріальну частинку являються недостатніми.

Крім головного квантового числа, стан електрона характеризується ще трьома квантовими числами: **орбітальним**, що визначає малу вісь еліптичної орбіти електрона; **орбітальним магнітним**, яким визначають орієнтацію орбіти в просторі, та

спіновим магнітним – для визначення обертання електрона навколо осі, перпендикулярної до площини орбіти.

Принцип Паулі. Згідно цього принципу жодні два електрони в атомі не можуть мати чотирьох однакових квантових чисел. Спінове магнітне квантове число може мати тільки два значення: $\pm ½$.

2.3 **Енергетична структура атома**.

Структура електронних оболонок. Розглянемо структуру електронних оболонок ізольованого атома (рис. 2) виходячи із різних значень головного квантового числа. Відомо, що число електронів в атомі відповідаю його номеру в періодичній таблиці Д. Г. Менделєєва. Електронні оболонки атомів охоплюють відповідну групу орбіт електронів. На схемі електронні оболонки позначають буквами K, L, M, ...Q або цифрами від n = 1 до 7.

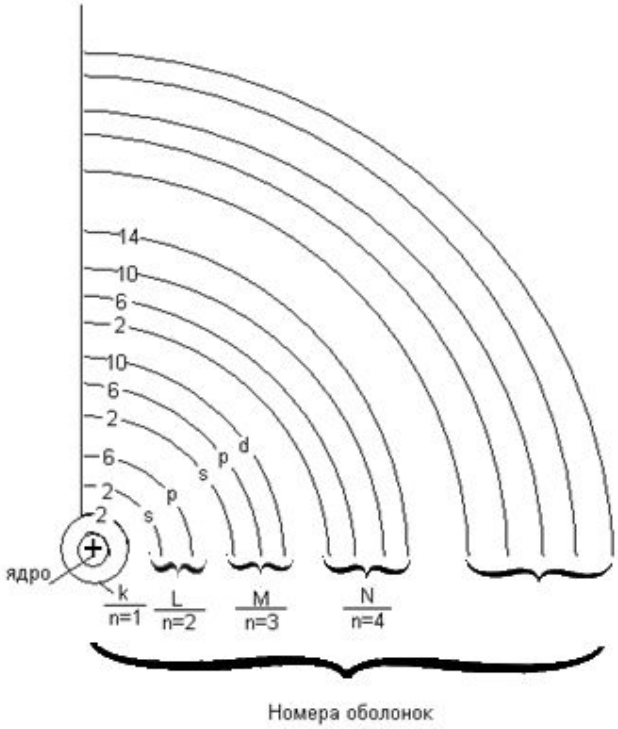


Рис. 2. Схема електронних оболонок ізольованого атома.

Перша оболонка (K або n = 1) має тільки одну орбіту. У відповідності до принципу Паулі перша оболонка може бути зайнята лише двома електронами.

Друга і наступна оболонки мають по декілька підгруп орбіт. Підгрупи орбіт в оболонці позначаються буквами: 2 (s, p), 3 (s, p, d) і т. д. Кількість оболонок і підгруп в них, заповнених електронами, зв’язано із номером елемента,тобто найбільше число електронів (N) в кожній оболонці дорівнює $2 \cdot n^2$. Так, друга оболонка (n = 2) має $N_2 = 2 \cdot n^2 = 2 \cdot 2^2 = 8$ електронів, які розміщені на двох (sip) підгрупах орбіт. Перша підгрупа (s) має одну орбіту, зайняту двома електронами з протилежними спінами. В другій підгрупі (p) буде три по різному орієнтовані в просторі орбіті, зайняті шістьма електронами (по два на кожній орбіті).

Структура третьої оболонки (M або n = 3), має$N_3= 2 \cdot n^2 = 2 \cdot 3^2= 18$ електронів, складається із трьох підгруп (s, p, d), зайнятих в кожній підгрупі відповідно. 2, 6 і 10 електронами.

2.4 **Енергетична структура ізольованого атома**.

В поняття електронної оболонки вкладено енергетичний зміст. Для кожної орбіти оболонки характерний енергетичний рівень, який умовно відображає енергетичний стан електрона в атомі.

Відповідно до квантової теорії електрони будь-якого атома мають цілком визначені (дискретні) значення енергії – **енергетичні рівні**. При цьому, слід зазначити, що електрони намагаються зайняти рівні найменшої енергії, а тому всі внутрішні електронні орбіти виявляються повністю заповненими. Частково може бути заповнена тільки зовнішня орбіта. Чим більш віддалену орбіту займає електрон, тим більшу енергію він має.

Переходи електрона із зайнятої орбіти на іншу, тобто з одного енергетичного рівня на інший супроводжується поглинанням або випромінюванням порції енергії – **квантів** або **фотонів**. При переході на рівні, розташовані ближче до ядра , електрон віддає частину своєї енергії в навколишнє середовище у вигляді випромінювання, внаслідок чого його енергія зменшується. Якщо електрон під дією тепла, світла або будь-яких інших зовнішніх факторів набуває додаткової енергії, то він переходить на нову, більш віддалену від ядра орбіту.

Електрон, що дістав додаткову енергію, називають **збудженим**. У збудженому стані електрони перебувають недовго, біля 10^{-8} С, після чого повертається в початковий стан, виділяючи квант енергії у виді електромагнітного випромінювання з частотою, яка визначається із виразу

$$h\nu = W_1 - W_2, \quad (6)$$

де ν– частота електромагнітного випромінювання;

$W_1 - W_2$– різниця енергій електрона до і після переходу із одного рівня на другий.

Граничним випадком збудження є **іонізація** атома, при якій електрон відривається від ядра і залишає атом. Слід зазначити, що електрони зовнішніх оболонок (валентні електрони)слабо зв’язані з ядром, потребують меншої додаткової енергії для збудження і іонізації, легко вступають в зв’язок з атомами других речовин і приймають участь в багатьох електричних процесах.

Схематично енергетичну структуру електронної оболонки (рис. 3, а) ізольованого атома представляють у вигляді діаграми. На ній по осі ординат відкладають значення енергії електронів. Рівні показують горизонтальними лініями. Довжина цих ліній довільна і фізичної суті не має. Для зручності зображення за нуль відліку приймають рівень електронів валентної оболонки 2 (рис. 3, б) незбудженого атома. Нижче будуть розташовуватися рентгенівські рівні 1, що відповідають внутрішнім оболонкам, а вище – рівні збудження та іонізації. Валентні електрони, переходячи на ці рівні, втрачають зв’язок з ядром і стають вільними.

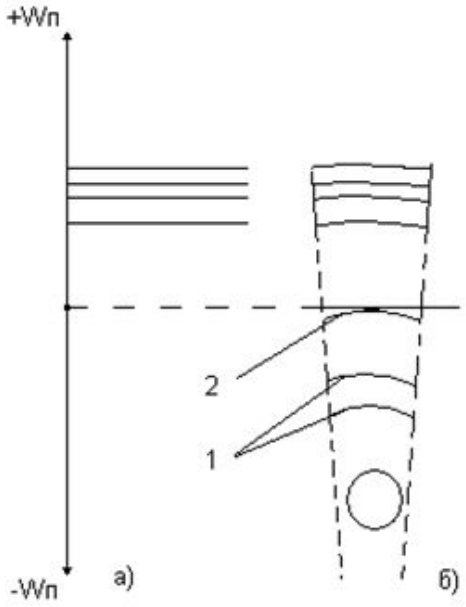


Рис. 3. Діаграма енергетичних рівнів ізольованого атома.

2.5 **Енергетична структура твердого тіла**. **Зонна діаграма**.

Згідно з принципом квантової теорії, електрони в атомі можуть перебувати на будь-якій відстані від ядра, але одночасно вони повинні мати певні, так звані **дозволені** енергетичні рівні.

Рівні енергії, на яких електрони при переході з однієї орбіти (заданого дозволеного рівня) на іншу орбіту (на інший дозволений рівень) не можуть залишатися, називаються **забороненими** рівнями.

У твердому тілі, що складається з багатьох атомів, енергетичні рівні окремих атомів об’єднуються і утворюють **енергетичні зони**. Це явище пояснюється так. Якщо два атоми наближати один до одного на відстань до створення хімічного зв’язку, то їх зовнішні електронні орбіти будуть стикатися або навіть перекриватися. На електрони тут впливає не тільки ядро власного атома, а й ядра сусідніх атомів, внаслідок чого характер руху електронів змінюється. Взаємодія багатьох атомів викликає зміщення та розщеплення енергетичних рівнів електронів.

При об’єднанні в тверде тіло N однакових атомів кожний рівень енергії розщеплюється на N близько розташованих один від одного енергетичних підрівнів, які утворюють дозволену енергетичну зону. Ширина енергетичної зони є величиною однозначно визначеною, а кількість підрівнів дорівнює числу атомів, які взаємодіють, тому відстань між окремими енергетичними підрівнями дуже мала. В межах однієї зони перехід електрона з одного підрівня на інший вільний і не потребує затрат енергії.

В різних речовинах дозволені енергетичні зони або перекриваються, або розділяються такими значеннями енергії, яких не можуть мати електрони твердого тіла (кристала). Цю область значень енергії називають **забороненою зоною**. Рівні енергії, зайняті електронами при температурі абсолютного нуля (Т = 0 К) утворюють у кристалі **заповнені зони**. Верхня частина дозволеної зони, яка при температурі абсолютного нуля заповнена електронами, називається **валентною**. Дозволе-

ні рівні енергії, які залишаються не зайнятими при абсолютному нулеві температури утворюють у кристалі **вільну** зону. Нижня частина вільної зони (над валентна), яка при температурі абсолютного нуля порожня або частково заповнена електронами, називається зоною **провідності**.

На рис. 4 представлено діаграму енергетичних зон твердого тіла. По вертикальній осі цієї діаграми відкладається рівень енергії електронів, горизонтальна вісь – безрозмірна.

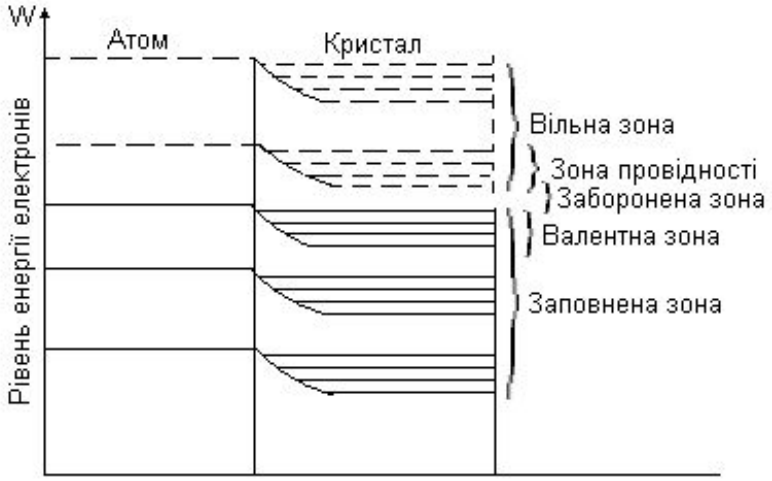


Рис. 4. Утворення енергетичних зон твердого тіла.

Ширина забороненої зони визначає електропровідність речовини. Отже, провідність тієї чи іншої речовини визначається енергією, яку треба надати валентним електронам, щоб вони могли перейти із свого нормального енергетичного рівня на вищий енергетичний рівень, що відповідає зоні провідності. В зоні провідності електрони втрачають зв’язок з ядром атома і стають вільними.

Зонна енергетична структура твердих тіл дає змогу пояснити фізичну суть поділу їх на провідники, діелектрики і матеріали. На рис. 5 показано типові діаграми енергетичних зон для провідника, діелектрика і напівпровідника. Горизонтальними лініями зображено рівні енергії електронів.

Рис. 5. Схеми рівнів енергії:
а – у металах; б – у діелектриках; в – у напівпровідниках.

У металах зона провідності безпосередньо прилягає до валентної зони (рис. 5, а). Тому при нормальній температурі у металах велика кількість електронів має енергію, достатню для переходу з валентної зони в зону провідності. Практично кожен атом металу віддає у зону провідності хоча б один електрон. Отже, число електронів провідності у металах не менше ніж число атомів ($5 \cdot 10^{22}$ вільних електронів у 1 $см^3$). При кімнатній температурі (Т = 300 К) питома електрична провідність провідників досягає значення 10^4 ... 10^6 Ом/см.

Енергетичні зони діелектриків (рис. 5, б) і напівпровідників (рис. 5, в) мають зовсім іншу структуру. У них між валентною зоною та зоною провідності знаходиться заборонена зона.

Мінімальний рівень енергії електрона зони провідності позначимо W_c. Максимальний рівень енергії електрона валентної зони позначимо W_v. Тоді, ширина забороненої зони ΔW визначається за виразом:

$$\Delta W = W_c - W_v.$$

Ширина забороненої зони ΔW для діелектриків складає декілька електрон-вольтів (еВ). При нормальній температурі у зоні провідності діелектриків знаходиться мало електронів. Тому діелектрики мають дуже малу провідність. Якщо Т = 300 К, їх питома електропровідність знаходиться в межах 10^{-15} ... 10^{-10}Ом/см.

У напівпровідників зонна діаграма подібна до діелектриків (рис. 5, в) лише ширина забороненої зони ΔW менша, і складає близько одного електрон-вольта. Тому при низьких температурах напівпровідники є діелектриками. При нормальній температурі значна кількість електронів переходить із валентної зони в зону провідності, що забезпечує зростання питомої електропровідності. При Т = 300 К її значення знаходиться в межах 10^{-10} ... 10^4Ом/см.

2.6 **Фізичні властивості електронів**.

Електрон – це елементарна заряджена частинка, яка має:

- негативний заряд $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл;
- масу $m_0 = 9{,}7 \cdot 10^{-31}$ кг;
- радіус $r_e = 2{,}8 \cdot 10^{-15}$ м;
- питомий заряд $e/m_0 = 1{,}759 \cdot 10^{11}$ Кл/кг

Жодна інша частинка не має такого великого значення e/m_0, як електрон. Тому його легко відрізнити від інших часток.

Електрони мають такі властивості:

1) в електричному полі вони зазнають дію самі і самі можуть створювати електричне поле;
2) відштовхуються один від одного;
3) рухомі електрони утворюють електричний струм. Отже, так само, як і електричний струм, що проходить по провіднику, потік електронів створює магнітне поле і в поперечному полі сам зазнає дію сили;
4) рухомі електрони мають кінетичну енергію, що дорівнює $(m_0V^2)/2$. При зіткненні електронів з будь – яким тілом їх кінетична енергія перетворюється в теплову. При співударі рухомих електронів з нейтральними атомами

кінетична енергія електронів може також витрачатися на іонізацію або збудження атомів;

5) завдяки великому значенню e/m_0електрон має велику рухливість.

Електрони мають подвійну природу. Згідно квантової теорії електрони мають властивості не тільки матеріальних частинок (корпускул), а й хвильові. Електронам, як і світловим променям властиве явище дифракції, тобто огинання хвилями перешкоди, що стоїть на їхньому шляху. В більшості електронних приладів хвильові властивості електронів не виявляються і потік електронів розглядають як рух матеріальних часток.

3. **Робота виходу електронів**

3.1 **Розподілення Фермі**

При температурі абсолютного нуля (Т = 0 К) і відсутності інших джерел збудження електрони в атомах будь-якої речовини займають рівні з найменшою енергією. В провідниках, які мають високу концентрацію електронів в зоні провідності, розподілення електронів за величинами енергії зображають графіком, названим **розподіленням Фермі** (рис. 6). По осі абсцис відкладають значення енергії, а по осі ординат – кількість електронів.

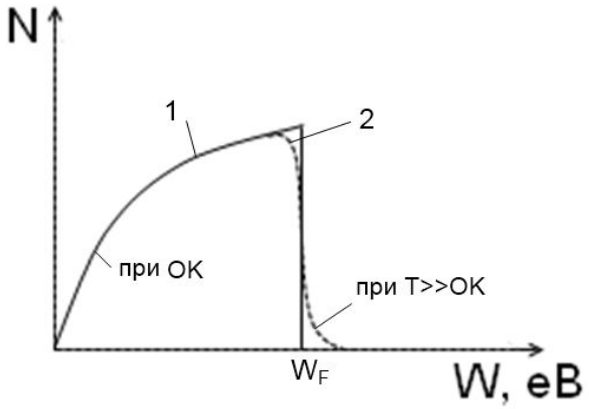


Рис. 6 Графік розподілення електронів за величинами енергії в зоні провідності (розподілення Фермі).

Із графіка видно, що при температурі абсолютного нуля (крива 1) відсутні електрони, що мають енергію більшу за W_F (рівень Фермі). Величина W_F залежить від фізичних властивостей матеріалу і визначається за формулою:

$$W_F = h^2/2m\,(3\,N/8\pi)^{2/3} = 3{,}64 \cdot 10^{-15} N^{2/3}, \quad (7)$$

де h – постійна Планка;

m_e – маса електрона;

N – число вільних електронів в 1 $см^3$ провідника (концентрація).

Звідси, знаючи концентрацію вільних електронів N можна вирахувати енергію Фермі. В металах $N \approx 10^{22}$ .....10^{23}. Для вольфраму, наприклад

$N = 1{,}26 \cdot 10^{23}$ $1/см^3$, тоді W_F = 8,95 еВ.

Дослідити показують, що величина енергії W_F слабо залежить від температури. Чим вища температура (крива 2), тим більше появляється електронів, що мають

енергію дещо вищу за W_F, причому максимум кривої розподілення зсувається вліво.

3.2 **Вихід електронів із металу**.

В нормальних умовах (при температурі 0 К) електрони в провідниках мають енергію, близьку до W_F, і недостатню для їх виходу з металу в навколишній простір. При кімнатній температурі (для 300К) появляються електрони, які мають енергію більшу за W_F, але лише їх невелика кількість може вийти з металу. Виходу електронів перешкоджають поверхневі сили, що створюють **потенціальний бар'єр**.

Одна із складових потенціального бар'єру виникає внаслідок створення **подвійного електронного шару** біля поверхні металу. Це пояснюється наступним чином. Та невелика кількість електронів, які виходять за межі металу, втрачають більшу частину енергії і накопичуються на поверхні металу. Між цими електронами і позитивними іонами, що знаходяться всередині металу біля його поверхні, створюється електричне поле, яке направлене від провідника до шару електронів (рис. 7). Для подвійного електронного шару на електрони, що хочуть покинути границі металу, діє сила, яка являється гальмівною, так як цим електронам приходиться летіти вздовж електричних силових ліній і віддавати свою енергію полю.

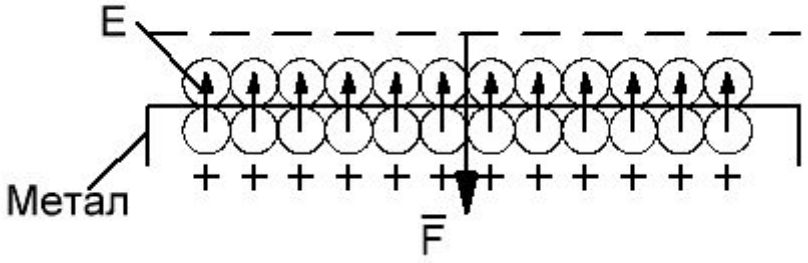


Рис. 7 Подвійний електронний шар на поверхні металу

Друга складова потенціального бар'єру зумовлена дією сили дзеркального відображення, що виникає при виході електронів із металу. Пояснюється це тим, що метал, який залишила частина електронів, заряджається позитивно і, значить між ним і електронами, що вилетіли виникає електричне поле. Це поле буде для них гальмівним, при цьому на електрони буде діяти сила притягання F зі сторони іонів металу.

Таким чином, для відриву електрона від поверхні металу, йому слід надати до власної енергії W_F (енергії Фермі, яку він має при 0 К) деяку додаткову енергію W_0. Тоді повна енергія електрона при виході із металу складатиме:

$$W_a = W_F + W_0 \qquad (8)$$

Мінімальна додаткові енергія W_0, яка витрачається електронами при виході із металу, називається **роботою виходу**. Її прийнято визначати як добуток заряду електрона e на пройдену різницю потенціалів φ_0 у вольтах і виражати в електрон – вольтах (або просто в вольтах)

$$e \cdot \varphi_0 = W_0 = W_a - W_F, \quad (9)$$

де $\varphi_0 = W_0 / e$ – являється потенціалом виходу.

На рис.8 приведена діаграма зміни енергії, необхідної для переміщення електрона вздовж осі X, нормальної до поверхні металу.

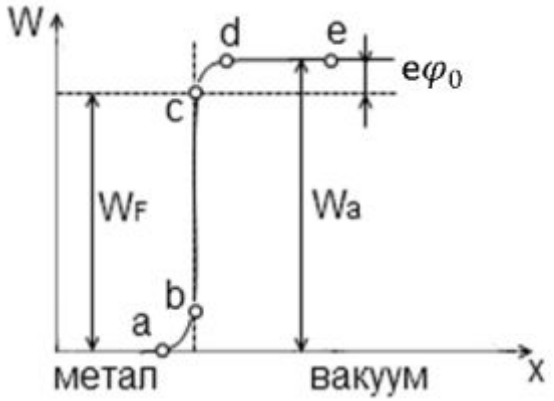


Рис.8. Енергетична діаграма для границі метал - вакуум

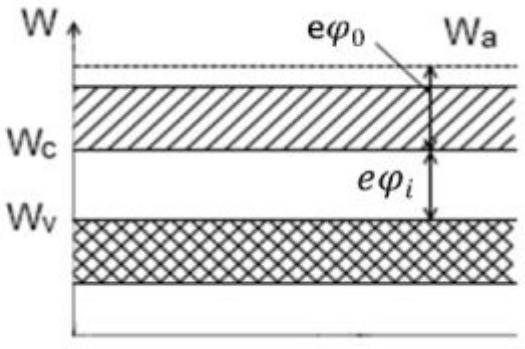


Рис.9. Енергетична діаграма виходу електронів із напівпровідника

В кристалічній структурі металів електрони переміщуються вільно, а тому енергія на їх переміщення рівна нулеві (ділянка до точки а). Поблизу поверхні металу починається вплив неоднорідності і для проходження електрону необхідно йому надати додаткову енергію (ділянка ав). Ділянка bcd характеризує витрати енергії на подолання поверхневих сил. На віддалі $\geq 3d$ (де d –мінімальна віддаль) вплив кристалічної гратки металу відсутній, а тому немає витрат енергії і електрон знову переміщується вільно.

Значення роботи виходу електронів для деяких металів, що використовуються в електронних приладах, наведено в табл. 1.

Табл. 1

Матеріал електроду	Робота виходу $W_0 = e\,\varphi_0$, еВ	Точка плавлення, К
Нікель Ni	5.0	1725
Вольфрам W	4.52	3652
Молібден M_0	4.4	2895
Тантал Та	4.1	3123
Торій Th	3.4	2118
Барій Ba	2.5	———
Цезій Cs	1.8	301

Вихід електронів можливий також із напівпровідників і діелектриків. При цьому робота витрачається не тільки на подолання гальмівних електричних сил, але і на збудження електронів, що переходять із валентної зони в зону провідності. Енергетична діаграма виходу електронів із напівпровідників приведена на рис. 10.

Повна робота виходу електронів напівпровідників

$$e\varphi = e\varphi_i + e\varphi_0, \quad (10)$$

де $e\varphi_i$ – робота, що витрачається на перевід електронів із валентної зони в зону провідності;

$e\varphi_0$– робота виходу, необхідна для виходу електронів провідності за межі напівпровідника.

4. **Види електронної емісії**.

Щоб дістати у вакуумі або газі електронного приладу потік електронів, використовують спеціальний металевий або напівпровідниковий електрод – катод. Процес виходу електронів з катода в навколишнє середовище називають ***електронною емісією***.

Щоб електрони вийшли за межі катода, їм треба надати зовні певну енергію, достатню для подолання протидіючих сил. Залежно від засобу надання електронам додаткової енергії розрізняють наступні види електронної емісії:

а) термоелектронну, при якій додаткова енергія надається електронам внаслідок нагрівання катода;

б) фотоелектронну, при якій поверхня катода опромінюється світлом;

в) вторинну електронну, що є результатом бомбардування катода потоком електронів або іонів;

г) електростатичну, при якій електрони залишають катод завдяки сильному електричному полю його поверхні.

5. **Рух електронів в електричному полі**.

5.1 **Електрон в прискорювальному електричному полі**.

На рис.11. показано однорідне електричне поле з напруженістю E, створене між двома паралельними пластинами.

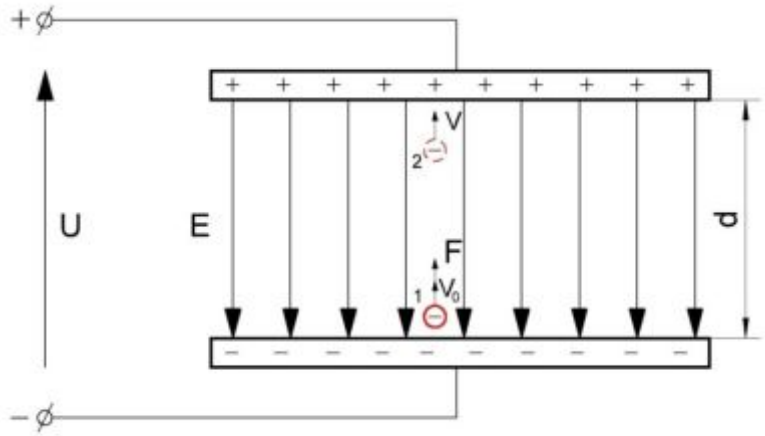


Рис.11. Рух електрона в прискорюю чому електричному колі

Нехай електрон покинув катод і рухається в напрямі до анода з початковою швидкістю V_0. На електрон, вміщений в однорідне електричне поле з напруженістю E, діятиме сила поля

$$F = -eE \quad (11)$$

Знак “мінус” вказує на те, що внаслідок негативного заряду електрона сила має напрям протилежний вектору напруженості електричного поля.

Сила F надає електрону прискорення a, пропорційне силі F і обернено пропорційне масі електрона m_e

$$a = \frac{F}{m_e} = \frac{e}{m_e} E \qquad (12)$$

Для електрона, напрям швидкості якого V співпадає з напрямом сили поля F, електричне поле буде прискорювальним.

Рухаючись рівноприскорено, електрон досягне анод зі швидкістю V, маючи кінетичну енергію

$$W = \frac{m_e(V-V_0)^2}{2}, \qquad (13)$$

де V_0 – початкова швидкість руху електрона;

V – кінцева швидкість руху електрона;

Якщо V_0=0, то

$$W = \frac{m_e V^2}{2} \qquad (14)$$

Цю енергію електрон отримав на шляху d, в результаті роботи, здійсненої силами поля

$$A = Fd = eEd = e\frac{U}{d}d = eU \qquad (15)$$

Прирівнюючи рівності (4) і (5) отримаємо

$$(m_e V^2)/2 = eU \qquad (16)$$

Звідси знайдемо швидкість електрона в прискорювальному полі

$$V = \sqrt{2\frac{e}{m}U} \approx 600\sqrt{U} \quad (км/с) \quad (17)$$

Отже, швидкість, якої набуває електрон при своєму русі в прискорювальному колі, залежить тільки від пройденої різниці потенціалів.

Час прольоту одиночним електроном віддалі d між двома електродами, до яких прикладена напруга U визначається його середньою швидкістю руху

$$V_{сер} = \frac{V0+V}{2}, \qquad (18)$$

Тоді, якщо $V_0 = 0$, то

$$t = \frac{d}{Vсер} = \frac{d}{V/2} = \frac{2d}{V} \qquad (19)$$

5.2 **Електрон в гальмуючому електричному полі**

Розглянемо тепер рух електрона, початкова швидкість якого V_0 спрямована проти сили F, що діє на електрон з боку поля (рис.12). У цьому разі електричне поле є для електрона гальмуючим.

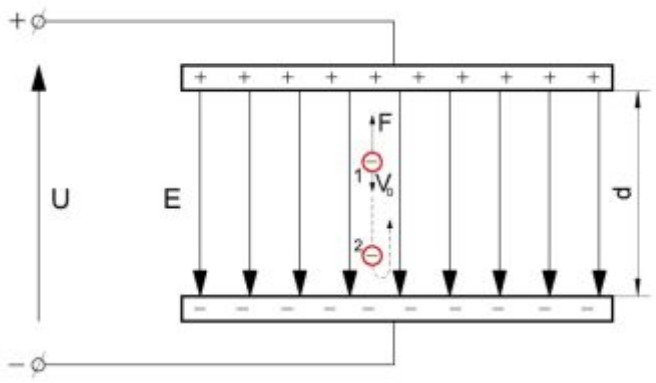


Рис.12. Рух електрона в гальмуючому електричному полі

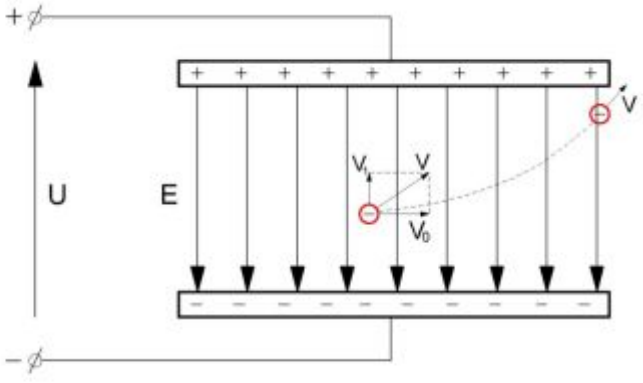


Рис.13. Рух електрона в поперечному електричному полі

Швидкість руху електрона і його кінетична енергія в гальмуючому полі зменшуються, бо в цьому разі робота здійснюється не силами поля, а самим електроном, який завдяки своїй енергії долає опір сил поля. Енергію, що витрачає електрон, переходить до поля. У той момент, коли електрон повністю витратив свою кінетичну енергію, його швидкість дорівнюватиме нулеві, а потім електрон рухатиметься в зворотньому напрямі. Цей рух є рухом без початкової швидкості в прискорювальному полі. При такому русі електрона поле повертає йому ту саму енергію, яку він витратив при своєму уповільненому русі. Можливий випадок, коли електрон, що має велику початкову швидкість, не встигає за час перебування в гальмуючому полі витратити свою кінетичну енергію. При цьому він витрачає тільки частину своєї енергії, віддаючи її полю.

5.3. **Електрон в поперечному електричному полі**

Розглянемо тепер, що відбувається, коли електрон влітає з деякою початковою швидкістю V_0 під прямим кутом до напряму електричних силових ліній поля (Рис.13). Поле діє на електрон із сталою силою F, яка направлена до позитивного потенціалу. Під дією цієї сили електрон набуває швидкості V_1, направленої зустрічно полю. Таким чином, електрон одночасно рухається по двох взаємно перпендикулярних напрямках: за інерцією із швидкістю V_0 в напрямі перпендикулярному полю, і під дією сили поля рівноприскорено в напрямі, протилежному полю, зі швидкістю V_1. Під впливом двох взаємно перпендикулярних швидкостей електрон рухатиметься по траєкторії, що є параболою. Після виходу з електричного поля електрон рухатиметься за інерцією прямолінійно.

6. **Рух електронів в магнітному полі**

Рухомий електрон створює елементарний електричний струм, а тому дію магнітного поля на електрон можна визначити виходячи із законів дії магнітного поля на провідник із струмом.

Електромагнітна сила, що діє на провід з струмом і довжиною дорівнює:

$$F_M = B\, i\, l \sin\alpha\,, \quad (20)$$

де B- магнітна індукція, $T_л$.

α-кут між напрямом струму в провіднику напрямом і силових ліній магнітного поля.

Струм можна виразити через сумарний заряд Q, що проходить через відповідну точку кола за одиницю часу (1с):

$$i = \frac{Q}{t} = \frac{ne}{t}\ , \quad (21)$$

де n – число електронів, що проходить по колу протягом часу t. Тоді вираз (10) запишемо так:

$$F_M = B\, i\, l \sin\alpha = B\frac{ne}{t}\ l \sin\alpha = B\, e\, V\ \sin\alpha\ , \quad (22)$$

де l / t = V- швидкість електронів;

n = 1 (одиничний електрон)

Силу F_M, що діє на електрон в магнітному полі, називають **силою Лоренца**. Розглянемо рівняння (12):

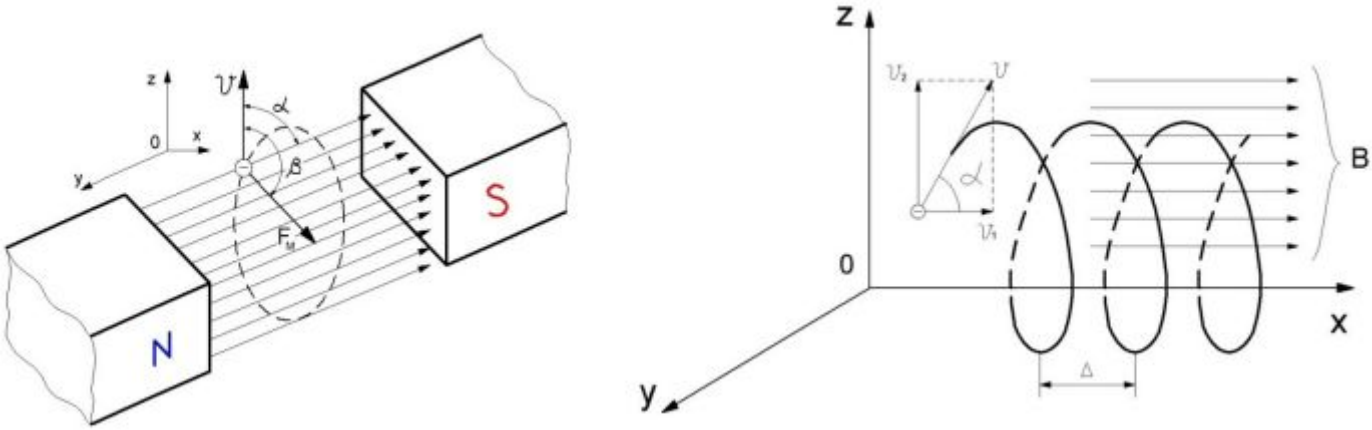
1) Якщо швидкість електрона рівна нулеві, то сила F теж рівна нулеві, тобто на нерухомий електрон магнітне поле не діє.

2) Якщо вектор початкової швидкості електрона паралельний до вектора магнітної індукції, тобто α = 0, то F = B e V sin α = 0. В цьому випадку траєкторія електрона прямолінійна.

Значить, на відміну від електричного поля магнітне поле впливає на електрон тільки в тому випадку, коли траєкторія електрона в магнітному полі перетинає силові лінії цього поля, коли $\sin\alpha \neq 0$.

3) Якщо вектор початкової швидкості електрона перпендикулярний до вектора магнітної індукції однорідного магнітного поля, тобто α = $\pi/2$ (Рис.14.а), то сила, що діє на електрон,

$$F_M = e\, V\, B \sin\alpha = e\, V\, B\ , \quad (33)$$



а) б)

Рис.14. Траєкторія електрона в магнітному полі.

Напрям цієї сили визначається за правилом лівої руки. Згідно другого закону Ньютона сила $F = m_a$ надає електрону з масою m прискорення, що дорівнює

$$\alpha = F_M/m = (e/m)\, VB$$

Сила F завжди перпендикулярна до напрямку миттєвої швидкості електрона V і напряму магнітних силових ліній поля. Так як сила і надане нею прискорення перпендикулярні до швидкості V ($\beta = 90^0$), то електрон під дією цього доцентрового прискорення буде рухатися по колу, що лежить в площині, перпендикулярній до силових ліній поля (рис.14.а) .

Так як сила F завжди перпендикулярна до напрямку його миттєвої швидкості, тому вона не виконує роботу по переміщенню електрона і не змінює його кінетичну енергію, внаслідок чого швидкість V постійна. Магнітне поле не змінює енергії рухомого в ній електрона, а міняє тільки траєкторію його руху.

Визначимо радіус r кругової траєкторії електрона. Для цього використовуємо вираз для доцентрової сили, відомий із механіки

$$F = mV^2/r, \qquad (24)$$

і прирівнюємо його до значення сили F_M за формулою (13)

$$mV^2/r = e\,V\,B$$

Тепер із цього рівняння можна знайти радіус:

$$r = m_e V/eB, \quad 25)$$

Радіус траєкторії електрона пропорційний його швидкості і обернено пропорційний магнітній індукції. Так як магнітна індукція B не змінюється в часі, то період повного оберту електрона T і кутова швидкість ώ :

$$T = \frac{2\pi r}{V} = \frac{2\pi m_e}{Be} \quad (26)$$

$$ώ = \frac{2\pi}{T} = \frac{e}{m_e} B \quad (27)$$

4) Електрон влітає в однорідне магнітне поле під кутом $\alpha < \pi/2$ (Рис.14, б). Тоді швидкість електрона V можна розкласти на дві складові: паралельну до силових ліній поля V_1 і перпендикулярну до них V_2:

$$V_1 = V\cos\alpha; \qquad V_2 = V\sin\alpha$$

Яким відповідають складові сили:

$$F_{M1} = B\,e\,V_1; \qquad F_{M2} = B\,e\,V_2$$

Під дією паралельної складової сили електрон рухається рівномірно вздовж силових ліній. Перпендикулярна складова визиває рух електрона по круговій траєкторії. В результаті одночасної дії обох складових електрон рухається по гвинтовій траєкторії (спіралі) (рис.14,б) з радіусом

$$r = m_e/eV\sin\alpha/B , \quad (28)$$

і постійним кроком спіралі

$$\Delta = V_1\,T = 2\pi m_e/eV\sin\alpha/B , \quad (29)$$

Можливість зміни траєкторії руху електронів за допомогою магнітного поля використовується для фокусування і управління електронним потоком в електронно – променевих трубках.

Тема 1.2. **ПРИСТРОЇ ВІДОБРАЖЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ЕЛЕКТРОННО-ПРОМЕНЕВИХ ТРУБКАХ**

План

1. Електронно-променеві трубки (ЕПТ) та їх класифікація.
2. ЕПТ з електростатичним керуванням.
3. ЕПТ з магнітним керуванням.
4. Поняття про кольорові ЕПТ. Умовно – графічне позначення ЕПТ.

1. **Електронно-променеві трубки** (**ЕПТ**) **та їх класифікація**

Електронно-променева трубка – це електровакуумний прилад, призначений для перетворення електричних сигналів у світлові, в якому використовується потік електронів, сконцентрований у формі променя.

Залежно від способу фокусування і відхилення електронного променя ЕПТ поділяють на три основні групи:

1) з електростатичним керуванням (електростатичні), в яких електронний промінь фокусується і відхиляється електричним полем;
2) з електромагнітним керуванням (електромагнітні),в яких електронний промінь фокусується і відхиляється магнітним полем;
3) з комбінованою системою фокусування і відхилення електронного променя;

За функціональним призначенням ЕПТ поділяються на такі основні групи:

1) осцилографічні трубки, призначені для спостереження і зняття осцилограм електричних сигналів. Вони використовуються в вимірювальній техніці.
2) індикаторні трубки, призначені для реєстрації електричних сигналів в радіолокаційних і радіонавігаційних пристроях.
3) кінескопи, призначені для перетворення електричного телевізійного сигналу в видиме зображення. Ці трубки також використовують в пристроях виводу інформації ПК.
4) електронно-оптичні перетворювачі (ЕОП), які використовують для перетворення і підсилення оптичних зображень.

Особливу групу ЕПТ представляють передаючі телевізійні трубки,призначені для перетворення оптичного зображення в електричні телевізійні сигнали.

Електронно-променева трубка складається з герметичної колби з пристроєм для одержання електронного променя і екрана, на якому створюється зображення.

Залежно від кольору зображення на екрані розрізняють трубки із зеленим, оранжевим або темно-оранжевим світінням – для візуального спостереження, з синім світінням – для фотографування осцилограм, білим – для приймання чорно-білих телевізійних програм і кольорові кінескопи – для отримання кольорового зображення.

2. **ЕПТ з електростатичним керуванням**

Будову і схему живлення ЕПТ з електростатичним фокусуванням і відхиленням електронного променя показано на рисунку 1. Електростатичні променеві трубки використовуються в осцилографах і тому їх часто називають осцилографічними.

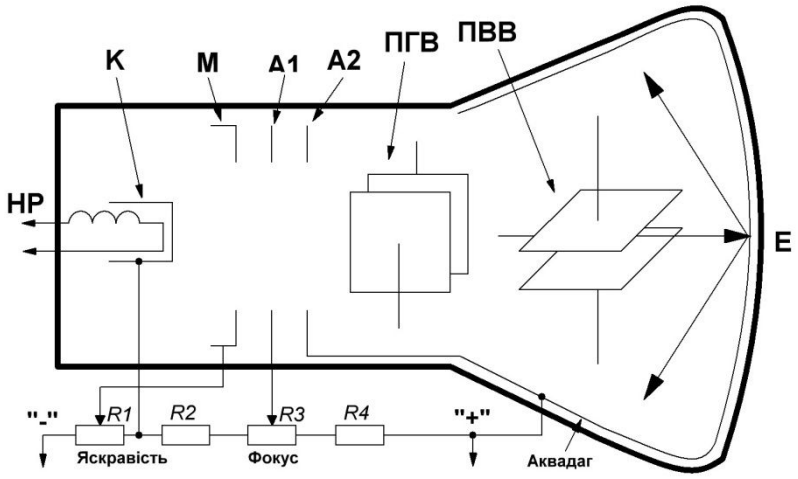


Рис.1 Будова ЕПТ з електростатичним керуванням:
К – катод; НР – нитка розжарювання; М – модулятор (керуючий електрод); А1 – перший анод; А2 – другий анод; ПГВ – пластини горизонтального відхилення; ПВВ – пластини вертикального відхилення; Е – екран;

Осцилографічна ЕПТ складається із трьох основних частин:

1) електронна гармата, що створює вузький електронний промінь, спрямований вздовж осі трубки;
2) відхиляюча система, призначена для зміни напряму електронного променя;
3) екран, що має властивість світитися під дією електронів, які падають на нього з великою швидкістю.

Електронна гармата. Електронною гарматою, або електронним прожектором називають систему електродів, що дає змогу дістати вузький потік електронів. Електронну гармату розміщують у вузькі подовжені частині колби. Вона має підігрівний катод, модулятор і два аноди.

Катод – це невеликий нікелевий циліндр, дно якого вкрите активованим шаром, що при нагріванні випромінює електрони. Навколо катода розміщено керуючий електрод, виконаний у вигляді нікелевого циліндра з невеликим отвором (діафрагмою) на денці. На модулятор подається негативна напруга відносно катода (близько кількох десятків вольт). Під дією електричного поля , створеного цією напругою, електрони притискуються до осі трубки і сходяться в точку на деякій відстані від керуючого електрода (точка 2, рис.2). Завдяки цьому здійснюється попереднє фокусування електронного променя. Крім того, електричне поле між катодом і модулятором, як гальмуюче для електронів, відштовхує деякі з них на катод.

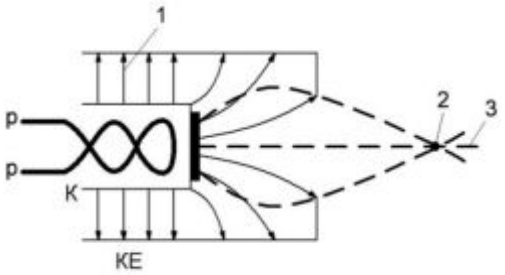
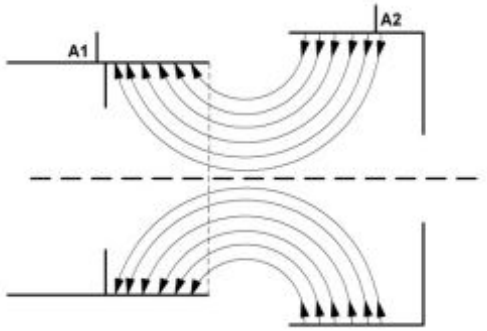
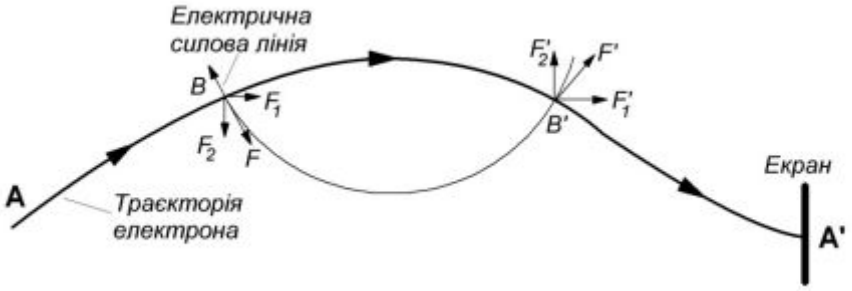


Рис.2 Будова катода і керуючого електрода електронно-променевої трубки: 1 – силові лінії електричного поля між катодом і керуючим електродом; 2 – фокус; 3 – вісь трубки.

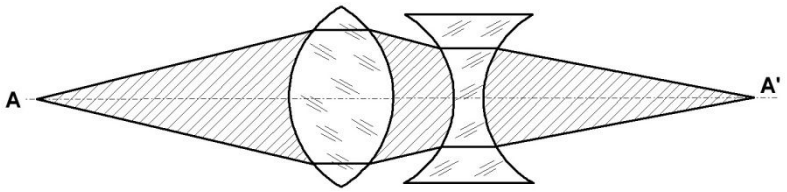
Отже, регулюючи величину негативного потенціалу на модуляторі з допомогою потенціометра R1, можна змінювати кількість електронів, які пролітають через його діафрагму, тобто змінювати густину електронного променя, а значить і яскравість зображення на екрані. Рух електронів від катода до екрана і дальше фокусування їх у вузький пучок забезпечується системою двох анодів, виконаних у вигляді порожніх металевих циліндрів. Щоб дістати потрібну швидкість руху електронів, на аноди подають великі позитивні напруги (на А1 близько кількох сотень вольт, а на А2 кілька кіловольт). Через те, що потенціал другого анода А2 вищий від потенціалу першого анода А1, електричне поле між ними направлене від А2 до А1(рис.3, а).



а)



б)



в)

Рис.3. Фокусування електронного променя з допомогою системи двох анодів: а – електричне поле між першим і другим анодами; б – траєкторія руху електрона у фокусуючому полі анодів; в – оптичний еквівалент системи двох анодів.

На електрон, що попадає в електричне поле, діє сила, напрямлена в кожній точці поля по дотичній до силової лінії електричного поля між першим і другим анодами (точка В рис.3, б). Силу F можна розкласти на дві складові: повздовжню F_1 і поперечну F_2. Сила F_1 прискорює рух електрона вздовж осі трубки, а F_2 притискує його до осі. У точці В' на ділянці другого анода поздовжня складова F'_1 прискорює електрон у напрямі екрана, але поперечна складова F'_2 вже відхиляє його від осі.

Отже, дія системи анодів еквівалентна дії оптичної системи, складеної із збиральної і розсіювальної лінз (рис.3, в). Тому фокусуючи систему анодів ЕПТ іноді називають **електростатичною лінзою**. Змінюючи величину напруги на першому аноді потенціометром R_2, можна змінювати напруженість електричного поля між анодами і тим самим зміщувати точку фокуса вздовж трубки,добиваючись її зіткнення з поверхнею екрана (фокусування променя).

Відхиляюча система. Дві пари взаємно перпендикулярних пластин між якими проходить електронний промінь називають **електростатичною відхиляючою системою**. Пластини, які відхиляють промінь по горизонталі,називають пластинами горизонтального відхилення(ПГВ). Пластини,які відхиляють промінь у вертикальному напрямі,називають пластинами вертикального відхилення (ПВВ).

Якщо подати на кожну пару пластин постійну напругу,то електронний промінь відхиляється в сторону з позитивним потенціалом. Коли на пластини подається змінна напруга,пересування точки,що світиться,на екрані утворює лінію (вертикальні або горизонтальні).

Для отримання зображення досліджуваного сигналу u_c ($u_c = U_m \sin\omega t$) на екрані трубки його подають на вертикальні відхиляючі пластини,а на горизонтально відхиляючі пластини – пилкоподібну напругу U_p, яку називають *напругою розгортки* (Рис.4). При цьому промінь креслитиме на екрані розгорнуту за часом діаграму досліджуваної синусоїдної напруги.

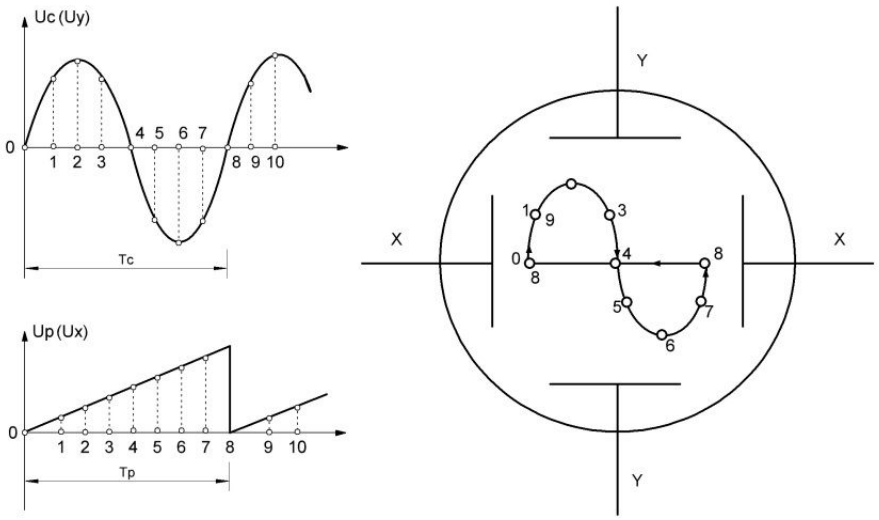


Рис.4 Принцип одержання осцилограми досліджуваної синусоїдної напруги

Для одержання нерухомого зображення на екрані необхідно,щоб період пилкоподібної напруги розгортки T_p дорівнював цілому числу періодів досліджуваної напруги,тобто:

$$T_p = nT_c$$

Виконання цієї умови називають синхронізацією частоти напруги розгортки з частотою досліджуваного сигналу.

Параметри ЕПТ. Одним з основних параметрів ЕПТ є чутливість трубки S, що вказує, на скільки міліметрів пересувається промінь по екрану при зміні напруги на відхиляючих пластинах на 1В.Чутливість S прийнято виражати в мм/В і визначається за формулою:

$$S = \frac{h}{U} = \frac{l_1 \cdot l_2}{2U_{a2} \cdot d} \quad , \quad (1)$$

де h – величина відхилення променя на екрані трубки, мм;
l_1 – довжина відхиляючих пластин, мм;
l_2 – відстань від середини пластин до екрана, мм;
d – відстань між пластинами, мм;
U_{a2}– напруга на другому аноді,В.
Залежність (1) можна пояснити так (рис.5).

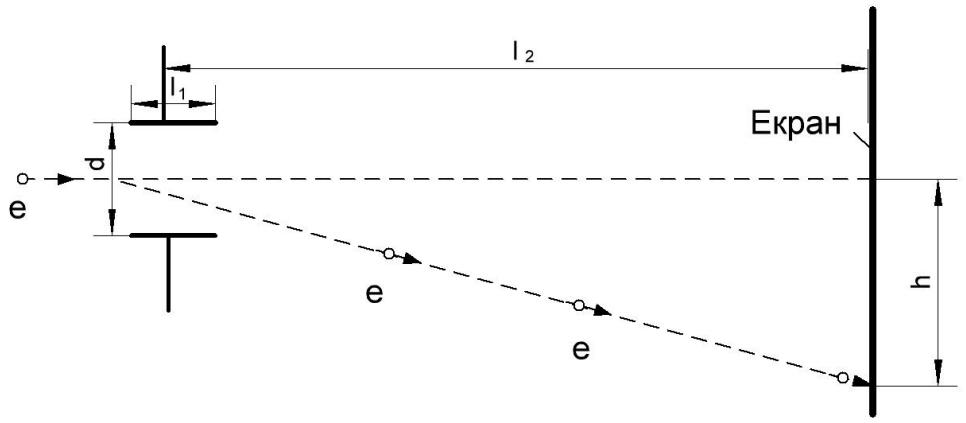


Рис.5 До пояснення залежності чутливості трубки від її конструктивних розмірів

Із зростанням l_1 електрон довше летить у відхиляючому полі і тому має значне відхилення,а при тому самому кутові відхилення зміщення світлової точки на екрані зростає тим більше,чим більша відстань l_2. Якщо збільшити *d* (розсунути пластини),то напруженість поля між пластинами зменшиться, а це призведе до зменшення відхилення . Підвищення U_{a2}також призведе до зменшення відхилення, так як при цьому зростає швидкість руху електронів між пластинами.

У сучасних ЕПТ з електростатичним керуванням S знаходиться в межах 0,1 ÷ 1 мм/В.

Яскравість світіння екрана - це сила світла, що випромінюється 1м^2 поверхні екрана в напрямі до спостерігання. Одиниця вимірювання яскравості – кандела на квадратний метр (кд/м^2)

Тривалість світіння – це час,необхідний для зменшення яскравості світіння від початкової величини до мінімальної після зникнення електричного бомбардування екрана.

Маркування ЕПТ. Маркування трубок складається з чотирьох елементів. Першим елементом позначення є число що вказує величину діаметра екрана , або його діагоналі, в сантиметрах. Потім стоять дві букви – ЛО для осцилографічних трубок та кінескопів з електричним відхиленням променя, ЛК – для кінескопів з магнітним відхиленням і ЛМ – для осцилографічних трубок з магнітним відхиленням. Наступний елемент – число, що вказує порядковий номер трубки певного типу.

У деяких трубок у кінці позначення ставиться ще буква, яка вказує тип люмінофора екрана. Так, буква А вказує на синє світіння, Б-біле, Н- блакитне і П – червоне.

Приклади маркування:5Л039 , 23ЛМ34 , 43ЛК2Б та ін.

3. **ЕПТ з магнітним керуванням**

Будова ЕПТ з магнітним фокусом і магнітним відхиленням приведено на рис.6.

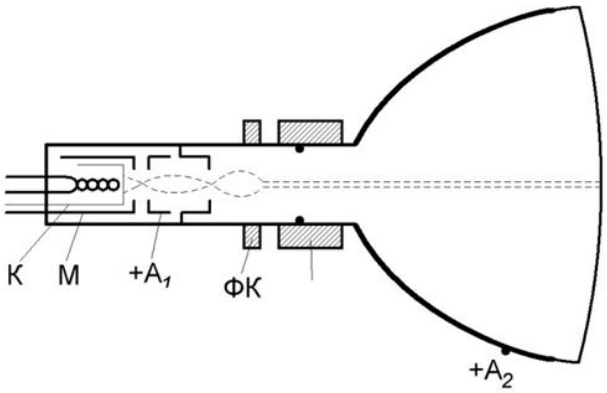


Рис.6. Будова ЕПТ з магнітним керуванням

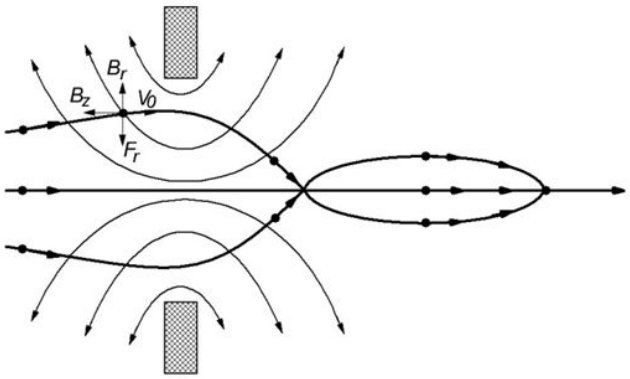


Рис.7. Магнітне фокусування електронного променя

Електронна гармата складається із катода К,модулятора М і анодів A_1 і A_2 (анод A_2 всередині балона з єднаний з графітовим покриттям – аквадагом).

Фокусуючу котушку (ФК) під'єднують до постійної напруги , внаслідок чого через неї протікає постійний струм , який створює навколо неї неоднорідне поле . Система відхилення складається із відхиляючих котушок (ВК),розміщених перпендикулярно одна до другої та осі трубкики. Ці котушки створюють магнітні поля , силові лінії яких взаємоперпендикулярні.

Фокусуючи котушка має рядову обвитку і одягається прямо на колбу трубки. Принцип фокусування електронного променя магнітним полем показано на рис.7. Неоднорідне магнітне поле ФК має осьову складову вектора індукції B_z і радіальну складову B_r . На електрони , що влітають у фокусуючи магнітне поле з швидкістю V_0діє сила Лоренца

$$F = eV_0 B_r ,$$

яка перпендикулярна як до вектора V_0так і до вектора B_r і закручує електрони навколо осі Z.(на рис.7.ця сила не показана, вона направлена перпендикулярно до площини рисунку). Обертання електрона навколо осі Z зумовлює появу сили взаємодії електрона з осьовою складовою магнітного поля B_r.Ця сила (F_r) завжди направлена до осі Z і величинf її тим більша , чим дальше віддалений електрон від осі . Сумісна дія сил F і F_r приводить до того, що траєкторія електронів має вид спіралі. Регулюванням величини струму , що протікає через ФК , можна змінювати величину B_r , а відповідно сили F_r , таким чином , щоби траєкторії електронів перетинались в площині екрану.

Для відхилення електронного променя по вертикалі і горизонталі використовують дві пари котушок , розміщених взаємно перпендикулярно .

Котушки мають складну форму і представляють єдину конструкцію яка називається **відхиляючою системою** (рис.8). Вертикально розміщені котушки створюють магнітне поле з напруженістю H_y , що зміщує промінь у вертикальній площині і називаються **кадровими**. Горизонтально розміщені котушки створюють магнітне поле з напруженістю H_y , яке пересуває прмінь в горизонтальній площині , і називаються **рядковими**.

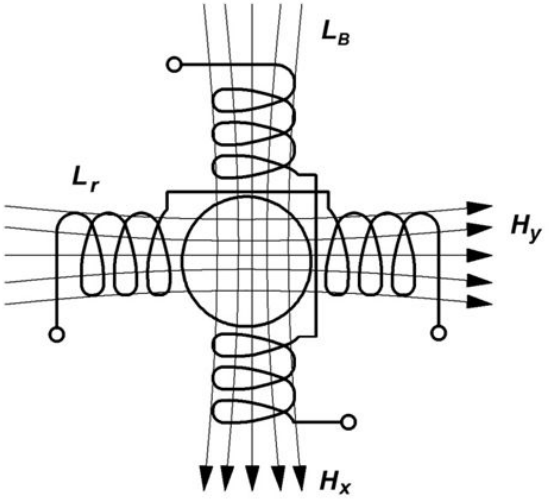


Рис.8. Відхиляючі котушки

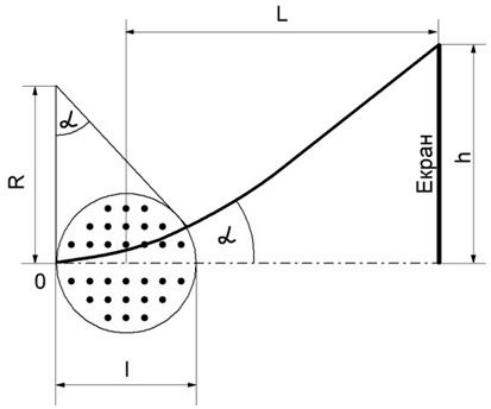


Рис.9. Відхилення електрона магнітним полем

На рис.9. показано магнітне поле відхиляючої котушки , силові лінії якого направлені в сторону спостерігача перпендикулярно до площини рисунка. Електрон ,який відлітає в магнітне магнітне поле з швидкістю V_0 перпендикулярною до напруженості поля ,рухається по колу , радіус якого визначається формулою

$$R = \frac{meV_0}{eH}$$

Після виходу із поля котушки електрон буде рухатися прямолінійно (по дотичній до кола в точці виходу) і попадає на екран в точку ,віддалену від центра екрана на деяку відстань h. Очевидно ,що величина відхилення променя від центру екрана чим більша , чим менший радіус дуги R , по якій рухається електрони , тобто тим більша напруженість магнітного поля H. При малих кутах відхилення α величина відхилення зв'язана з напруженістю відхиляючого поля залежністю :

$$h = \frac{\sqrt{\frac{e}{2me}}\ln L}{\sqrt{U_{a2}}}, \qquad (2)$$

де l – довжина магнітного поля;

L – відстань від центра відхиляючої системи до екрана ;

U_{a2} - напруга на другому аноді

Із (2) видно , що при магнітному керуванні величина відхилення обернено пропорційна $\sqrt{U_{a2}}$, в той же час при електростатичному керуванні величина відхилення обернено пропорційна U_{a2} . Це означає , що при магнітному керуванні чутливість до відхилення менше залежить від величини прискорюючої напруги , ніж при електростатичному . Внаслідок цього в ЕПТ з магнітним керуванням вдається отримати кут відхилення α=57º , а значить великі відхилення h при невеликій довжині трубки L.

Кінескопи. Сучасні кінескопи (монітори)відносяться до комбінованих ЕПТ, тобто вони мають електронне фокусування і електромагнітне відхилення електронно-

го променя в кінескопах здійснюється пропусканням пилкоподібних струмів через рядкові і кадрові відхиляючі котушки . Відхилення променя по горизонталі називається ***рядковою розгорткою***, а відхилення по вертикалі ***кадровою розгорткою***.

Основна відмінність кінескопів від ЕПТ наступна: електронна гармата кінескопів має додатковий електрод , який називають прискорюючим . Він розташовується між модулятором і першим анодом , на нього подається позитивна напруга в декілька сотень вольтів відносно катода, і він призначений для додаткового прискорення електронного потоку (рис.10).

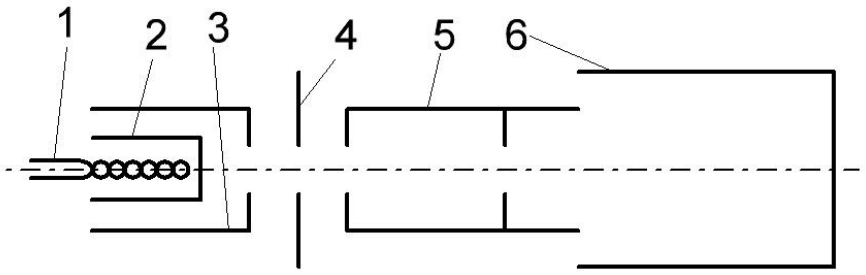


Рис.10.Будова електронного прожектора кінескопа:
1 – підігрівач; 2– катод; 3– керуючий електрод; 4– прискорюючий електрод ; 5– перший анод; 6– другий анод;

Друга відмінність являється в тому, що екран кінескопа, на відміну від ЕПТ, трьохшаровий0 (рис.11)

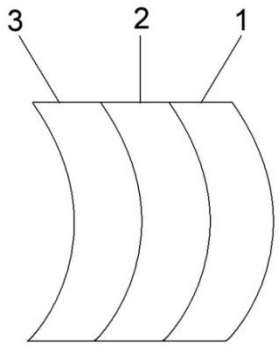


Рис.11.Будова екрану кінескопа:
1– зовнішній шар (скло); 2– люмінофор; 3– алюмінієва плівка;

Алюмінієва плівка виконує дві функції:

- збільшує яскравість світіння екрана , діючи як дзеркало;
- захист люмінофора від важких іонів , які вилітають із катода разом з електронами.

Кольорові кінескопи.

Якщо пропустити промінь сонячного світла через скляну призму , то вихідний промінь буде мати неперервний спектр кольорів від фіолетового до червоного . Увесь спектр можна розділити на сім областей :фіолетову, синю, голубу, зелену,

жовту, оранжеву і червону. Око сприймає всі кольори , які відповідають довжинам хвиль , що лежать в межах від 380 до 770 нм. Кожному кольору буде відповідати своя світлова хвиля :фіолетова область спектра лежить в діапазоні від 380 до 450нм; синя – від 450 до 500нм; зелена – від 500 до 570 нм; жовта – від 570 до 590 нм; оранжева – від 590 до 610нм; і червона – від 610до 770нм;

Кольоровий зір пояснює трьохкомпонентна теорія кольорового зору. Ця теорія основана на тому , що зміщуванням трьох спектральних кольорів червоного , зеленого і синього , можна отримати всі можливі кольори . На основі цього в основі кольорового телебачення лежать наступні фізичні процеси:

1.Оптичне розкладання багатокольорового зображення на три монохромні – червоне, зелене і синє.

2.Перетворення трьох однокольорових зображень в три електричні сигнали зображення.

3.Передавача отриманих сигналів по каналах зв’язку на приймачі.

4.Перетворення електричних сигналів зображення в три однокольорові оптичні зображення та їх оптичне зміщування в одно багатокольорове.

Кольоровий кінескоп призначений для виконання останнього із фізичних процесів. Будова кольорового кінескопа приведена на рис.12.

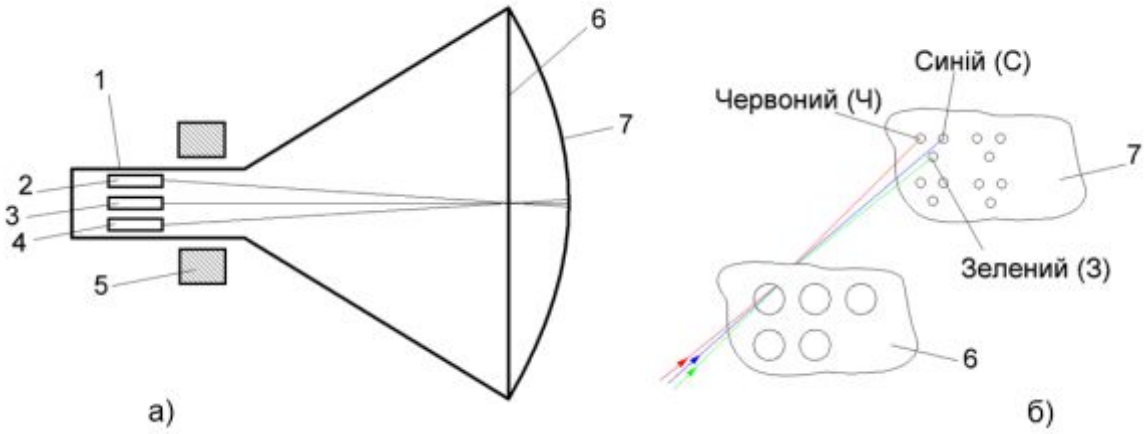


Рис.12. Кольоровий кінескоп

а) будова кінескопа : 1- електронно- оптична система ; 2- електронний прожектор для отримання червоного світла; 3- електронний прожектор для отримання зеленого світла; 4- електронний прожектор для отримання синього кольору ; 5- відхиляюча система ; 6-металічна маска; 7 – екран;
б) елемент спеціальної маски.

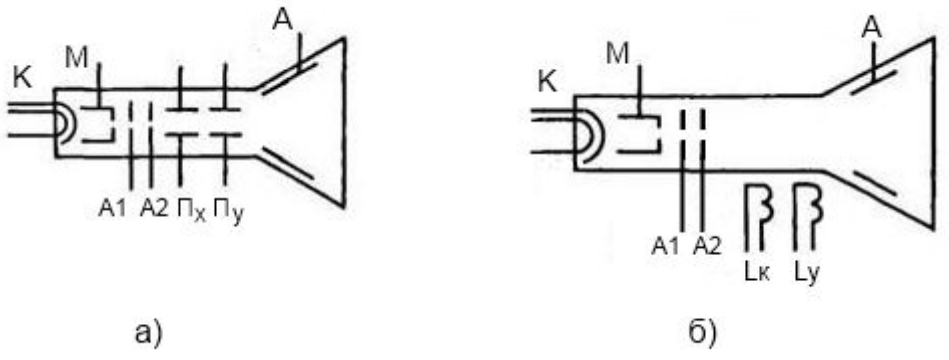
Три електронні промені створюються електронно оптичною – системою 1 (рис.12, а.), яка складається із трьох самостійних прожекторів 2,3,4. Кожний із прожекторів модулюється сигналами , які несуть інформацію про червоне, синє,зелене зображення. Розгортка зображення здійснюється загальною відхиляючою системою 5 , що надіта на вузьку частинку колби. Електронні прожектори розміщуються в трубці так , що всі сфокусовані промені сходяться в одній точці площини , розміщеній поблизу екрана 7. В цій площині розміщується спеціальна маска 6 , яка представляє собою тонку металічну сітку з великою кількістю круглих

отворів. Екран трубки складний , мозаїчний , складається із великої кількості впорядкованих точок люмінофорів червоного, синього і зеленого світіння. Кольорові точки нанесені на екрані так , щоби центр кожного отвору маски знаходився проти центру рівностороннього трикутника , в вершинах якого розміщені точки люмінофорів червоного , синього і зеленого кольорів світіння (рис.12, б). Внаслідок такого розміщення маски відносно екрана промінь від «червоного» прожектора збуджує тільки червоні точки люмінофора , промінь від «синього» прожектора – тільки сині точки люмінофора , промінь від «зеленого» прожектора – тільки зелені точки люмінофора. Кольорове зображення отримується шляхом просторового зміщування кольорів. Наприклад, якщо з однаковою яскравістю світиться три кольорові групи точок (Ч,З,С), то маємо біле світіння екрана; якщо світяться сині і зелені точки люмінофорів, то екран буде видаватися для спостерігача голубого кольору; якщо світяться червоні і сині точки , то екран буде пурпурового кольору і. т. д. Значить , в залежності від величини сигналів, якими модулюються електронні промені, буде змінюватися колір світіння участків екрана , так як яскравість світіння часток люмінофорів кожного кольору залежить від густини струму променів .Як видно, чимало елементів розкладу визначається числом отворів в масці, а група трьох кольорових точок люмінофорів (тріада) створюють один елемент зображення.

В кольорових кінескопах екран роблять прямокутним. Діаметр отворів в масці і розмір точки люмінофора порядка 0,25 – 0,3мм. Отвори в масці отримують фотохімічним способом. На екрані трубки з розміром по діагоналі 59см розміщується 1200000 кольорових точок люмінофорів , що відповідає 400000 отворів в масці.

Умовні графічні позначення ЕПТ. На рис.13 приведені умовно – графічні позначення ЕПТ.

Рис.13. Умовні графічні позначення ЕПТ:



а) б)

а – ЕПТ з електростатичним відхиленням;
б – ЕПТ з магнітним керуванням;

Тема 1.3. **ЕЛЕКТРОФІЗИЧНІ ВЛАСТИВОСТІ НАПІВПРОВІДНИКІВ**

План

1. Внутрішні структури напівпровідників.
2. Власна провідність напівпровідників.
3. Дрейфовий та дифузійний струми в напівпровідниках.
4. Температурна залежність провідності напівпровідників.
5. Домішкова провідність напівпровідників
6. Електропровідність напівпровідників в сильних електричних полях. Ефект Ганна.
7. Ефект Холла.

1. **Внутрішня структура напівпровідників**

Напівпровідникові матеріали є основними для створення напівпровідникових інтегральних мікросхем (ІМС), а також активних компонентів електроніки (транзисторів, діодів та ін.).

За своїми електричними властивостями напівпровідники займають проміжне місце між провідниками і діелектриками. Формальною ознакою належності речовини до складу напівпровідників являється величина питомої провідності $\delta = 10^{-10}$ ….10^{4} См/м (до провідників відносяться речовини із $\delta = 10^{4}$…10^{6} См/см до діелектриків – $\delta < 10^{-10}$ См/см).

З точки зору зонної теорії, до напівпровідників відносяться речовини, ширина забороненої зони яких не перевищує 3 еВ. Важливою властивістю напівпровідників являється залежність їх електричних властивостей від зовнішніх умов: температури, освітленості, тиску, зовнішніх полів та ін. Характерною особливістю напівпровідників є зменшення їх питомого опору із збільшенням температури.

За хімічним складом напівпровідникові матеріали поділяються на прості й складні. До простих напівпровідників належать хімічні елементи: Вуглець (C), Силіцій(Si), Германій (Ge), Стибій (Sb),Телур (Te), Індій (In), Арсеній (As), Фосфор (P). До складних: Арсенід галію (GaAs), Телурид вісмуту (Bi_2Te_3) та ін.

Для виготовлення напівпровідникових приладів найпоширеніше використовують Германій (Ge) та Кремній (Si).

Напівпровідники мають кристалічну будову, яка характеризується закономірним розташуванням атомів у просторі. В кристалах, зв′язані між собою атоми розміщуються у визначеному порядку і на однакових відстанях один від одного, в результаті чого створюється відповідна гратка із атомів, яку прийнято називати **кристалічною граткою** твердого тіла.

Атоми Германію(Ge) і Кремнію (Si) мають відповідно 14 і 32 електрони, які розташовані на відповідних оболонка. Зовнішні оболонки подібні - вони мають по чотири електрони, які обертаються навколо ядра по чотирьох орбітах. При утворені кристалів атоми на стільки зближуються, що їх зовнішні оболонки перекриваються. Взаємодія електронних оболонок приводить до того , що у валентних електронів сусідніх атомів появляються спільні орбіти, на кожній з яких знаходиться по два електрони. Ці спільні орбіти зв′язують між собою атоми кристалу, створюючи

так званий **ковалентний або парно електронний зв'язок** (рис. 1 б). Характерна особливість ковалентного зв'язку заключається в тому , що електрони зв'язку належать зразу обом зв'язаним між собою атомам.

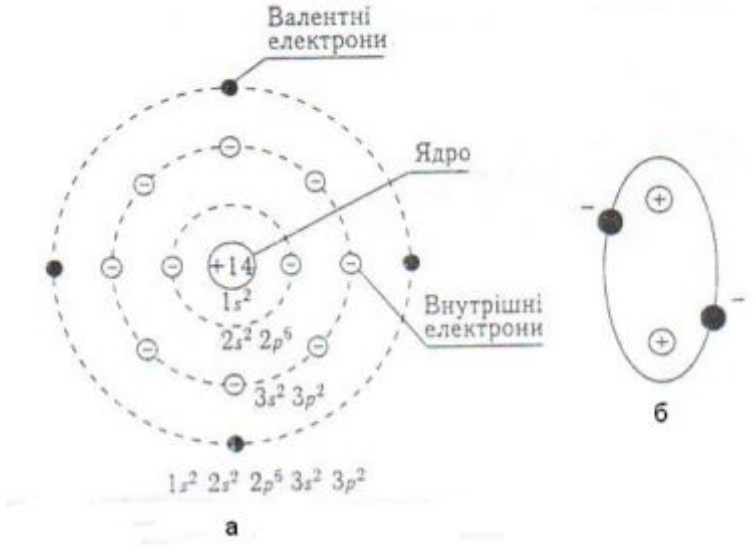


Рис. 1. Структура кремнію (а) та ковалентний зв'язок атомів (б)

Для наглядності атомну гратку германію або кремнію зображують у вигляді плоскої сітки, в якій кожний атом з'єднується з чотирма сусідніми атомами (рис. 2)

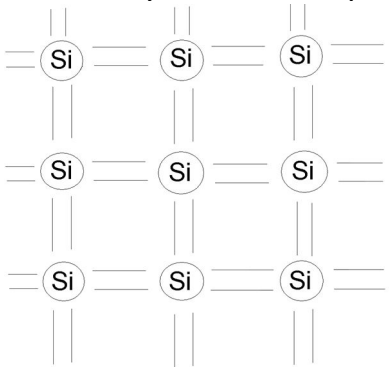


Рис.2. Схематичне зображення кристалічної гратки кремнію.

2. **Власна провідність напівпровідників**

Напівпровідники без домішок і дефектів кристалічної гратки називають **власними напівпровідниками** або **бездомішковими**. Такі напівпровідники у вузлах кристалічної гратки мають лише свої атоми. При температурі абсолютного нуля (-273 С) всі валентні електрони в власному напівпровіднику зв'язані. Якщо такий кристал розмістити в електричне поле, то електричний струм не виникне, так як відсутні вільні електрони; а тому в цих умовах напівпровідник має властивості ідеального зв'язку.

Якщо валентному електрону надати порцію енергії більшу ніж ширина забороненої зони ΔW, то він розриває ковалентний зв'язок і стає вільним носієм електричного заряду. Він може вільно рухатися по кристалу. Для Ge ширина забороненої зони складає 0,78 еВ, для Si – 1,21 еВ.

Звільнення валентних електронів може проходити за рахунок тепла, світла, електричного поля і різних видів випромінювання. При нагріванні напівпровідника атоми кристалічної гратки знаходяться в коливальному русі з амплітудою, про-

порційною температурі. Енергія, яку отримують окремі атоми за рахунок теплового руху, неоднакова, а тому при температурі, відмінній від нуля, завжди є вірогідність того, що якісь електрони за рахунок теплових коливань отримують енергію більшу за ширину забороненої зони і стануть вільними. Причому, чим вища температура і менша ширина забороненої зони, тим більше буде таких електронів.

Із збільшенням температури концентрація вільних електронів в напівпровіднику зростає за експоненціальним законом

$$n_{i=}\, n_0 e^{-\frac{\Delta W}{2KT}} = n_0 \exp\left(-\frac{\Delta W}{2KT}\right), \quad (1)$$

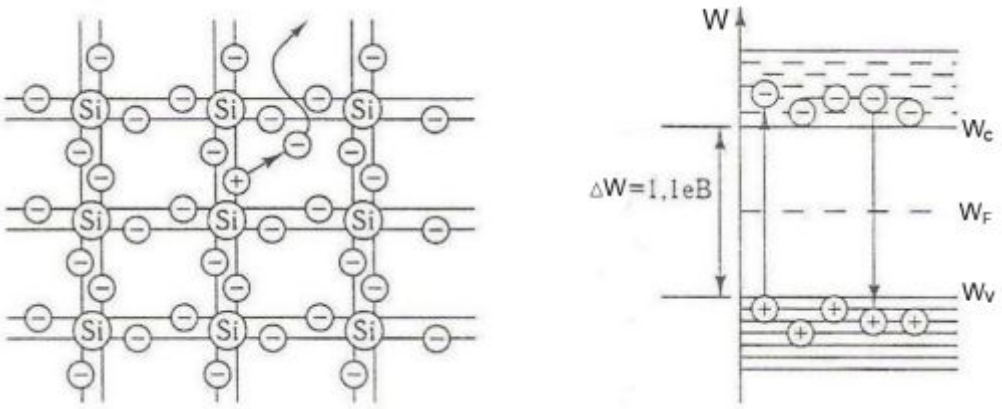
де n_i – кількість вільних електронів в 1 $см^3$ хімічно чистого напівпровідника;

ΔW – ширина забороненої зони;

n_0 – коефіцієнт, рівний $5 \cdot 10^{19} см^{-3}$ для Gei $2 \cdot 10^{20} см^{-3}$ для Si;

K – постійна Больцмана, рівна $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ $Дж/_{град}$.

Якщо валентний електрон розриває ковалентний зв'язок і стає електроном провідності, то в цьому місці, де він знаходився, спостерігається місцеве порушення електричної нейтральності. Дійсно, якщо зв'язки заповнені, то позитивний заряд ядер компенсується від'ємним зарядом електронів, а звільнення одного з електронів приводить до того, що в цьому місці, звідки він вийшов, буде переважати позитивний заряд ядер, рівний за абсолютною величиною заряду електрона. Таким чином, виходить, що місце звільнене від валентного електрона має позитивний заряд. Ці позитивні заряди (вакантний енергетичний рівень у -4- валентній зоні) називають **дірками**, оскільки вони виникають, коли немає електрона у ковалентному зв'язку. Дірка може бути заповнена із сусіднього зв'язку. При цьому один зв'язок заповниться, а другий розірветься (рис. 3,а). Значить дірка може рухатися по кристалу, а разом з нею буде рухатись і позитивний заряд. Причому переміщення дірок відбувається у напрямі протилежному руху електронів у валентній зоні



а) б)

Рис.3. Схема утворення пар електрон-дірка в кристалі кремнію (а) та його енергетична діаграма (б).

Процес утворення пар електрон-дірка називається **генерацією носіїв** заряду. Можливе захоплення електронів зони провідності дірками валентної зони. Процес зникнення пар вільний електрон-дірка називається **рекомбінацією**. Причому, при рекомбінації виділяється енергія в вигляді тепла або світла, і рівна ширині забороненої зони напівпровідника.

В кристалічній гратці власного напівпровідника концентрація дірок (p_i)дорівнює концентрації електронів

$$p_i=n_i \quad (2)$$

У чистому германії $n_i = p_i = 2.73 \cdot 10^{13}$носіїв у 1 см^3 , у чистому кремнії $n_i = p_i = 1.38 \cdot 10^{10}$см^3 , тобто на порядки менша . Число атомів N у 1 см^3 металу або напівпровідника становить $5 \cdot 10^{22}$.

Швидкість рекомбінації, тобто кількість зникаючих за одиницю часу електронно-діркових пар, визначається властивостями напівпровідника і пропорційна концентрації електронів n_i та дірок p_i. Чим більше носіїв заряду, тим вірогідніше їх зіткнення, яке закінчується рекомбінацією.

Отже, швидкість рекомбінацій

$$V_{\text{рек}} = r n_i p_i = r\, n_i^2, \quad (3)$$

де r – коефіцієнт рекомбінації (визначається властивостями напівпровідника)

Швидкість рекомбінації – кількість вивільнених за одиницю часу електронно-діркових пар – залежить від температури напівпровідника та ширини забороненої зони.

У сталому режимі існує динамічна рівновага – швидкість генерації дорівнює швидкості рекомбінації

$$V_{\text{ген}} = r \cdot n_i^2, \quad (4)$$
$$V_{\text{ген}} = V_{\text{рек}}$$

3. Дрейфовий та дифузійний струми в напівпровідниках

3.1. Дрейфовий струм

Якщо до напівпровідника не прикладена електрична напруга, то електрони та дірки здійснюють хаотичний тепловий рух і ніякого струму немає. Під дією різниці потенціалів у напівпровіднику виникає електричне поле, яке прискорює рух електронів та дірок і надає їм впорядкованого руху (рис.4). Це і є струмом провідності. Така електронно-діркова провідність називається **власною провідністю напівпровідника**.

Рух носіїв під дією електричного поля називається **дрейфом**, а струм провідності – **струмом дрейфу** $I_{\text{др}}$. Повний струм провідності складається з електричного

$I_{др.n}$ та діркового струмів провідності $I_{др.p}$ які можна виразити через густину струму:

$$I_{др} = I_{др.n} + I_{др.p} = Ɉ_{др.n} \cdot S + Ɉ_{др.p} \cdot S = S\,(Ɉ_{др.n} + Ɉ_{др.p}), \qquad (5)$$

де S – площа перерізу зразка (кристалу).

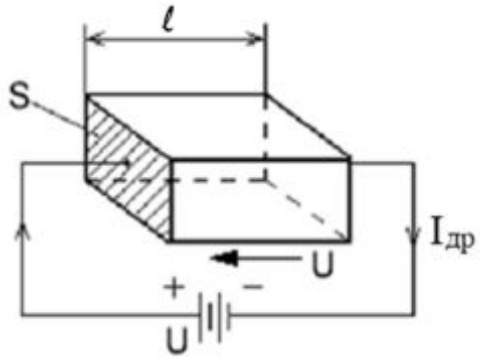


Рис.4 Поперечний переріз кристалу напівпровідника

Густина дрейфового струму $I_{др}$ дорівнює сумі густин дрейфових електронного $I_{др.n}$ і діркового $I_{др.p}$ струмів:

$$I_{др} = S \cdot Ɉ_{др.} = S\,(Ɉ_{др.n} + Ɉ_{др.p}), \text{ тоді}$$

$$Ɉ_{др.} = Ɉ_{др.n} + Ɉ_{др.p} \quad (6)$$

Розглянемо взірець власного напівпровідника із площею поперечного перерізу S. Позначимо опір взірця через R, а різницю потенціалів, прикладену до взірця через U. Тоді запишемо наступні співвідношення:

$$R = \frac{\rho l}{S} = \frac{\mathrm{U}}{\mathrm{I}} = \frac{\mathrm{U}}{Ɉ \cdot \mathrm{S}},$$

$$\rho_i = \frac{\mathrm{U}}{l \cdot Ɉ} = \frac{\mathrm{E}}{Ɉ} = \frac{1}{\sigma_i}, \qquad (7)$$

де ρ_i – питомий опір напівпровідника ;

σ_i – питома провідність напівпровідника.

Із (7) отримуємо закон Ома:

$$Ɉ = \sigma_i \cdot E \qquad (8)$$

Густина електронного струму.

Якщо швидкість дрейфу електрона V_n, то за час t електрон пройде відстань - $V_n \cdot t$. Еоді в об'ємі $V_n \cdot t \cdot S$ міститься $n_i V_n \cdot t \cdot S$ електронів. Значить через цей елемент об'єму протікає електронний струм $I_{др.n} = \frac{Q}{t} = \frac{n_i V_n \cdot t \cdot S \cdot e}{t} = n_i V_n \cdot S \cdot e.$

Таким чином,

$$Ɉ_n = \frac{\mathrm{I}_{др.n}}{S} = \frac{n_i V_n \cdot S \cdot e}{S} = n_i e V_n \quad (9)$$

Електрони напівпровідника рухаються через кристал з швидкістю дрейфу V_n, яка пропорційна напруженості електричного поля Е , тобто

$$V_n = \mu_n E\,, \quad (10)$$

де μ_n - коефіцієнт пропорційності, який називають рухливістю електронів

Тоді густина електронного струму рівна

$$\text{Ј}_{\text{др}.n} = n_i e \mu_n E \quad (11)$$

Густина діркового струму.

Аналогічно можна показати, що густина діркового струму дорівнює

$$\text{Ј}_{\text{др}.p} = p_i e V_p = p_i e \mu_p E \quad (12)$$

де $V_p = \mu_p E$ - швидкість дрейфу дірок;

μ_p - рухливість дірок

Загальна густина струму запишеться у виді

$$\text{Ј}_{\text{др}} = \text{Ј}_{\text{др}.n} + \text{Ј}_{\text{др}.p} = e(\mu_n \cdot n_i + \mu_p \cdot p_i)E \quad (13)$$

За законом Ома (8) густина струму дорівнює

$$\text{Ј}_{\text{др}} = \sigma_i \cdot E$$

Порівнюючи (8) і (13) можна записати

$$\sigma_i = e(\mu_n \cdot n_i + \mu_p \cdot p_i) \quad (14)$$

В результаті можна зробити висновок: **питома провідність напівпровідника залежить від концентрації електронів і дірок**, **і також від їх рухливості**.

3.2. **Дифузійний струм в напівпровідниках**

У напівпровідниках, крім дрейфового струму, зумовленого різницею потенціалів, може бути ще й дифузійний струм.

Якщо носії заряду розподілені рівномірно в напівпровіднику, то концентрація їх є **рівноважною**. Під впливом будь – яких зовнішніх дій в різних частинах напівпровідника концентрація може стати неоднаковою – не рівноважною. Наприклад, якщо на частину напівпровідника р – типу подіяти випромінюванням, то у цій частині посилюється генерація пар носіїв і виникне додаткова концентрація електронів, яку називають **надлишковою** (див.рис.5):

$n_2 > n_1$; $\Delta n = n_2 - n_1$ – надлишкова концентрація (градієнт)

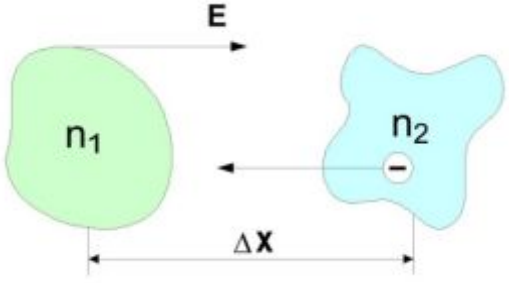


Рис.5. До пояснення виникнення дифузійного струму.

Електрони дифундують (переміщують) з області з надлишковою концентрацією в область, де концентрація електронів менша,тобто прагнуть до рівноважної концентрації. Це зумовлює рух носіїв заряду. Струм, викликаний дифузійним рухом електронів і дірок із за нерівномірної їх концентрації, називають дифузійним струмом ($I_{диф}$). Дифузійний струм може бути електронним або дірковим. Його густину визначають за формулами:

$$\mathcal{J}_{n\,диф} = eD_n grad n = eD_n \frac{\Delta n}{\Delta x} \qquad (15)$$

$$\mathcal{J}_{p\,диф} = -eD_n grad n = -eD_p \frac{\Delta n}{\Delta x}, \qquad (16)$$

де D_n *і* D_p – коефіцієнти дифузії, $\Delta n/\Delta x$ і $\Delta P/\Delta x$ - градієнти концентрації.

Градієнт концентрації характеризує зміну концентрації n або p на одиницю довжини.

Коефіцієнт дифузії характеризує інтенсивність процесу дифузії. Він пропорційний рухливості носіїв, для різних речовин різний і залежить від температури. Його одиниця вимірювання – квадратний сантиметр за секунду температури:

Для германію $D_n = 98 см^2/с$, $D_p = 47 см^2/с$;

Для кремнію $D_n = 34 см^2/с$, $D_p = 12 см^2/с$.

Загальна густина струму в напівпровіднику:

$$\mathcal{J} = \mathcal{J}_{ндр} + \mathcal{J}_{ндиф} + \mathcal{J}_{рдр} + \mathcal{J}_{рдиф} = e \cdot n\mu_n + eD_n \frac{\Delta n}{\Delta x} + ep\mu_p E - eD_p \frac{\Delta P}{\Delta x} \qquad (17)$$

Якщо будь – якого зовнішньою дією в частині напівпровідника утворюється надлишкова концентрація носіїв, то після припинення цієї дії надлишкові носії будуть рекомбінувати і розповсюджуватися внаслідок дифузії в інші частини напівпровідника.

Середній час існування носіїв заряду в напівпровіднику називають **тривалістю життя носіїв**, середню віддаль, яку за цей час проходять носії, називають дифузійною **довжиною носіїв заряду**.

Дифузійна довжина L і тривалість життя носіїв і зв'язані між собою наступними спів відношеннями:

$$\text{Для електронів } L_n = \sqrt{\tau_n D_n}; \qquad (18)$$

$$\text{Для дірок } L_p = \sqrt{\tau_p D_p} \qquad (19)$$

Величина $\frac{1}{2}$, обернена тривалості життя носіїв, визначає швидкість рекомбінації.

4. **Температурна залежність провідності напівпровідників**.

Враховуючи (1) і (2) , тобто:

$$n_i = n_0 e^{-\frac{\Delta W}{2KT}}; n_i = p_i$$

із (14) отримаємо

$$\sigma_i = e(\mu_n \cdot n_i + \mu_p \cdot p_i) = e(\mu_n + \mu_p) \cdot n_0 e^{-\frac{\Delta W}{2KT}} = \sigma_0 e^{-\frac{\Delta W}{2KT}}$$

$$\sigma_i = \sigma_0 e^{-\frac{\Delta W}{2KT}}, \quad (15)$$

де $\sigma_0 = e(\mu_n + \mu_p) \cdot n_0$

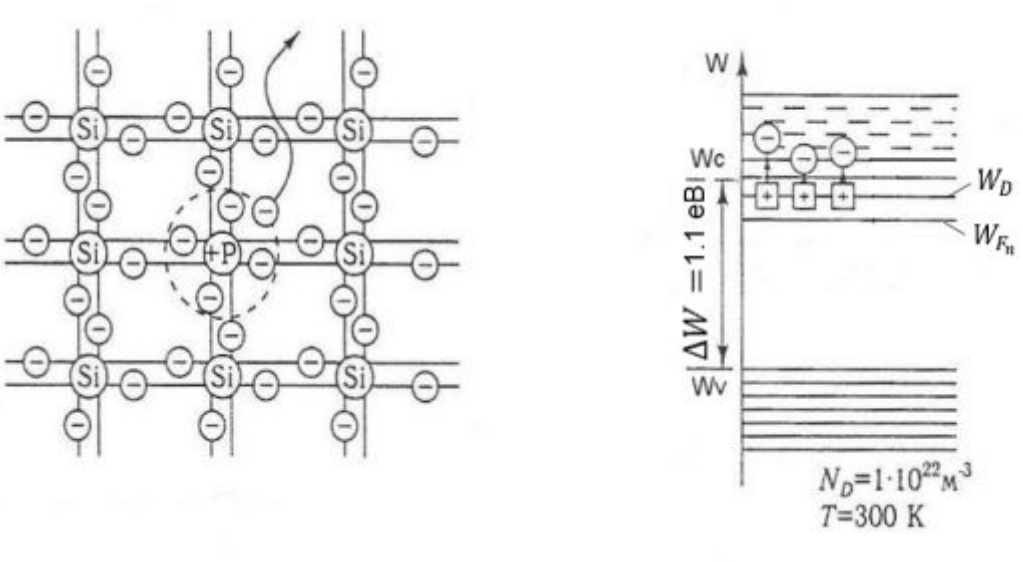
Для германію рухливість електронів при кімнатній температурі рівна 0,39 м^2/(В·с), а для кремнію – 0,135 м^2/(В·с). Рухливість дірок для германію складає 0,19 м^2/(В·с), а для кремнію – 0,05 м^2/(В·с).

Аналізуючи формулу (15) можна зробити висновок: **питома провідність напівпровідника залежить від типу речовини(так як в формулу входять величини σ_0 і ΔW), а також від температури**. **Чим вища температура**, **тим більша провідність**, **при чому ця залежність носить експоненціальний характер**.

5. Домішкова провідність напівпровідників

5.1. Домішкові напівпровідники n-типу

Якщо в чистий напівпровідник кремнію(Si) ввести п’яти валентну домішку фосфору(P) , то чотири валентні електрони відновлюють ковалентні зв’язки, а п’ятий електрон стає «зайвим» і не може бути задіяним у системі ковалентних зв’язків (рис.5).



а) б)

Рис.6. Площинна кристалічна гратка домішкового напівпровідника n-типу (а) та його енергетичні діаграма (б)

Так, при кімнатній температурі теплової енергії електронів достатньо, щоб вони змогли вивільнитися від зв’язків з атомами і перетворитись на вільні електрони. Це еквівалентно перескакуванню електрона з донорного енергетичного рівня фосфору в забороненій зоні в зону провідності. Атоми фосфору в кристалічній гратці перетворюються на позитивно заряджені йони (рис.6.б). На відміну від рухливих дірок йонізовані атоми не можуть переміщуватися у кристалічній гратці. Заряд всього кристалу залишається нейтральним, так як на невеликій відстані від позитивно зарядженого йона знаходиться електрон.

Так як атоми домішок такого типу є джерелом вільних електронів, то їх називають ***донорами***. Домішки, які здатні віддавати електрони в зону провідності називають ***донорними домішками***.

Крім вільних електронів, одержаних від донорних домішок, існує деяка кількість розірваних ковалентних зв'язків, кожен з яких дає вільний електрон та дірку. Таким чином, є обидва типи рухомих носіїв заряду, але тепер кількість вільних електронів перевищує кількість дірок.

Позначимо концентрацію донорної домішки через N_D. При кімнатній температурі майже всі атоми домішки йонізовані. Як відомо, йонізується і деякі частка атомів основної речовини n_i . Отже, концентрація електронів провідності у напівпровіднику з домішкою

$$n_n = N_D + n_i,$$

тобто вона значно більша, ніж у власного напівпровідника. Як правило, концентрація донорної домішки $N_D \gg n_i$, тому $n_n = N_D$. Швидкість рекомбінації у домішковому напівпровіднику з врахуванням (3)

$$V_{\text{рек.}} = r \cdot n_n . p_n, \qquad (16)$$

а швидкість генерації при малих концентраціях домішок залишається такою, як у власному напівпровіднику (4). За динамічної рівноваги, коли $V_{ген}=V_{рек}$

$$n_i^2 = n_n \cdot p_n \qquad (17)$$

Звідси рівноважна концентрація дірок у донорному домішковому напівпровіднику

$$p_n = {n_i^2}/{n_n} = {n_i^2}/{N_D}, \qquad (18)$$

тобто вона значно нижча, ніж у бездомішковому напівпровіднику.

Напівпровідник із донорною домішкою називається **напівпровідником** n-**типу**(negative – від'ємний) або напівпровідником **з електронною провідністю**.

У такому напівпровіднику дірки називають **неосновними носіями** зарядів, а електрони, що складають переважну кількість рухомих носіїв, - **основними носіями** зарядів.

Для напівпровідників n-типу визначальною буде електронна складова провідності

$$\sigma = \sigma_n \qquad (19)$$

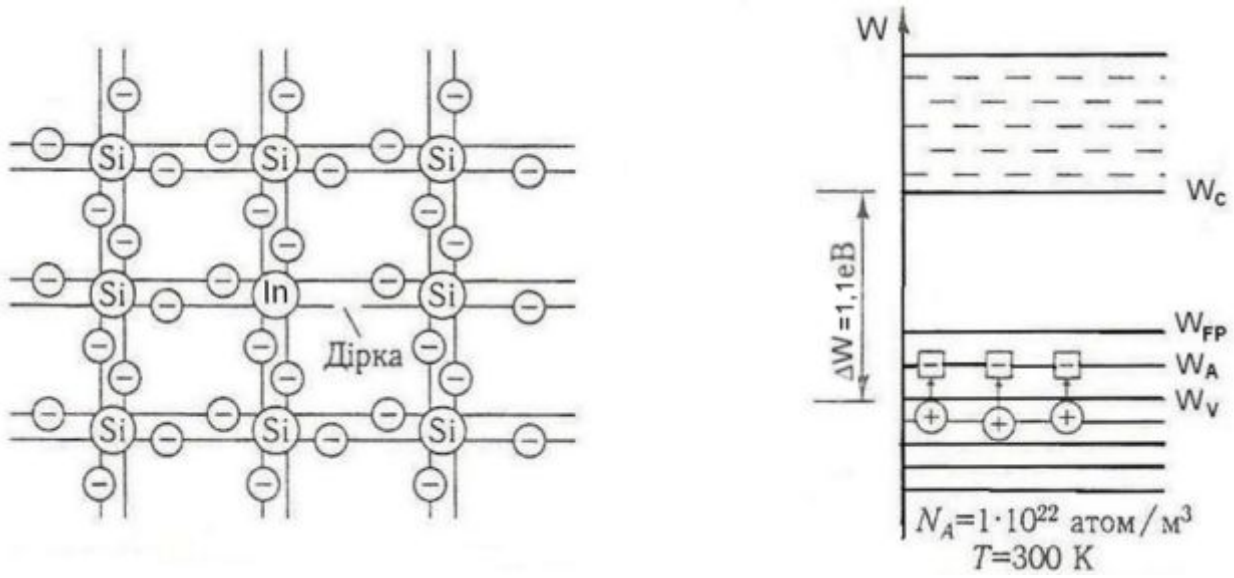
де $\sigma_n = e n_n \mu_n = e N_D \mu_n \qquad (20)$

5.2. **Домішкові напівпровідники** p – **типу**

Домішкові напівпровідники p-типу утворюються при введенні в чистий кристал кремнію чи германію елементів третьої групи таблиці Менделєєва: бор, індій, алюміній.

Якщо один атом кремнію (Si) заміщується в кристалічній гратці одним атомом індію (In), то три валентні електрони атоми індію вступають у ковалентні зв'язки з

трьома сусідніми атомами кремнію. Четвертій атом кремнію матиме незаповнений зв'язок з атомом індію, так як атом індію не має четвертого валентного електрону (рис.7.а). Незаповнений ковалентний зв'язок відповідає виникненню дірки. Дірка може бути заповнена електроном за рахунок розриву сусіднього ковалентного зв'язку. На місці вирваного ковалентного зв'язку виникає дірка, яка може переміщуватись у валентній зоні(рис.7.б).



а) б)

Рис.7. Площинна кристалічна гратка домішкового напівпровідника р-типу (а) та його енергетична діаграма (б)

Домішковий атом, який захоплює електрон для заповнення ковалентних зв'язків, називають ***акцептором*** (одержувачем). Домішки, які забезпечують домінуючу діркову провідність напівпровідників і створюють концентрацію дірок у валентній зоні набагато більшу, ніж концентрація електронів провідності, називають ***акцепторними домішками***.

На енергетичній діаграмі явище виникнення діркової провідності можна пояснити так. Атоми акцепторів у забороненій енергетичній зоні напівпровідника створюють вакантні енергетичні рівні, які знаходяться поблизу валентної зони. Досить невеликої енергії $\Delta W_Д = W_A - W_V \ll \Delta W$, щоб електрони з верхніх рівнів валентної зони перемістилися на рівні домішок і заповнили відсутні зв'язки. В результаті у валентній зоні виникають надлишкові вакантні енергетичні рівні (дірки), а атоми домішок перетворюються в негативні йони (на рис.7.б показані йони домішки у вигляді прямокутників).

Нехай концентрація акцепторів дорівнює N_A . Оскільки при кімнатній температурі акцепторні атоми всі йонізовані, то концентрація дірок

$$p_p = N_A + p_i,$$

де p_i– концентрація дірок, яка обумовлена йонізацією атомів основної речовини

Зазвичай $p_i \ll N_A$ і тоді $p_p \approx N_A$

За динамічної рівноваги, коли $V_{\text{ген}} = V_{\text{рек}}$

$$n_i^2 = n_p \cdot p_p \qquad (21)$$

Звідси концентрація електронів у акцепторному напівпровіднику

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} \approx {n_i^2}\Big/{N_A}, \qquad (22)$$

тобто вона значно нижча, ніж у бездомішковому напівпровіднику. Основними носіями заряду у цьому випадку є дірки, а неосновними – електрони. Оскільки основні носії заряджені позитивно, то напівпровідник із акцепторною домішкою називають **напівпровідником із дірковою електропровідністю** або **напівпровідником р – типу**(Positive - позитивний).

Для напівпровідників р – типу визначальною буде діркова складова провідності

$$\sigma = \sigma_{\text{p}}, \quad (23)$$

де $\sigma_{\text{p}} = en_p\mu_p = eN_A\mu_p \qquad (24)$

6. **Електропровідність напівпровідників в сильних електричних полях**. **Ефект Ганна**

З ростом напруженості електричного поля провідність напівпровідників змінюється.

В слабих електричних полях концентрація носіїв заряду не залежить від напруженості поля Е, а залежність струму через напівпровідник від напруженості електричного поля , відповідає закону Ома. На рис.7 цьому випадку відповідає ділянка ОА залежності $i = f(E)$. Починаючи з деякого значення напруженості E_1 наростання I з ростом Е спочатку сповільнюється , а при Е = Екр повністю зупиняється (ділянка АВ на рис.). При подальшому збільшенні Е (ділянка ВС) енергії поля ще недостатньо для збільшення концентрації носіїв заряду: при цьому рухливість електронів μ зменшується (внаслідок збільшення числа зіткнень з атомами кристалічної гратки) і визначається виразом:

$$\mu = \mu_0 (1 - \alpha Å^2), \qquad (1)$$

де μ_0 - рухливість в слабих полях; α - коефіцієнт, який не залежить від напруженості поля

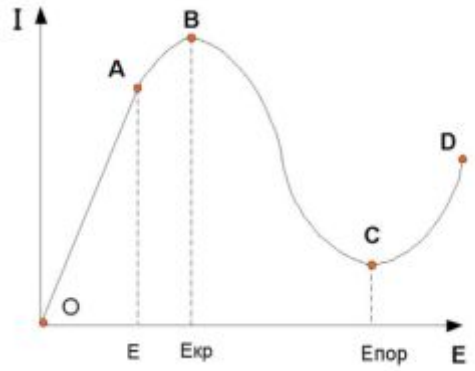


Рис.1. Залежність $i = f(E)$ напівпровідника в сильному електричному полі.

У відповідності з (1) диференційна провідність напівпровідника на цій ділянці є величною від'ємною.

Ефект Ганна проявляється в напівпровідниках n- типу провідності в сильних електричних полях.

Падіння I з ростом E продовжується до порогового значення напруженості $E_{ПОР}$, після чого провідність напівпровідника різко зростає за рахунок збільшення концентрації носіїв заряду (ділянка CD на рис.8)

Сутність ефекту Ганна полягає в тому, що якщо в напівпровіднику створити напруженість електричного поля, більшу $E_{КР}$ але меншу $E_{ПОР}$, тобто на ділянці BC характеристики, то в напівпровіднику виникнуть електричні коливання надвисокої частоти (НВЧ). Ефект Ганна знаходить практичне застосування в діодах Ганна, які використовуються як малопотужні генератори НВЧ.

7. **Ефект Холла**

Явища, які виникають в напівпровіднику зі струмом при розміщенні його в магнітне поле, називають гальваномагнітними.

До числа гальваномагнітних явищ відноситься ефект Холла, відкритий в 1879 р. американським фізиком Едвіном Гербертом Холлом

Ефект Холла проявляється в напівпровідниках n-типу провідності зі струмами,що протікають через них, і розташованих в магнітному полі (рис.9.)

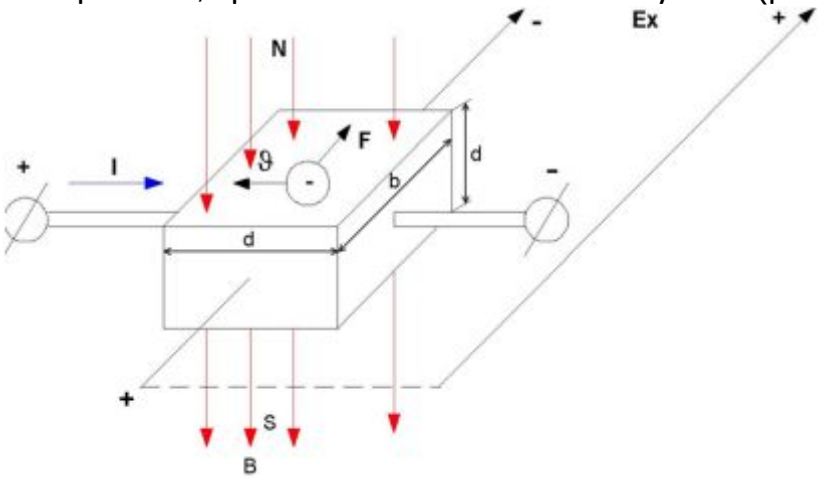


Рис.9 До пояснення ефекту Холла

На електрони,що рухаються у напівпровіднику, буде діяти сила Лоренца F, під дією якої електрони будуть відхилятися до далекого краю пластинки, отже там буде згущення електронів, а біля переднього краю – їх недостача. Тому між цими краями виникає ЕРС, що називається ЕРС Холла.

$$E_x = \frac{R_n}{d} IB , \quad (1)$$

де R_n - постійна Холла (коефіцієнт пропорційності);

B – індукція магнітного поля;

I – керуючий струм

У випадку, якщо в матеріалі напівпровідникової пластини існують заряди тільки одного виду, постійна Холла рівна

$$R_H = \frac{3\pi}{8} \cdot \frac{1}{e_n} , \quad (2)$$

де e- заряд електрона;

n – концентрація носіїв заряду.

Ефект Холла застосовується в магнітометричних давачах.

Тема1.4.**КОНТАКТНІ ЯВИЩА В НАПІВПРОВІДНИКАХ**

План

1. Формування контакту напівпровідник-напівпровідник. Електронно дірковий перехід.
2. Енергетична діаграма p-n переходу.
3. Властивості p-n переходу при наявності зовнішньої напруги.
4. Вольт-амперна характеристика p-n переходу.
5. Температурні і частотні властивості p-n переходу.
6. Контакт метал-напівпровідник. Перехід Шотткі.
7. Тунельний ефект.
8. Гетероперехід.

1. **Формування контакту напівпровідник – напівпровідник**.

Електронно-дірковий перехід.

Електричний перехід між двома частинами напівпровідника одна з яких має електропровідність типу p, а інша n–типу, називається електронно-дірковими , або p-n переходом. Такий перехідний контакт не можна утворити простим дотиком пластин провідностей p і n. Поверхня напівпровідників навіть при ідеальній технології очищення містить багато домішок, забруднень, порушень кристалічної структури. Електронно-дірковий перехід отримують дифузією або вплавленням відповідних домішок у пластини монокристала напівпровідника.

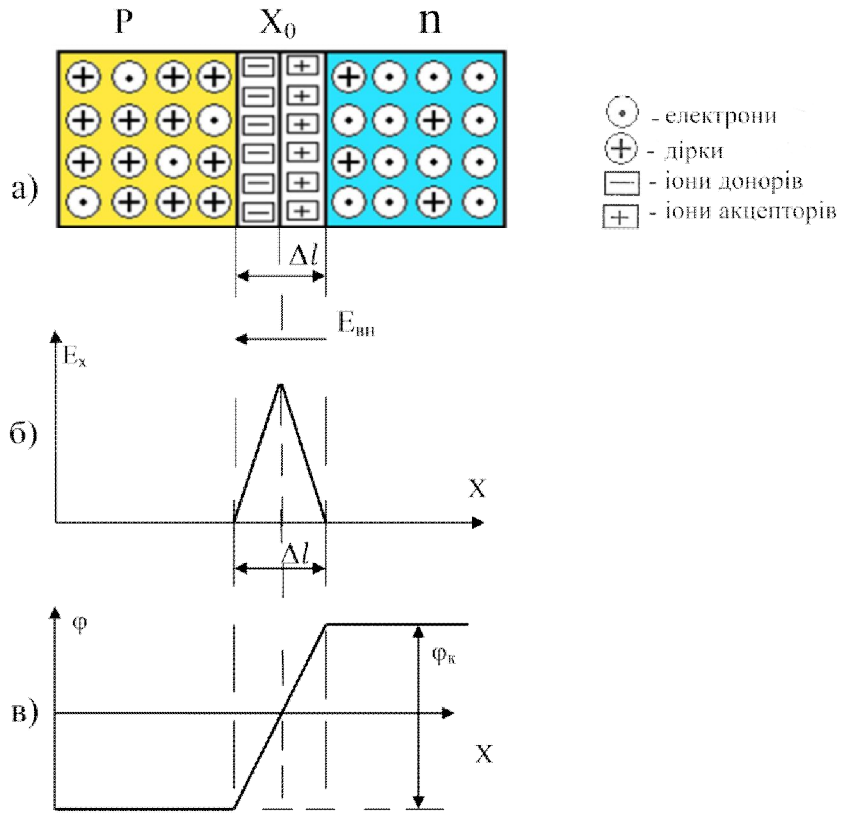


Рис.1. Утворення електричного поля і контактної різниці потенціалів в p-n переході:

а – розподілення електричних зарядів;

б – розподілення напруженості електричного поля;

в – потенціальна діаграма

На рис.1 показано утворення p-n переходу. Розглянемо явища, які виникають при електричному контакті між напівпровідниковими пластинами p та n типів з однаковою концентрацією домішок.

У напівпровіднику n-типу основними рухомими носіями електричного заряду є електрони, а напівпровіднику p-типу-дірки.

Внаслідок того, що концентрація електронів в n-області більша ніж в p-області, а концентрація дірок в p-області вища ніж в n-області, на границі цих областей виникає градієнт концентрації носіїв заряду. За рахунок градієнту концентрації носіїв виникає взаємна дифузія (дифузійний струм $i_{диф}$) електронів із n-області у p-область (вони заповнюють вільні ковалентні зв'язки), а дірок у протилежному напрямі. Внаслідок цього у приконтактній зоні напівпровідника p-типу з'являється нескомпенсований негативний заряд іонів акцепторної домішки, а в приконтактній області n-типу виникає нескоскомпенсований позитивний заряд іонів донорної домішки. Між цими зарядами виникає внутрішнє електричне поле з напруженістю $E_{вн}$. Це поле являється гальмівним для основних носіїв заряду і прискорюючим для неосновних носіїв заряду, внаслідок цього виникає дрейфова складова струму $i_{др}$, зумовлена рухом основних носіїв заряду.

Внаслідок відходу дірок з приконтактної області p-типу та електронів з приконтактної області n-типу на цих ділянках створюється ***збіднений*** на рухомі носії заря-

ду шар, який називають ***запірним*** шаром. Товщина запірного шару Δl залежить від концентрації носіїв електричного струму і приблизно дорівнює 10^{-4} - 10^{-5} см.

2. **Енергетична діаграма** p-n **переходу**

Відомо, що положення рівня Фермі в домішковому напівпровіднику залежить від провідності і концентрації носіїв заряду. На рис.2 а, б показано рівні Фермі на електричних діаграмах p- і n- областей напівпровідника (до контакту). В напівпровіднику n – типу рівень Фермі (W_{Fn}) зміщений від середини забороненої зони в сторону провідності, а в напівпровіднику p – типу рівень Фермі (W_{Fp})зміщений в сторону валентної зони.

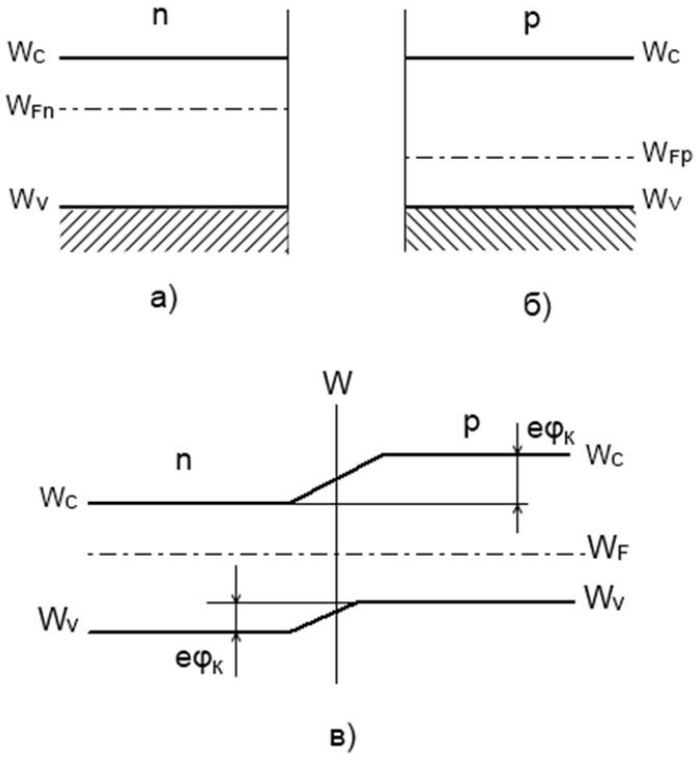


Рис. 5. Рівень фермі в напівпровідниках

а - до контакту в напівпровіднику n – типу;

б - до контакту в напівпровіднику p – типу;

в - після контакту.

Після утворення p-n переходу і виникнення деякої контактної різниці потенціалів U_k встановлюється теплова рівновага, при якій результуючий струм через p-n перехід стає рівним нулеві. Це означає, що в умовах теплової рівноваги вірогідність проходження носіїв заряду через p-n перехід в обох напрямках стає однаковою. Значить енергетичні діаграми n – і p – областей напівпровідника в процесі встановлення теплової рівноваги повинні зміститися відносно одна одної так, щоби рівень Фермі був постійним по всьому переходу, тобто рівень Фермі p – області W_{Fp} і n – області W_{Fn} розташовуються в одну лінію. При цьому енергетична діаграма p-n переходу має вигляд показаний на рис.2 в.

Різниця мінімальних енергій електрона в зонах провідності p – і n – областей рівна $e\varphi_к$, тобто визначається контактною різницею потенціалів.

Концентрація електронів в зоні провідності n – області стає вищою, так як мінімальна енергія, яку повинні мати електрони в цій зоні, нижча, ніж в зоні провідності p – типу. Щоби перейти в зону провідності напівпровідника p – типу, електрону напівпровідника n – необхідно здійснити роботу $e\varphi_к$. Таку ж роботу повинні виконати дірки для переходу із валентної зони напівпровідника p – типу в валентні зону напівпровідника n – типу.

3. **Властивості** p-n **переходу при наявності зовнішньої напруги**

Густина повного струму через p-n перехід визначається сумою дифузійних і дрейфових складових густин струмів, які за відсутності зовнішньої напруги однакові. Напрям струмів дрейфу протилежний струмам дифузій. Тому в стані термодинамічної рівноваги при незмінній температурі й відсутності зовнішнього електричного поля густина повного струму через p-n перехід дорівнює нулеві:

$$J_{p\ диф} + J_{n\ диф} + J_{p\ др} + J_{n\ др} = 0 \quad (1)$$

або $i_{диф} + i_{др} = 0$

Подвійний електричний шар в області p-n переходу зумовлює контактну різницю потенціалів, яку називають потенціальним барєром $ф_к$. Величина $ф_к$ залежить від матеріалу напівпровідника і його температури. Для германію $ф_к$ = (0,2-0,4) В, для кремнію $ф_к$ =(0,5-0,75) В

3.1 **Пряме вмикання** p-n **переходу**

Пряме включення p-n переходу отримують, якщо у p-ділянку ввімкнути плюс джерела зовнішньої напруги Uзн, а у n-ділянку - мінус.

Під дією прямої напруги через зменшений потенціальний бар’єр носії заряду вводяться в ділянки, де вони є неосновними. Цей процес називають ***інжекцією(вприскуванням)*** носіїв заряду.

При прямій напрузі не тільки знижується потенціальний бар’єр, але також зменшується ширина запірного шару $\Delta l'' < \Delta l$(рис.4). Його опір у прямому напрямі стає прямим (одиниці-десятки іонів).

При прямому вмиканні p-n переходу (рис.3) зовнішнє електричне поле $E_{зн}$ спрямоване зустрічно внутрішньому $E_{вн}$ і результуюча напруженість зменшується:

$$E_{рез} = E_{вн} - E_{зн} \quad (2)$$

При цьому $i_{диф}$ зростає, а висота потенціального бар'єру знижується:

$$\varphi_{рез} = \varphi_к - U_{зн} \quad (3)$$

У цьому випадку через перехід течеп рямий струм:

$$I_{пр} = I_{диф} - I_{др} > 0 \quad (4)$$

Він обумовлюється дифузійною складовою струму,тобто залежить від концентрації основних носіїв зарядів і є великим за величиною. Якщо бар’єр значно занижений, то $I_{диф} \gg I_{др}$ і можна вважати $I_{пр} \approx I_{диф}$, тобто прямий струм в переході являється чисто дифузійним.

3.2. **Зворотне вмикання p-n переходу**

Якщо прикласти до p-n переходу зовнішню напругу UзАтак, щоб плюс був підключений до області напівпровідника n-типу, а мінус – до області p-типу (таке вмикання називається зворотним, рис.3), то збіднений шар розширюється, тому що під дією зовнішньої напруги електрони й дірки як основні носії заряду зміщуються в різні сторони від p-n переходу. Ширина нового збідненого шару збільшується,в результаті поле в p-n переході зростає і дорівнює:

$$E_{рез} = E_{вн} + E_{з} \quad (5)$$

Оскільки електричний опір p-n переходу дуже великий, то практично вся напруга $U_{зн}$прикладається до нього.

Висота потенціального бар'єру зростає до величини:

, (6)

де – результуюра різниця потенціалів $i_{зв}$ Δ ''

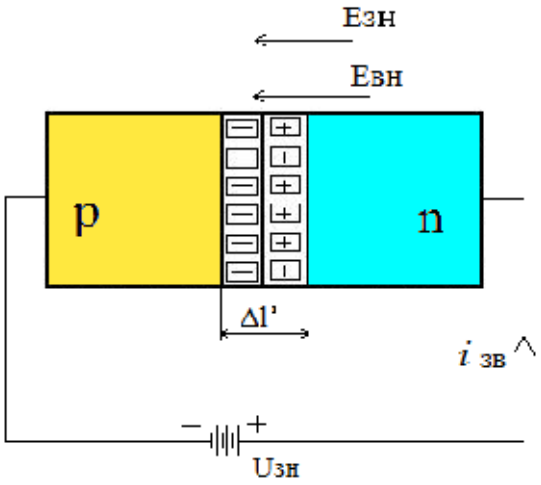


Рис.3. Зворотне вмикання p-n переходу

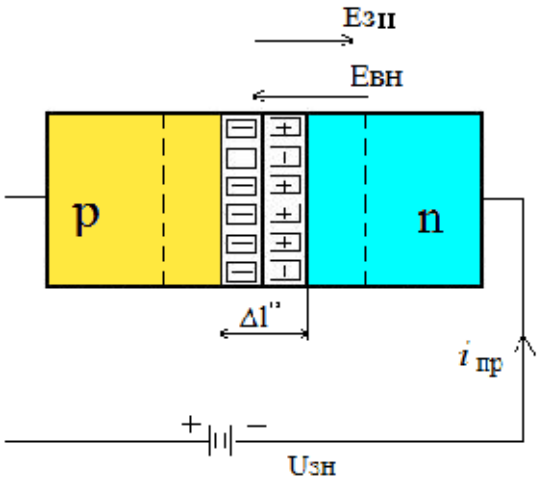


Рис.4. Пряме вмикання p-n переходу

При зворотному вмиканні переходу через нього протікає зворотний струм $i_{зв}$, який зумовлений потоком неосновних носіїв заряду. При цьому відбувається переміщення дірок із n-ділянки в p-ділянку і електронів із p-ділянки в n-ділянку. Таким чином неосновні носії заряду втягуються електричним полем у p-n перехід і прохордять через нього у сусідні ділянки.

Виведення неосновних носіїв (дірок з n-ділянки та електронів з p-ділянки) через p-n перехід під дією зворотної напруги $U_{зн}$ з ділянки, де вони були неосновними носіями зарядів, в ділянку, де вони стають основними носіями, називається ***екстракцією***.

При зворотному ввімкненні p-n переходу основну роль визначає дрейфовий струм, а тому зворотній струм із збільшенням $U_{зн}$ наближається до сталого *значення* (його ще називають ***зворотним струмом насичення*** p-n переходу, ***тепловим струмом***)*:*

(7)

$$I_{зв} = I_{др} = I_0$$

Зі збільшенням зворотної напруги збільшується не тільки висота потенціального бар'єру, але і товщина запірного шару, товщина p-n переходу ($\Delta l' > \Delta l$). Запірний шар ще дужче збіднюється носіями і опір значно зростає.

4. **Вольт-амперна характеристика** (**ВАХ**) p-n **переходу**

Властивості електронно – діркового переходу наглядно ілюструються його ВАХ, яка показує залежність струму через p-n перехід від величини і полярності прикладеної напруги. Аналітичний вираз для визначення величини струму через p-n перехід має такий вигляд:

$$I = I_0(e^{\frac{qU}{KT}} - 1) \ , \ (8)$$

де I_0 – зворотний струм насичення p-n переходу(визначається фізичними властивостями напівпровідникового матеріалу);

U – напруга прикладена до p-n переходу;

e = 2,718 – основа натуральних логарифмів;

q – заряд електрона;

к = 1,38 $\cdot 10^{-23}$ – стала Больцмана;

T – абсолютна температура p-n переходу.

Графічна інтерпретація рівняння (8) має назву **вольт-амперної характеристики** p-n переходу (рис.5.)

Формула (8) придатна як для прямих, так і для зворотних напруг

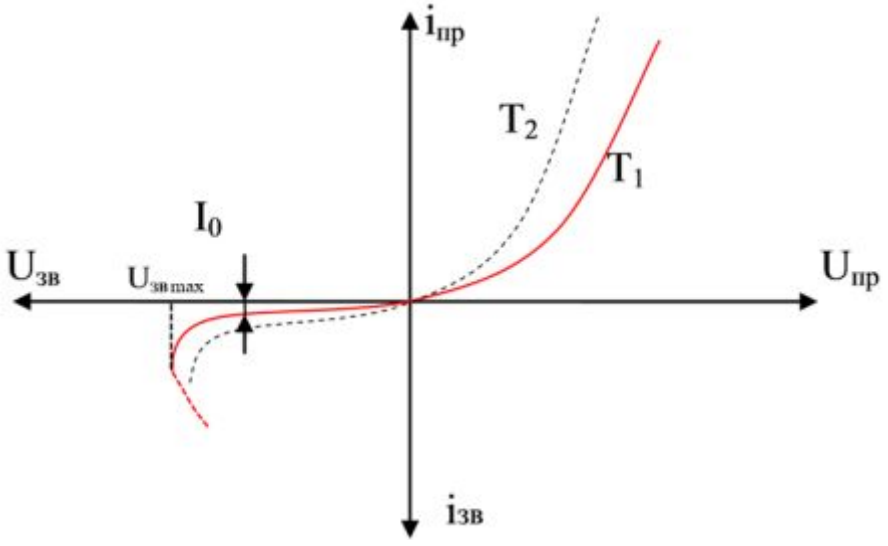


Рис.4. Вольт-амперна характеристика p-n переходу

При прямому вмиканні p-n переходу:

$$I_{пр} = I_0(e^{\frac{qU}{KT}} - 1)$$

$\frac{q}{KT} = const = c$, тоді

$$I_{пр} = I_0(e^{cU} - 1)$$

Так як $e^{cU} \gg 1$, то $I_{пр} = I_0 e^{cU}$ (9)

Із формули (9) видно, що при позитивних (прямих) напругах (прямий) струм через p-n перехід зі збільшенням напруги різко зростає і змінюється за експоненціальним законом.

При від'ємних (зворотніх) напругах показник степені числа е – від'ємний, тоді:

$$I_{зв} = I_0(e^{-cU} - 1)$$

Так як $e^{-cU} \ll 1$, то

$$I_{зв} \approx -I_0 \qquad (10)$$

Зворотний струм рівний струму насичення і є величиною практично постійною. Зазвичай струм I_0 має величину порядка мікроампер.

5. **Температурні і частотні властивості** p-n **переходу**

Властивість p-n переходу суттєво залежить від температури навколишнього середовища. При підвищенні температури зростає генерація пар носіїв заряду електронів і дірок, тобто збільшується концентрація неосновних носіїв і власна провідність напівпровідника. Це наглядно показують вольт-амперні характеристики германієвого p-n переходу, зняті при різній температурі.

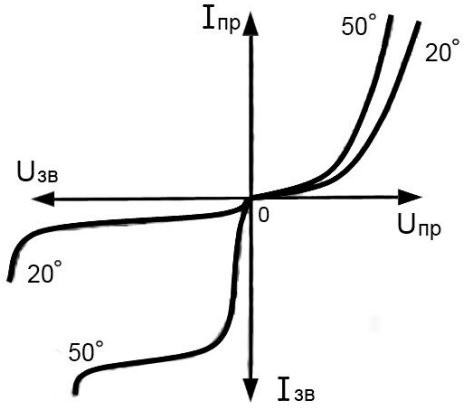


Рис. Вплив температури на вольт-амперну характеристику p-n переходу

Як видно з рисунку, при підвищенні температури прямий і зворотний струми ростуть, а p-n перехід втрачає свою основну властивість односторонню провідність. Залежність від температури зворотної гілки вольт-амперної характеристики визначається температурними змінами струму насичення. При збільшенні температури концентрація неосновних носіїв зарядів зростає за експоненціальним законом. За цим законом зростає і струм насичення:

$$I_0(T) = I_0(T_0)e^{\alpha \Delta T},$$

де $I_0(T)$ і $I_0(T_0)$ – зворотні струми насичення при заданій (T) і кімнатній (T_0) температурах; $\Delta T = T - T_0$ – перепад температур; α – коефіцієнт залежний від властивості напівпровідника (для германія $\alpha \approx 0{,}05 \ldots 0{,}09 К^{-1}$; для кремнію $\alpha \approx 0{,}07 \ldots 0{,}13 К^{-1}$). Для германієвих і кремнієвих p-n переходів зворотний струм зростає приблизно в 2 – 2,5 рази при підвищені температури на кожні 10°С.

Частотні властивості p-n переходу показують як працює p-n перехід при подачі на нього змінної напруги високої частоти. Частотні властивості p-n переходу визначаються двома видами ємності переходу: бар’єрної і дифузійної.

В режимі зворотної напруги p-n перехід представляє собою ємність, величина якої пропорційна площі p-n переходу, концентрації носіїв заряду і діелектричній проникливості матеріалу напівпровідника (див. рис.1).

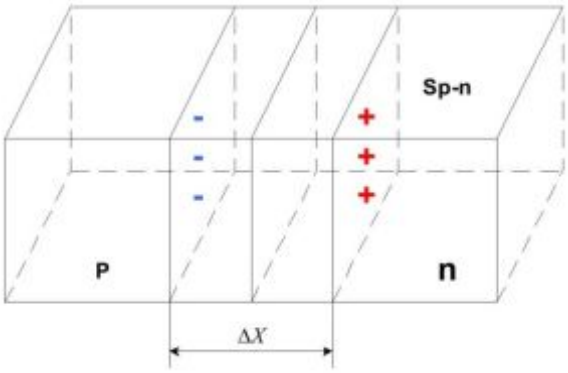


Рис.1. Бар’єрна ємність p-n переходу

Ця ємність зумовлена нерухомими зарядами йонів донорної і акцепторної домішок і називається бар’єрною ємністю:

$$C_{Б} = \frac{E \cdot \varepsilon_0 \cdot S_{p-n}}{\Delta X},$$

де ΔX – ширина p-n переходу; S_{p-n} – площа p-n переходу.

При малій зворотній напрузі, прикладеної до p-n переходу, носії зарядів знаходяться на невеликій віддалі один від одного. При цьому власна ємність p-n переходу велика. При збільшенні зворотної напруги електрони все далі відходять від дірок по обидві сторони від p-n переходу і ємність p-n переходу зменшується. Відповідно p-n перехід можна використовувати як ємність, що керується зворотною напругою.

При прямій напрузі p-n перехід, крім бар'єрної ємності володіє дифузійною ємністю $C_{диф}$. Вона зумовлена накопиченням рухомих носіїв заряду в p-n областях. Кожному значенню прямої напруги $U_{пр}$ відповідає визначена величина заряду $Q_{диф}$ накопиченого в області p-n переходу. Тому:

$$C_{диф} = \frac{Q}{U_{пр}}$$

Дифузійна ємність не створює суттєвого впливу на роботу p-n переходу, так як вона зашунтована малим прямим опором переходу. Найбільше практичне значення має бар'єрна ємність. Еквівалентна схема p-n переходу для змінного струму має вигляд, показаний на рис.2.

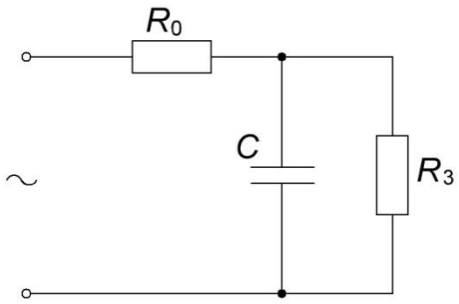


Рис.2. Еквівалентна схема p-n переходу

На цій схемі – опір товщини напівпровідників n- і p- типу і виводів від них (біля 1Ом); – опір переходу, який залежить від величини і полярності прикладеної напруги; С – сума бар'єрної і дифузійної ємності. При зворотній напрузі дифузійна ємність відсутня і , а ,тобто має дуже велику величину. При роботі на високих частотах ємнісний опір — зменшується і зворотній струм може пройти через цю ємність.

6. **Контакт метал – напівпровідник. Перехід Шотткі**

6.1. **Утворення переходу Шотткі.**

Перехід Шотткі виникає на границі металу і напівпровідника n-типу, причому метал повинен мати роботу виходу електрона більшу, ніж напівпровідник.

Ам>Аn

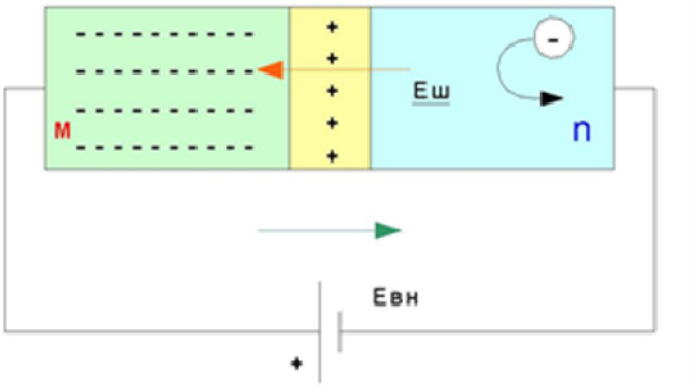


Рис.6. Структура переходу Шотткі

Ам – робота виходу електронів із металу;

Аn – робота виходу електронів із напівпровідника;

При контакті двох матеріалів з різною роботою виходу електронів електрон проходить із матеріалу з меншою роботою виходу в матеріал з більшою роботою виходу, і ні при яких умовах - навпаки. Електрони із приконтактного шару напівпровідника переходять у метал, а на їхньому місці залишаються нескомпенсовані позитивні заряди йонів донорної домішки. У металі велика кількість вільних електронів, і, отже, на границі метал-напівпровідник виникає

електричне поле й потенціальний бар'єр. Створене поле буде гальмуючим для електронів напівпровідника і буде відкидати їх від межі поділу. Межа поділу металу і напівпровідника із шаром позитивних зарядів йонів донорної домішки називається переходом Шотткі (відкритий в 1934 році).

6.2. **Пряме й зворотне включення діодів Шотткі**.

- Якщо прикласти зовнішню напругу плюсом до металу, а мінусом до напівпровідника, виникає зовнішнє електричне поле, спрямоване зустрічно полю переходу Шотткі. Це зовнішнє поле компенсує поле переходу Шотткі і буде прискорювальним для електронів напівпровідника. Електрони будуть переходити з напівпровідника в метал, формуючи порівняно великий прямий струм. Таке включення називається прямим.(рис.6)
- При подачі зовнішньої напруги мінусом до металу, а плюсом до напівпровідника виникає зовнішнє електричне поле, яке співпадає з полем переходу Шотткі. Обидва ці поля будуть гальмуючими для електронів напівпровідника, і будуть відкидати їх від межі поділу. Обидва ці поля будуть прискорюючими для електронів металу, але вони через межі поділу не пройдуть, тому що в металі більша робота виходу електрона. Таке включення переходу Шотткі називається зворотним.

Зворотний струм через перехід Шотткі буде повністю відсутній, тому що в металі не існує неосновних носіїв зарядів. Переваги переходу Шотткі:

- відсутність зворотного струму;
- перехід Шотткі може працювати на НВЧ;
- висока швидкодія при перемиканні із прямого стану у зворотний і навпаки.

Недолік - вартість. В якості металу в більшості використовують золото.

7. **Тунельний ефект**

Тунельний ефект в напівпровідниках відкритий в 1958 р. японським вченим Лео Есакі. Цей ефект проявляється на p-n переході вироджених напівпровідниках.

Тунельний ефект заключається в тому, **що електрони проходять через потенціальний бар'єр** p-n **переходу**, **не змінюючи своєї енергії**. Для отримання тунельного ефекту використовують напівпровідниковий матеріал (германій, арсенід галію) з дуже високим коефіцієнтом домішок(до 10^{21}домішкових атомів на 1 $см^3$). Напівпровідники з такою високою концентрацією домішок називають **виродженими**, а їх властивості стають дуже схожими на властивості металів. В наслідок високої концентрації домішок в обох областях напівпровідникового кристала ширина p-n переходу дуже мала (близько 0,01 мкм), що призводить до значного підвищення напруженості електричного поля на переході ($5 \cdot 10^5 \div 7 \cdot 10^5$ В/см). У цих умовах електрони можуть переходити від атома до атома, навіть не набуваючи енергії, потрібної для відривання від ядра. Таким чином електрони можуть переходити з валентної зони в зону провідності, не витрачаючи енергії на подолання забороненої зони. Електрони в цьому разі не долають потенціальний

бар'єр, а проходять через нього, немов через тунель. Тому описане явище дістало назву **тунельного ефекту**.

Отже, властивість односторонньої провідності на p-n переході при тунельному ефекті відсутня, а струм через p-n перехід буде мати три складові:

$$I = I_{т.пр.} - I_{т.зв.} + I_{диф.}, \qquad (11)$$

де $I_{т.пр.}$ – прямий тунельний струм спрямування, за рахунок проходження зарядів через тунелі при прямому включенні;

$I_{т.зв.}$ – зворотний тунельний струм, той же самий, що й прямий, але при зворотному включенні ;

$I_{диф.}$ – дифузійний струм, що створюється переміщенням електронів і дірок провідності.

Вольт-амперна характеристика p-n переходу при тунельному ефекті буде мати вигляд, зображений на рис.7.

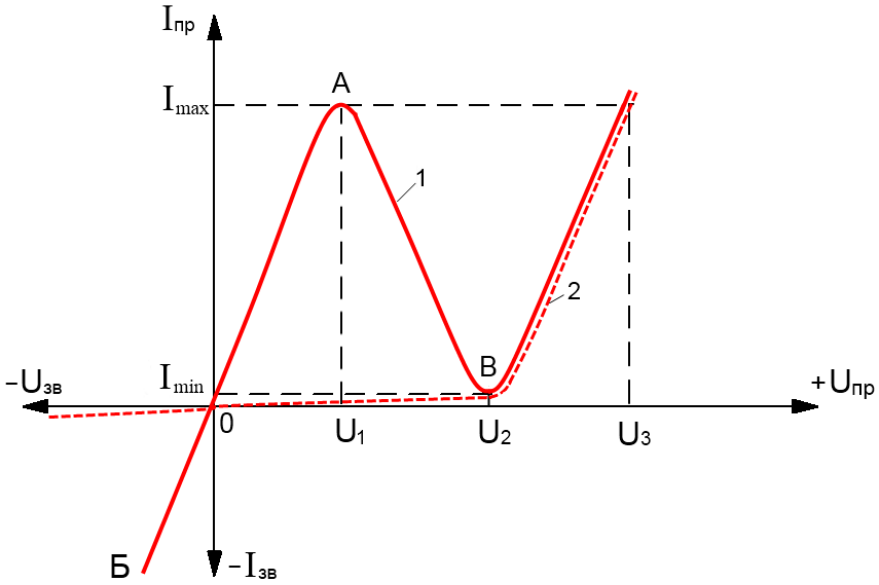


Рис.1. Вольт-амперна характеристика p-n переходу з тунельним ефектом (1) і звичайного p-n переходу (2)

При відсутності зовнішньої напруги струм, що проходить через p-n перехід практично рівний нулеві. З підвищенням прямої напруги, прикладеної до p-n переходу, потік електронів з області n в область p зростатиме, а з p у n – зменшиться. В наслідок цього прямий струм збільшується і при деякій напрузі U_1 досягне максимального значення $I_{мах.}$ (точка А на рис.7). Якщо ж змінити полярність джерела, то потік електронів з p-області в n-область зростатиме, а з n-області в p-область – зменшиться. Тому результуючий струм змінить свій напрям і в міру підвищення зворотної напруги лінійно зростатиме (ділянка 0Б на рис.1).

Основна властивість вольт-амперної характеристики p-n переходу з тунельним ефектом полягає в тому, що при подачі прямої напруги, яка перевищує U_1 прямий струм починає досить різко зменшуватися до деякого мінімального I_{min}. Наявність спадаючої характеристики (АВ на рис.7) можна пояснити так. Підвищення прямої напруги, з одного боку, призводить до підвищення тунельного струму, а з другого – до зменшення напруженості електричного поля в p-n переході. Тому при деяко-

му значенні прямої напруги U_2 тунельний ефект зникає, а p-n перехід набуває звичайні властивості, пов'язані з проходженням через нього дифузійного струму (на рис. 7 крива 1 в інтервалі після U_2 співпадає з кривою 2).

В інтервалі напруг від U_1до U_2 зростання напруги призводить до зменшення струму. Отже, на цій ділянці p-n перехід чинить змінному струму деякий **негативний опір**

$$-R_{\text{д}} = \frac{+\Delta U}{-\Delta I}$$

Зменшення струму, зумовлене зростанням напруги, еквівалентне зсуву фази між вказаними величинами на 180°. Тому потужність змінного сигналу, що дорівнює добутку струму на напругу, матиме негативний знак. Це означає, що негативний опір не споживає потужності змінного сигналу, а віддає її у зовнішнє коло.

В електроніці поняття " негативний опір " відоме давно. З допомогою негативного опору можна компенсувати втрати, які спричиняє в схемі негативний опір, і залежно від поставленого завдання здійснити підсилення, генерування або перетворення електричних сигналів.

На цьому явищі заснована робота тунельних діодів, які використовують для підсилення і генерування НВЧ коливань.

8. **Гетероперехід**

Гетеропереходом (від грец. гетер – інші) називають перехід, створений в результаті контакту напівпровідників з різною шириною забороненої зони. Прикладом гетеропереходів можуть бути переходи германій – кремній, германій – арсенід галію та ін.

Електронно – діркові переходи формуються в однорідних матеріалах (кремнію або германію та ін.). Напівпровідник обох ділянок має однакову ширину забороненої зони. Тому такі переходи ще називають **гомопереходами**.

Для формування гетеропереходів використовують напівпровідники з подібними кристалічними структурами. Принципово новий підхід у фізичному матеріалознавстві зумовив створення не тільки гетеропереходів між напівпровідниками n – і p – типу, але і гетеропереходи з одним типом провідності: nn або pp.

На рис.8. приведена енергетична діаграма p – n гетеропереходу, в якому ширина забороненої зони діркового напівпровідника менша, ніж у електронного.

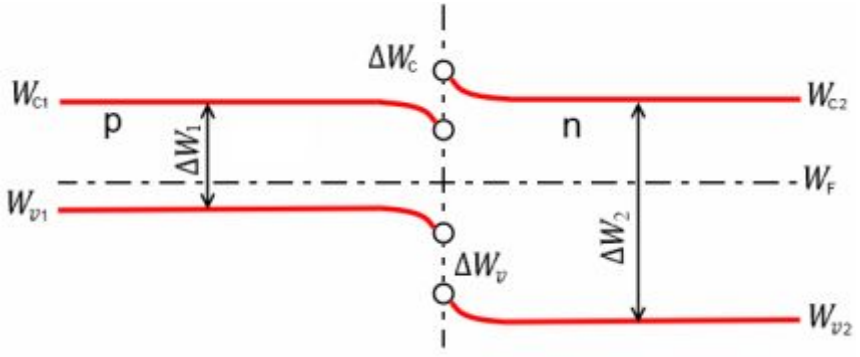


Рис.8.Енергетична діаграма p – n гетеропереходу

Особливістю енергетичної діаграми гетеропереходу являється розрив енергетичних рівнів у валентній зоні ΔW_v і в зоні провідності ΔW_c. Величина розривів залежить від співвідношення ширини заборонених зон ΔW_1 і ΔW_2. У гетеропереходах створюються дві збіднені зони: d_n та d_p . Висота потенціального бар'єра для електронів, що рухаються з n – у p – ділянку, відрізняється від висоти потенціального бар'єра для дірок, що рухаються з p – у n – ділянку. Тому під час вмикання прямої напруги буде переважати інжекція електронів навіть тоді, коли p – ділянка має таку концентрацію домішок, що і n – ділянка. Тобто можна реалізувати односторонню інжекцію носіїв заряду. Цим гетероперехід принципово відрізняється від гомопереходу.

У гетеропереходах між напівпровідниками одного типу провідності можна значно підвищити потенціальний бар'єр для неосновних носіїв. Це застосовується на практиці для обмеження області накопичення неосновних носіїв. Так при використанні гетеропереходів типу nn в прямій провідності приймають участь тільки основні носії струму – електрони . Це означає , що при перемиканні приладу із прямого вмикання в зворотне в ньому буде відсутнє повільне «розсмоктування» неосновних зарядів, як в звичайних p – n переходах. Значить, за допомогою подібних гетеропереходів може бути суттєво зменшено час перемикання напівпровідникових приладів (до 0,3-Нс).

Гетеропереходи між напівпровідниками одного типу провідності використовують для створення надвисокочастотних транзисторів та надшвидкодіючих цифрових інтегральних мікросхем.

Тема 1.5.**ОПТИЧНІ І ФОТОГАЛЬВАНІЧНІ ЯВИЩА В НАПІВПРОВІДНИКАХ**

План

1. Фотопровідність в напівпровідниках. Фоторезистивний ефект.
2. Фотогальванічний ефект.
3. Електромагнітне випромінювання в напівпровідниках. Лазери.

В сучасній електронній техніці широкого застосування набули напівпровідникові прилади, принцип дії яких оснований на фотоелектричному і оптоелектричному перетвореннях сигналів. Перший із цих принципів зумовлений зміною електрофізичних властивостей напівпровідників в результаті поглинається ним квантів світла. При цьому змінюється провідність напівпровідників або виникає ЕРС, що приводить зміни струму в колі, в якому ввімкнений фото чутливий елемент. Другий принцип оснований на генерації випромінювання в провіднику, зумовленого прикладеною до нього напругою і струмом, що протікає через світловипромінювальний елемент. Приведені принципи складають основу нового науково-технічного напрямку оптоелектроніки.

Серед основних оптичних і фотоелектричних явищ, що протікають в напівпровідниках, можна виділити наступні:

- Фотопровідність;
- Фотоефект в напівпровіднику;
- електролюмінесценція
- Стимульоване когерентне випромінювання

1. **Фотопровідність в напівпровідниках**. **Фоторезистивний ефект**.

Збільшення електропровідності напівпровідника під дією оптичного випромінювання називається фотопровідністю.

При освітленні напівпровідника в ньому проходить генерація електронно-діркових пар за рахунок переходу електронів з валентної зони в зону провідності. При цьому питома електропровідність напівпровідника зростає на величину:

$$\Delta б = e\,(\mu_n \Delta n_i + \mu_p \Delta p_i) \quad (1)$$

де e – заряд електрона;
μ_n – рухливість електронів;
μ_n – рухливість дірок;
Δn_i - концентрація генеруючи електронів;
Δp_i – концентрація генеруючи дірок.

Для переводу електрона з валентної зони в зону провідності енергія кванта світла фотона повинна задовольнити умову:

$$h\nu_{кр} \geq \Delta W \quad (2)$$

де h – стала Планка;
ΔW – ширина забороненої зони напівпровідника;
$\nu_{кр}$ - критична частота електромагнітного випромінювання.

Для рівності (2) можна стверджувати наступне:

- Випромінювання з частотою $\nu < \nu_{кр}$ не визиває фотопровідність, так як енергія кванта $h\nu < \Delta W$ недостатня для переводу електрона із валентної зони в зону провідності.
- Якщо $h\nu > \Delta W$, то надлишкова енергія відносно ширини забороненої зони передається електронам у вигляді кінетичної.
- Критичній частоті $\nu_{кр}$ відповідає гранична довжина хвилі:

$$\lambda_{гр} = \frac{c}{\nu_{кр}} \quad (3)$$

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с – швидкість світла

При довжинах хвиль, більших за граничну, фотопровідність різко падає.

Поглинання енергії світла в напівпровіднику приводить до появи вільних носіїв заряду, при цьому міняється питома електропровідність напівпровідника, а значить і його внутрішній опір.

Зміна електричного опору напівпровідника під дією оптичного випромінювання, що не зв’язано з його підігрівом, називається **фоторезистивним ефектом**.

2. **Фотогальванічний ефект**

При освітленні електронно-діркового переходу і прилеглих до нього ділянок напівпровідників між ними виникає електрорушійна сила (фото-ЕРС). Цей ефект називається **фотогальванічним**.

Розглянемо p-n структуру, в якій p-n перехід підлягає опроміненню світлом (рис.1.)

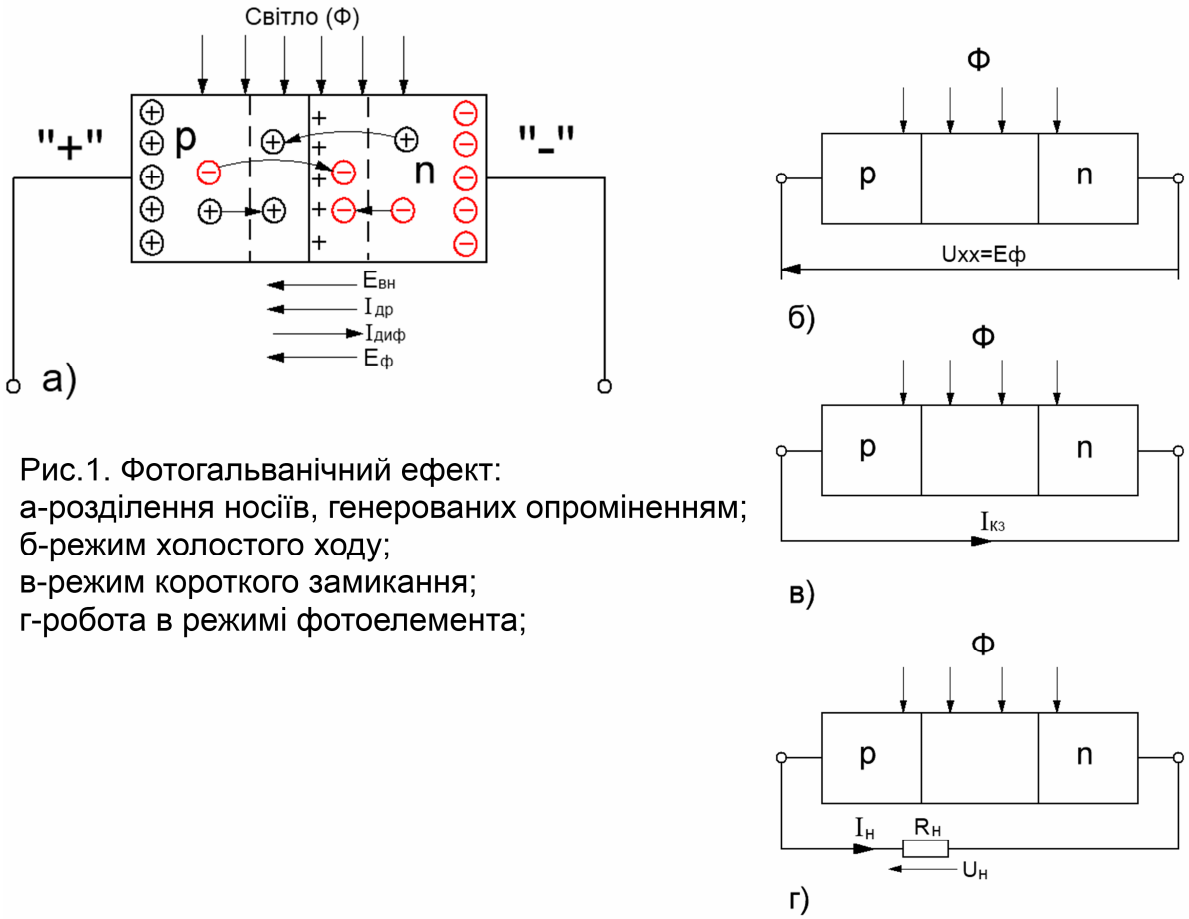


Рис.1. Фотогальванічний ефект:
а-розділення носіїв, генерованих опроміненням;
б-режим холостого ходу;
в-режим короткого замикання;
г-робота в режимі фотоелемента;

Під час освітлення та власного поглинання в ідеалізованому p-n переході та прилеглих до нього областях генеруються надлишкові носії електрони і дірки. Електричне поле переходу $E_{ВН}$, яке формується в стані рівноваги, переміщує дірки в p-область, а електрони в n-область, розділяючи тим самим створені носії зарядів (рис.1.). Дірки дрейфують в p-область, а електрони в n-область. Таким чином, під час опромінення через перехід переходить дрейфовий струм нерівноважний неосновних носіїв заряду – фотострум $I_Ф$. При цьому концентрація дірок в p-області, і електронів в n-області підвищується, що зумовлює компенсацію об'ємного заряду нерухомих домішкових іонів на межі переходу. Потенціальний бар'єр збільшує струм дифузії $I_{диф}$основних носіїв, який через перехід тече зустрічно фотоструму.

У стані рівноваги, якщо $Ф = const$, струм дифузії $I_{дф}$ дорівнює дрейфовому струму $I_ф$, який складається із фотоструму $I_ф$ і теплового струму I_0, тобто виконується умова динамічної рівноваги;

$$I = I_{дФ} - I_Ф - I_0 \quad (1)$$

В ідеалізованому p-n– переході струм дифузії і тепловий струм зв'язані залежністю:

$$I_{дф} = I_0 \cdot e^{E/\varphi T} \quad (2)$$

Тоді з умови (2) випливає фото –ЕРС :

$$I_ф = I_0(e^{E_ф/\varphi т} + 1) \quad (3)$$

Звідки значення фото – ЕРС:

$$E_ф = \varphi_T \ln \left(1 + \frac{I_ф}{I_0} \right) \quad (4)$$

Напруга холостого ходу ($U_{XX} = U_ф$) не може перевищувати контактну різницю потенціалів ф-n переходу $\varphi_к$. Зі збільшенням U_{XX} зменшується напруга, що зумовлює розділення оптично створених носіїв, що, в свою чергу , обмежує U_{XX}. Досягає стан рівноваги.

Під час замикання p-n переходу, що опромінюється потоком Ф, у зовнішньому колі протікає струм короткого замикання $I_{кз}$.(рис.16). Він створюється носіями, спричиненими потоком світла.

Якщо за умови $ф \neq 0$до переходу підключити резистор навантаження R_H, у зовнішньому колі потече струм $I_Н$ (рис.1 т) і напруга на зовнішніх затискачах фотоелементу зменшиться до деякого значення $U_H < U_Ф$. При цьому струм в навантаженні $I_Н = U_H/R_H = I_Ф - I_0(e^{U_H/\varphi_т} - 1)$

3. **Електромагнітне випромінювання в напівпровідниках**. **Лазери**.

3.1 **Основні властивості і види оптичного випромінювання**

Оптичне випромінювання має таку ж фізичну природу як і радіохвилі, тобто відноситься до класу електромагнітних хвиль.

Оптичне випромінювання – це електромагнітні хвилі з довжиною хвилі λ в діапазоні від 1 мн до 1 нм. Цей діапазон містить три під діапазони – ультрафіолетовий УФ (УФ-А,УФ-В,УФ-С), видимий та інфрачервоний ІЧ (ІЧ-А,ІЧ-В,ІЧ-С). Ультрафіолетовий спектр випромінювання відповідає довжинам хвиль 1нн .. 0,38мкм, видимий – 0,38… 0,78 мкм, інфрачервоний – 0,78 мкм … 1мн.

Електромагнітне випромінювання оптичного діапазону має подвійну природу. Для однієї групи явищ – це хвильовий процес із частотою коливань V або довжиною хвилі **λ**, а для другої – потік елементарних частинок, які називають **фотонами**, з енергією $E = eBY$:

$$E=Hv=ch/\lambda \text{ або } E\text{-}1235/\lambda=4{,}1\cdot 10^{-15}, \quad (1)$$

де h – стала Планка Д ж·с; V – частота, Гц, С – швидкість світла, см·c^{-1}, **λ** – довжина хвилі, мкм.

Одним із основних параметрів випромінювання являється **ширина спектру випромінювання** – діапазон частот або довжин хвиль, який займає випромінювання даного приладу.

Слід зауважити, що оптичні коливання випромінюють збуджені атоми; збуджений атом, що має надлишок енергії, переходить в стан з меншою енергією і при цьому випромінює електромагнітну хвилю. Процес переходу триває приблизно $\Delta t = 10 - 8$ с, стільки ж часу атом випромінює. Таким чином, атом випромінює

не безперервну хвилю, а хвильовий «пакет» (хвильовий «цуг») (рис.1). Довжина такого хвильового «пакета» $l = x_2 - x_1 = c_0 \cdot \Delta t \approx 3м$, довжина ж хвилі оптичного коливання біля $10^{-6}м$, тобто у хвильовому пакеті вкладаються мільйони оптичних коливань.

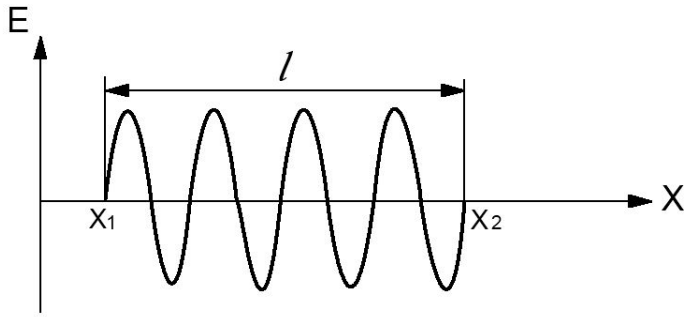


Рис 1. Оптичне випромінювання атома;
E- електрична складова електромагнітної хвилі.

В загальному випадку оптичне випромінювання – це несинусоїдна хвиля, яка може бути приставлена рядом гармонічних складових. Амплітуди і початкові рази різних гармонійних складових визначають склад оптичного випромінювання.

Виділяють два види оптичного випромінювання: **некогерентне** та **когерентне**. Випромінювання квантів світла з напівпровідниках здійснюється в результаті рекомбінації електронів, їх переходу на більш низький енергетичний рівень. Випромінювальна рекомбінація носіїв заряду може відбуватися мимоволі (спонтанно) або вимушено (індуковано). Спонтанне випромінювання є некогерентним. Таке **некогерентне** випромінювання є хаотичним, багаточастотним, не має строгої спрямованості і характеризується лише інтенсивністю. Випущене випромінювання є **когерентним**. Хвилі називаються когерентними, якщо різниця їх фаз залишається сталою за часом. Когерентними можуть бути лише коливання, які мають однакову частоту. Для цього коливання всіх випромінювальних атомів мають бути узгодженні в часі.

3.2. **Джерела оптичного випромінювання**. **Лазери**

Напівпровідникові оптичні випромінювачі можна розділити на дві групи:

- Випромінювачі, основані на принципі спонтанної інжекційної електролюмінесценції;
- Оптичні генератори когерентного випромінювання (лазери).

Властивість напівпровідників створювати електромагнітне нетеплове випромінювання, тривалість якого значно перевищує період світлових коливань, називається **люмінесценцією**. На відміну від світіння розжарених тіл для люмінесценції не потрібне нагрівання. Крім того, люмінесценція продовжується ще деякий час після вимкнення збуджувальної енергії. Якщо цей час більший ніж $10^{-3}c$, явище називають фосфоресценцією, а якщо менший – флюоресценцією. Люмінесценція має два основні етапи. На першому етапів них під дією збуджувальної енергії відбувається генерація носіїв заряду, на другому – генеровані носії заряду рекомбі-

нують. Енергія, яка виділяється, перетворює або в оптичне випромінювання, або в теплоту.

Залежно від видів збуджувальної енергії, що зумовлює збудження атомів, розрізняють: електромінесценцію (електричним полем); катоволюмінесценцію (бомбардування напівпровідника електронами; фотолюмінесценцію (освітлюванням) тощо.

Інжекційна люмінесценція – це генерація оптичного випромінювання в p-n переході. Вона об'єднує два процеси: інжекцію носіїв і власну електролюмінесценцію. За допомогою інжекції забезпечується створення нерівноважних носіїв заряду, для чого p-n перехід зміщується джерелом напруги у прямому напрямі. У такому режими електрони з n- області напівпровідника інжектують у p – область, де вони є не основними носіями заряду, а дірки – в зустрічному напрямі. Далі відбувається рекомбінація зайвих неосновних носіїв заряду з електричними зарядами протилежного знаку. Випромінювальною є область лише з одного боку p-n переходу, для чого n-область легують сильніше, ніж акцепторну p-область. Таким чином, у несиметричній структурі інжекція є односторонньою – з n-емітера в p-базу – і випромінює базова область. Принцип інжекційної люмінесценції використовується у світлодіодах. На рис. 2. а. приведено будову та схему вмикання лазерного світлодіода.

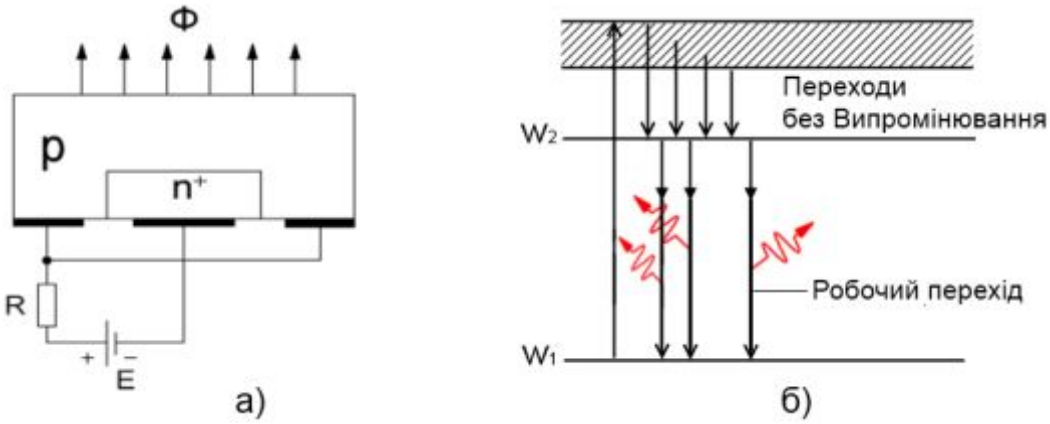


Рис.2. а – будова та схема вмикання лазерного світлодіода;
б – схема енергетичних переходів в лазерному світлодіоді

В лазерному світлодіоді за рахунок відкритого p-n переходу (під дією E) частина електронів із нижніх енергетичних рівнів W_1 переходить на більш високі рівні, а потім знаходиться на деякому рівні збудження (метастабільному рівні) W_2 (рис.2б) Повернення цих електронів із рівня W_2 на рівень W_1 характерезується електромагнітним випромінюванням, довжина хвилі якого визначається за виразом:

$$\lambda = \frac{1{,}23}{W_2 - W_1}, \qquad (2)$$

де λ- довжина хвилі,мкм; W_2, W_1- рівні енергії, еВ.

Оптичне випромінювання люмінесцентного напівпровідника являє собою накладання (суперпозицію) електромагнітних хвиль, що випромінюються великою кількістю збуджених атомів.

Так як в групі атомів внаслідок їх взаємного впливу енергетичні рівні постійно змінюються, то частоти електромагнітних хвиль їх випромінювання будуть різними. Випадковість і незалежність процесів випромінювання в цьому випадку включає визначеної фазової залежності між випромінюваннями атомів, в різних моменти часу. Таким чином, оптичне випромінювання світлодіодного лазера є некогерентним.

Напівпровідникові лазери. Напівпровідниковий лазер – це випромінювальний напівпровідниковий прилад (генератор випромінювання), який перетворює електричну енергію або енергію некогерентного випромінювання назвали лазерами (laser – light wave amplification by stimulated emission of radiation, підсилення світлових хвиль за допомогою стимульованого випромінювання).

Процес виникнення вимушеного випромінювання дуже спрощено полягає в наступному. Представимо собі, що актом вже збуджений і знаходиться на рівні енергії більший за (рис.3 а). Якщо на такий атом подає квант зовнішньої електромагнітної хвилі , то атом переходить в не збуджений стан , і при цьому виникає вимушене випромінювання.

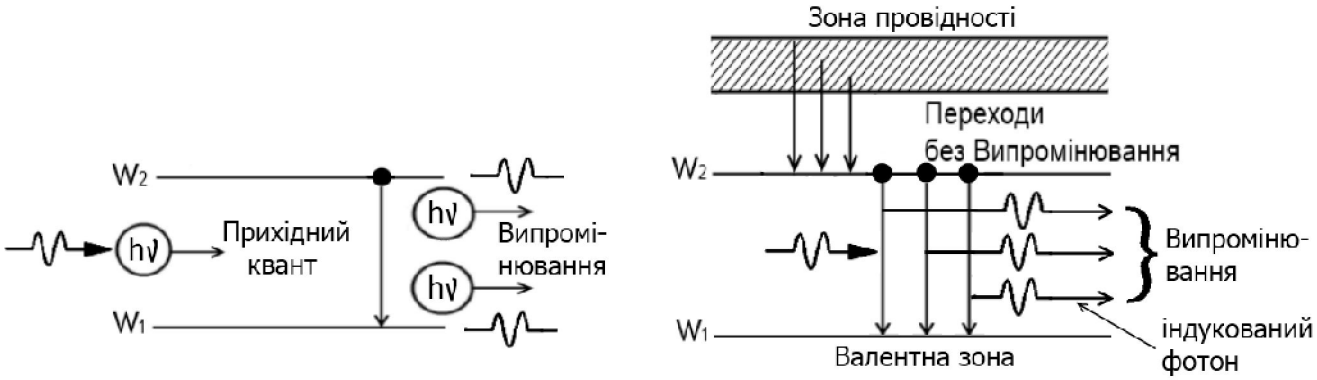


Рис. 3. Виникнення вимушеного випромінювання:
а – для одного атома; б – для групи атомів

Обі хвилі, зовнішня та індукована,поширюється в одному напрямі. Нагадаємо, що при накладанні в прості двох когерентних хвиль у різних його точках створюється підсилення між фазами цих хвиль (інтерференція хвиль). Таким чином отримуємо подвійне підсилення енергії випромінювання за рахунок збудженого атома. Подібне явище можна спостерігати і в групі атомів, наприклад в кристалі (рис. 3б)

Під час вимушеної рекомбінації формується когерентне випромінювання, що є принциповою відмінністю напівпровідникових лазерів від світлодіодів. Створивши умови для вимушеної рекомбінації, можна керувати випромінюванням збуджених атомів напівпровідника за допомогою електромагнітних хвиль і таким чином підсилювати та генерувати **когерентне** випромінювання.

Для роботи лазера необхідне переважання вимушеної випромінювальної рекомбінації над поглинанням квантів світла. Переважання випромінювання над поглинанням залежить від співвідношення в кристалі напівпровідника збуджених і

не збуджених атомів, тобто від населеності енергетичних рівнів були більш заповнені електронами, ніж нижні. Такий стан напівпровідника називають **станом з інверсною населеністю**.

Для створення інверсної населеності необхідна додаткова енергія – **енергія накачування**, яка надходить від зовнішнього джерела. Існують різні способи накачування лазерів (оптичне накачування, електричне накачування, електронне та ін.)

Поширеними є спосіб створення інверсної населеності інжекційним накачуванням : за допомогою інжекції носіїв заряду під час прямого вимикання p-n- переходу (інжекційні лазери).

Для створення когерентного випромінювання необхідно створити в напівпровіднику стан інверсної населеності. Середовище, в якому підтримується такий стан, називають активним середовищем або лазерним активним середовищем. Інжекційних лазерах для створення такого середовища p-n- перехід вмикають в прямому напрямі. Необхідно також створити умови для внутрішнього підсилення випромінювання, коли створення фотонів за рахунок вимушеного випромінювання переважає втрати випромінювання на поглинання то розсіювання. Таке підсилення оптичного випромінювання, яке ґрунтується на використанні вимушеної рекомбінації, називають **лазерним підсиленням**.

Для реалізації лазерного підсилювача треба забезпечити проходження кожного кванта світла в площині p-n- переходу декілька разів. Для цього в лазерах формують оптичні резонатори. Найпростіший резонатор складається з двох дзеркал, які забезпечують багаторазове проходження з двох дзеркал, які забезпечують багаторазове проходження хвилі випромінювання через активне середовище. Для виведення випромінювання дзеркало роблять прозорим. За допомогою такої системи створюється позитивний зворотний зв'язок з такими параметрами, щоби енергія випромінювання , яка передається з виходу лазерного підсилювача на його вхід, була б достатньою для компенсації втрат та виникнення лавиноподібного процесу лазерного випромінювання. Так лазерний підсилювач перетворюється в лазер-генератор.

Широкого розповсюдження набули інжекційні лазери з арсенід галію. Типовий лазер виготовляють у формі паралелепіпеда. На рис. 4 приведена конструкція типового напівпровідникового інжекційного лазера.

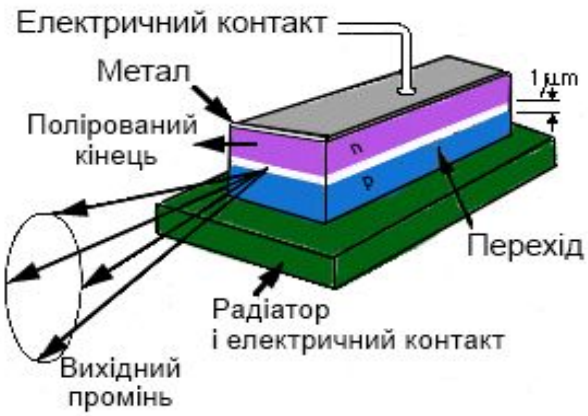


Рис.4.Конструкція напівпровідникового інжекційного лазера

Розділ 2
НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ
Тема 2.1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

План

1. Класифікація і умовні позначення напівпровідникових діодів.
2. Конструкція напівпровідникових діодів.
3. Вольтамперна характеристика і основні параметри напівпровідникових діодів.
4. Випрямляючі діоди.
5. Стабілітрони.
6. Варікапи.
7. Світлодіоди.
8. Фотодіоди.
9. Високочастотні діоди.
10. Імпульсні діоди. Діоди Шотткі.
11. Тунельні діоди.

1. Класифікація і умовні позначення напівпровідникових діодів.

Напівпровідниковим діодом називається пристрій, що складається із кристала напівпровідника, що містить один p-n перехід і має два виводи.

Класифікація діодів здійснюється за наступними ознаками:

1) За конструкцією: площинні діоди, точкові діоди, мікросплавні діоди;
2) За потужністю: малопотужні, середньої потужності, потужні;
3) За частотою: низькочастотні, високочастотні, НВЧ;
4) За функціональним призначенням: випрямляючі діоди; імпульсні діоди; стабілітрони; варикапи; світлодіоди, фотодіоди, тунельні діоди.

Відповідно до діючої системи маркування напівпровідникові діоди позначають чотирма елементами. Першим елементом (буквою або цифрою) позначають вихідний матеріал Г або 1 – германій; К або 2 – кремній; А або 3 – арсенід галію. Позначення, що починаються з цифри, мають прилади, які можуть працювати при підвищених температурах; наприклад, германієві прилади при 70°С , а кремнієві при120°С .

Другим елементом (буквою) позначають тип напівпровідникового діода:

Д – випрямляючі, універсальні, імпульсні діоди; Ц – випрямляючі стовпи і блоки; А – надвисокочастотні діоди; С – стабілітрони; И – тунельні діоди; В – варикапи; Ф – фотодіоди; Л – світло діоди.

Третій елемент – число, що вказує на призначення та електричні властивості діода:

а) діоди низької частоти: випрямляючі – від 101 до 399; універсальні – від 401 до 499; імпульсні – від 501 до 599; варикапи – від 101 до 999;
б) надвисокочастотні діоди – від 101 до 699; фотодіоди – від 101 до 199;
в) тунельні діоди: підсилювальні – від 101 до 199; генераторні – від 201 до 299; перемикаючі – від 301 до 399;

г) стабілітрони – від 101 до 999.

Четвертим елементом (буквою) позначають різновиди типів з даної групи приладів. Для напівпровідникових діодів, які не мають різновидів типу, четвертого елемента немає.

Приклади маркування:

К	С	156	А
2	Д	503	Б
1	И	302	В
I	II	III	IV

КС156А – кремнієвий стабілітрон, різновидність типу А;

2Д503Б – кремнієвий імпульсний діод, різновидність типу Б;

1И302В – германієвий тунельний діод, різновидність типу Г.

Умовне графічне позначення діодів (УГП) на принципових електричних схемах (рис.1):

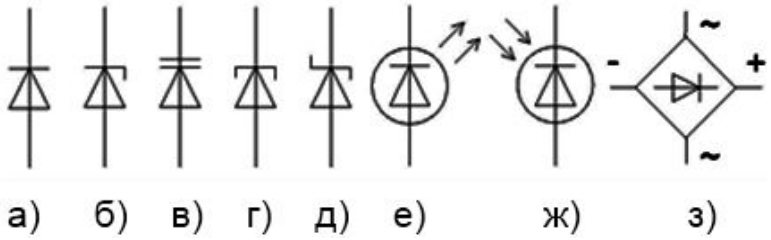


Рис.1. УГП напівпровідникових діодів:

а) випрямляючі, високочастотні, НВЧ, імпульсні й діоди Гана;
б) стабілітрони;
в) варикапи;
г) тунельні діоди;
д) діоди Шотткі;
е) світлодіоди;
ж) фотодіоди;
з) випрямляючі блоки.

2. **Конструкція напівпровідникових діодів**. Основою площинних і точкових діодів є кристал напівпровідника n-типу провідності, що називається базою діода. База припаюється до металевої пластинки, що називається кристалотримачем. Для площинного діода на базу накладається матеріал акцепторної домішки і у вакуумній печі при високій температурі (500 °С) відбувається дифузія акцепторної домішки в базу діода, в результаті чого утвориться область p-типу провідності й p-n перехід великої площини (звідси назва).

Вивід від p-області називається анодом, а вивід від n-області - катодом (див.рис.2.)

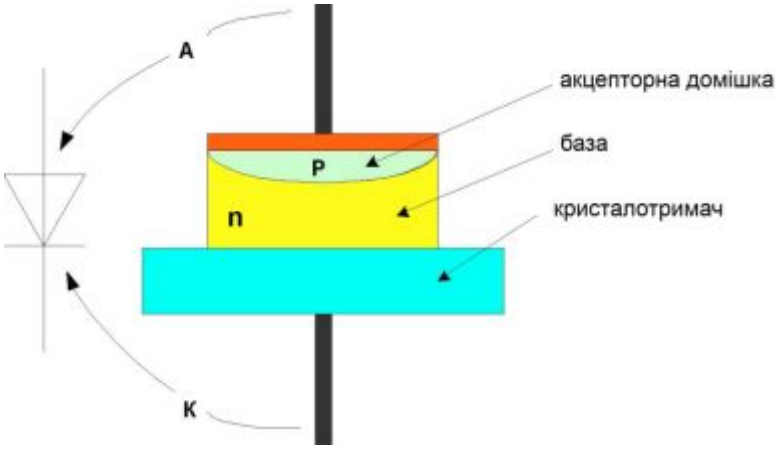


Рис.2. Конструкція площинного діода

Більша площина p-n переходу площинних діодів дозволяє їм працювати при більших прямих струмах, але за рахунок великої бар'єрної ємності вони будуть низькочастотними.

Точкові діоди.

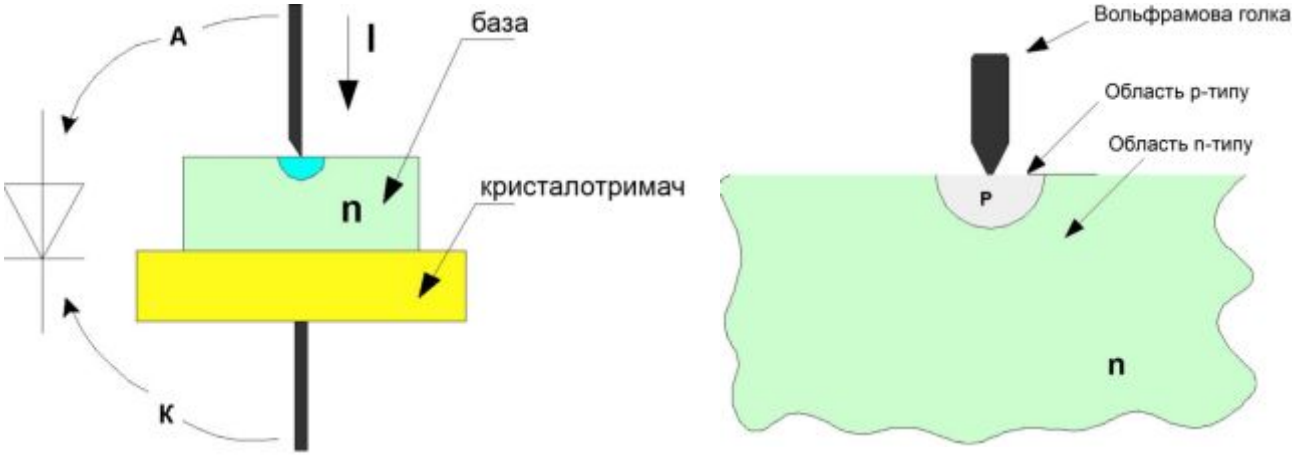


Рис.3. Конструкція точкового діода

До бази точкового діода підводять вольфрамовий дріт, легований атомами акцепторної домішки, і через нього пропускають імпульси струму силою до 1А. У точці розігріву атоми акцепторної домішки переходять у базу, формуючи p-область (див.рис.3).

Виходить p-n перехід дуже малої площі. За рахунок цього точкові діоди будуть високочастотними, але можуть працювати лише на малих прямих струмах (десятки міліампер).

Мікросплавні діоди.

Їх одержують шляхом сплавки мікрокристалів напівпровідників p- і n- типу провідності. За своїм характером мікросплавні діоди будуть площинні, а по своїх параметрах - точкові.

3. **Вольтамперна характеристика і основні параметри напівпровідникових діодів**.

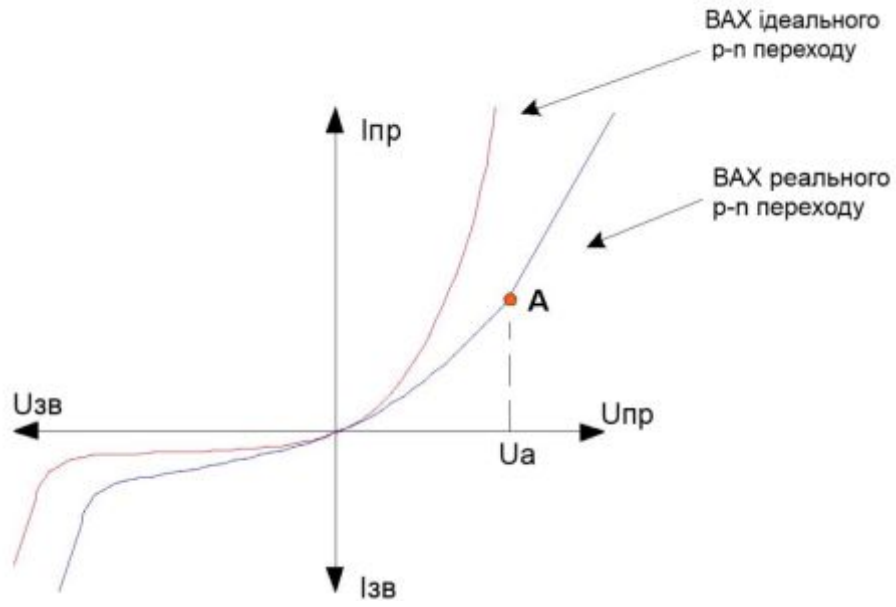


Рис.4. Вольтамперна характеристика (ВАХ) реального діода

Вольтамперна характеристика (ВАХ) реального діода (рис.4) проходить нижче, ніж в ідеального p-n переходу: має місце вплив опору бази. Після точки А вольтамперна характеристика буде представляти собою пряму лінію, тому що при напрузі Ua потенціальний бар'єр повністю компенсується зовнішнім полем. Крива зворотного струму ВАХ має нахил, тому що за рахунок зростання зворотної напруги збільшується генерація власних носіїв заряду.

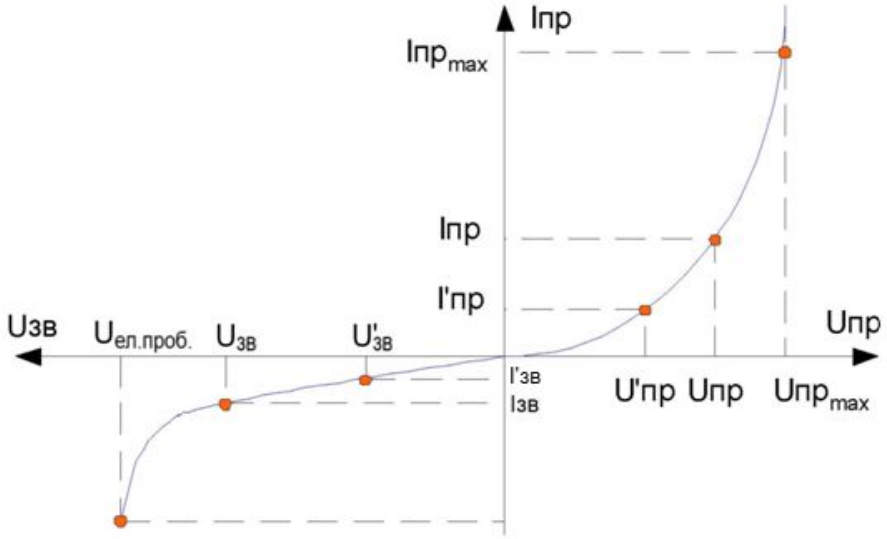


Рис.5.ВАХ напівпровідникових діодів

Основні параметри діодів:

- Пряме падіння напруги на діоді при максимальному прямому струмові Unp.max.
- Максимально допустима зворотна напруга Uзв.max = (2/3 ÷ 3/4) Uел. проб.

- Зворотній струм при максимально допустимій зворотній напрузі Iзв.max.
- Прямий і зворотний статичний опір діода при заданих прямих й зворотних напругах:

$$R_{\text{ст.пр}} = \frac{U_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}}} \; ; \; R_{\text{ст.зв}} = \frac{U_{\text{зв}}}{I_{\text{зв}}}$$

- Прямий і зворотний динамічний опір діода:

$$R_{\text{іпр}} = \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\Delta I_{\text{пр}}} \; ; \quad R_{\text{іпр}} = \frac{U_{\text{пр}} - U'_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}} - I'_{\text{пр}}} \; ; \quad R_{\text{ізв}} = \frac{\Delta U_{\text{зв}}}{\Delta I_{\text{зв}}} \; ; \quad R_{\text{ізв}} = \frac{U_{\text{зв}} - U'_{\text{зв}}}{I_{\text{зв}} - I'_{\text{зв}}}$$

4. **Випрямні діоди**

Випрямним діодом називається напівпровідниковий діод, призначений для перетворення змінного струму в постійний у силових колах, тобто в джерелах живлення. Випрямні діоди завжди площинні, вони можуть бути германієві або кремнієві.

Основними методами одержання електронно – діркових переходів для випрямних діодів являються сплавлення і дифузія. Електронно – дірковий перехід малопотужного сплавленого кремнієвого діода утворюється вплавленням алюмінію в кремній. На рис. приведена конструкція малопотужного та потужного діодів.

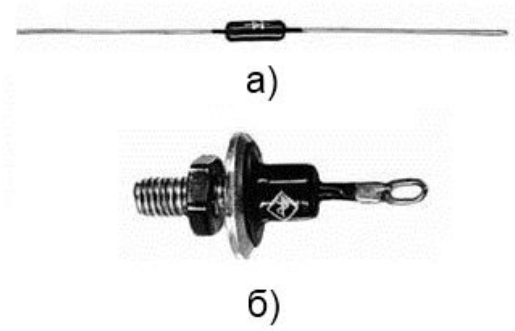


Рис.6. Конструкція малопотужного (а) та потужного (б) діодів.

Робота напівпровідникового випрямного діода базується на властивостях електронно-діркового переходу пропускати струм тільки в одному напрямку. Основною характеристикою напівпровідникових діодів являється вольт-амперна характеристика (рис.7).

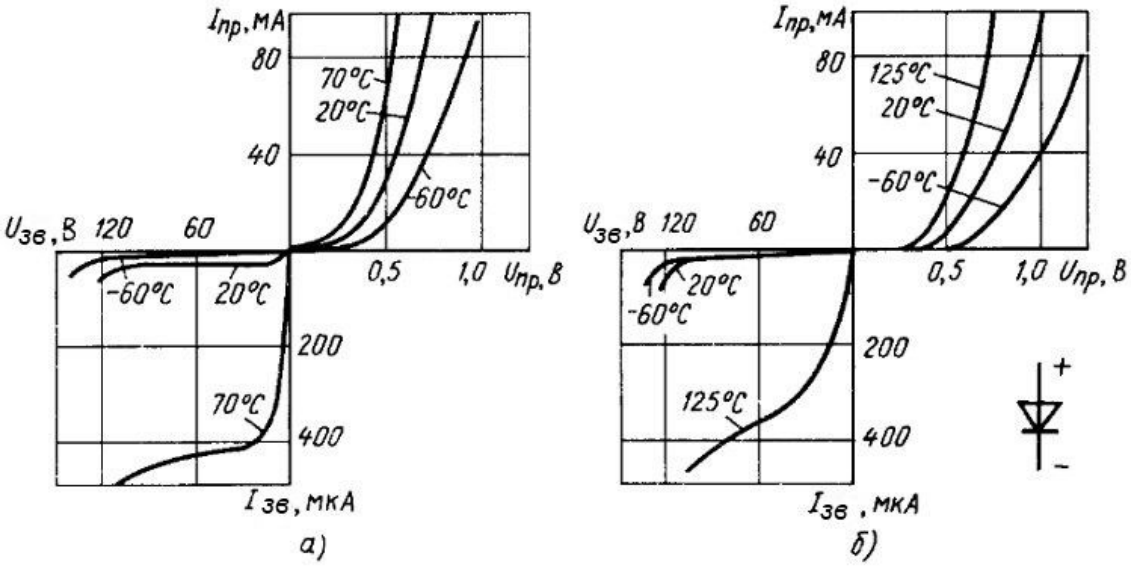


Рис.7. Воль-амперні характеристики германієвого (а) і кремнієвого (б) діодів.

З вольт-амперної характеристики видно, що електронно-дірковий перехід являється нелінійним елементом, опір якого сильно залежить від величини і полярності прикладеної напруги. З підвищенням прямої напруги опір електронно – діркового переходу зменшується. При зміні полярності прикладеної напруги опір електронно-діркового переходу різко зростає. Необхідно відмітити, що зворотна напруга кремнієвих діодів може досягати 1000 ... 1500 В, в той час, як у германієвих вона лежить в межах 100 ... 400 В. Кремнієві діоди можуть працювати при температурах від - 60 до + 150°С, а германієві від - 60 до + 85°С. Це пояснюється тим, що при температурах вище 85°С різко збільшується власна провідність германію, яка приводить до недопустимого зростання зворотного струму. Разом з тим пряме падіння напруги в кремнієвих діодів більше ніж у германієвих. Це пояснюється тим, що величина прямого опору в германієвих діодах в 1,5 - 2 рази менша ніж у кремнієвих при однаковому струмі навантаження. В зв'язку з цим у випрямляючих пристроях низьких напруг вигідно застосовувати германієві діоди.

До основних параметрів випрямляючих діодів відносяться:

а) середній прямий струм $I_{пр.сер.}$ – середнє за період значення прямого струму;

б) максимально допустимий середній прямий струм $I_{пр.сер.max.}$;

в) середній випрямлений струм $I_{впсер.}$ - середнє за період значення випрямленого струму, протікаючого через діод (з врахуванням зворотного струму);

г) максимально допустимий середній випрямлений струм $I_{вп.сер.max.}$;

д) постійна пряма напруга $U_{пр.}$ - значення постійної напруги на діоді при заданому постійному прямому струмові;

е) середня пряма напруга $U_{пр.сер.}$ - середнє за період значення прямої напруги при заданому середньому значені прямого струму;

є) постійна зворотна напруга $U_{зв.}$ - значення постійної напруги прикладеної до діода в зворотному напрямку.

ж) максимально допустима зворотна напруга $U_{зв.max.}$;

з) постійний зворотній струм $I_{зв.}$ - значення постійного струму протікаючого через

діод в зворотному напрямку при заданій зворотній напрузі;

і) середній зворотній струм $I_{зв.сер.}$ - середнє за період значення зворотного струму.

Якщо випрямлений струм більший від максимально допустимого прямого струму діода, то в цьому випадку допускається паралельне включення діодів (див.рис.8).

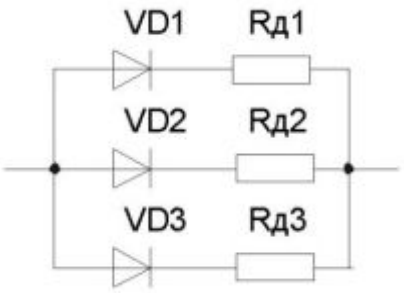


Рис.8. Паралельне ввімкнення діодів

Додаткові опори Rд величиною від одиниць до десятків Ом включаються з метою вирівнювання струмів у кожній з віток.

Якщо напруга в колі перевищує максимально допустиму зворотну напругу діода,то в цьому випадку допускається послідовне увімкнення діодів (див.рис.9).

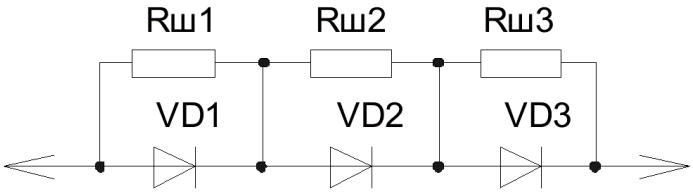


Рис.9. Послідовне ввімкнення діодів

Шунтувальні опори величиною декілька сотень кОм включають для вирівнювання спадання напруги на кожному з діодів.

Для зручності використання випрямних діодів у випрямлячах напруг промисловість випускає випрямні напівпровідникові блоки. Такі блоки складаються з випрямних напівпровідникових діодів, з'єднаних за певною електричною схемою в єдину конструкцію, що має більше двох виводів. Найчастіше використовують з'єднання діодів за матовими схемами. Так, на рис.10. а приведено електричну схему мостового випрямляча, а на рис. б деякі конструкції блоків.

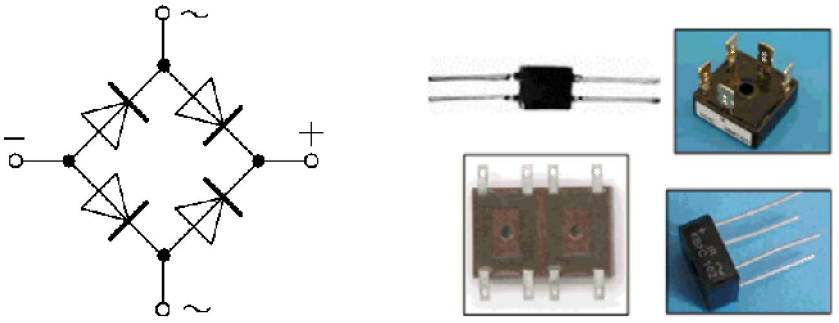


Рис.10. Електрична схема мостового випрямляча (а);
типові конструкції випрямних блоків (б).

5. **Стабілітрони**

Стабілітрон – це напівпровідниковий діод, на якому напруга в зоні електричного пробою майже не залежить від струму.

Стабілітрон використовують для стабілізації рівня постійної напруги. Стабілізація - підтримка якогось рівня незмінним. По конструкції стабілітрони завжди площинні й кремнієві. Принцип дії стабілітрона заснований на тім, що на його вольт – амперній характеристиці є ділянка, на якій напруга практично не залежить від величини струму, що протікає через діод (рис.11).

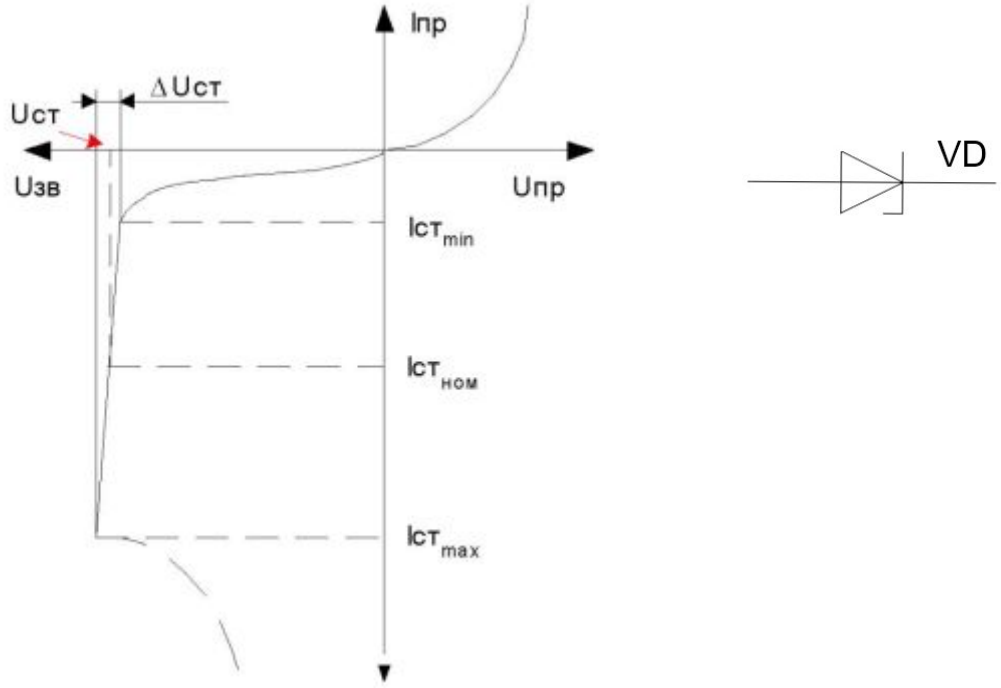


Рис.11. ВАХ стабілітрона та його умовно-графічне позначення

Такою ділянкою є ділянка електричного пробою, а за рахунок легуючих добавок у напівпровідник струм електричного пробою може змінюватися в широкому діапазоні, не переходячи в тепловий пробій.

Так як ділянка електричного пробою - це зворотна напруга, то в схемах стабілізаторів має місце зворотне увімкнення стабілітрона.

На рис.12. приведена схема елементарного (параметричного) стабілізатора напруги.

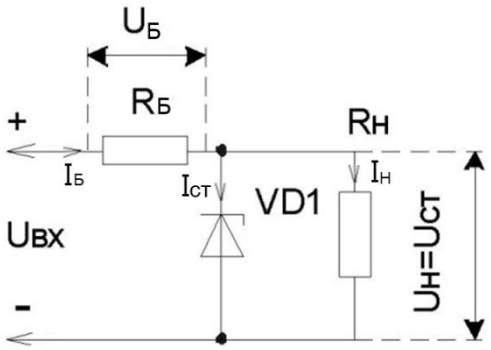


Рис.12. Принципова електрична схема параметричного стабілізатора

Вона складається із баластного резистора $R_Б$ і стабілітрона VD. Стабілізатор під'єднюється до виходу випрямляча з фільтром, а навантаження під'єднюється паралельно до стабілітрона.

Принцип роботи. Нехай напруга на вході стабілізатора $U_{ВХ}$ збільшиться на величину $\Delta U_{ВХ}$. Це приводить до збільшення напруги на стабілітроні і навантаженні. Але навіть незначне збільшення напруги на стабілітроні спричинить різке зростання струму стабілітрона, а значить і струму через баластний резистор $R_Б$. Струм, який протікає через $R_Б$:

$$I_Б = I_{СТ} + I_Н$$

Як тільки почне збільшуватись струм стабілітрона, почне збільшуватись і струм через баластний резистор, що, в свою чергу, посилить спад напруги на ньому:

$$U_{R_Б} = (I_Б + \Delta I_{СТ}) \cdot R_Б$$

Автоматична схема регулювання напруги на $R_Н (U_Н = U_{ВХ} - I_Б R_Н)$, робота якої грунтується на властивостях ВАХ стабілітрона, забезпечує майже однакові зміни $\Delta I_Б \cdot R_Б \approx \Delta U_{ВХ}$. Аналогічно схема працює під час зменшення вхідної напруги.

Висновок: стабілітрон підтримує постійність напруги при зміні струму через нього від $I_{ст.min}$ до $I_{ст.max}$.

Основні параметри стабілітронів:

- Напруга стабілізації $U_{ст}$.
- Мінімальний струм стабілізації $I_{ст.min}$;
- Максимальний струм стабілізації $I_{ст.-max}$;
- Номінальний струм стабілізації $I_{ст.ном}$. (див. рис.11):

$$I_{ст.ном} = \frac{I_{ст.max} + I_{ст.min}}{2}$$

- Диференціальний опір на ділянці стабілізації (рис.11):

$$R_д = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}} = \frac{\Delta U_{ст}}{I_{ст.max} - I_{ст.min}},$$

де $\Delta U_{ст}$ – зміна напруги стабілізації

- Температурний коефіцієнт напруги стабілізації (ТКН) (рис.13)

$$\alpha_{ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст} \cdot \Delta t} \cdot 100\%,$$

де $\Delta U_{ст}$ - зміна напруги стабілізації,

$$\Delta U_{ст} = U'_{ст} - U_{ст}$$

Δt- абсолютна зміна температури навколишнього середовища

$$\Delta t = t°_2 - t°_1$$

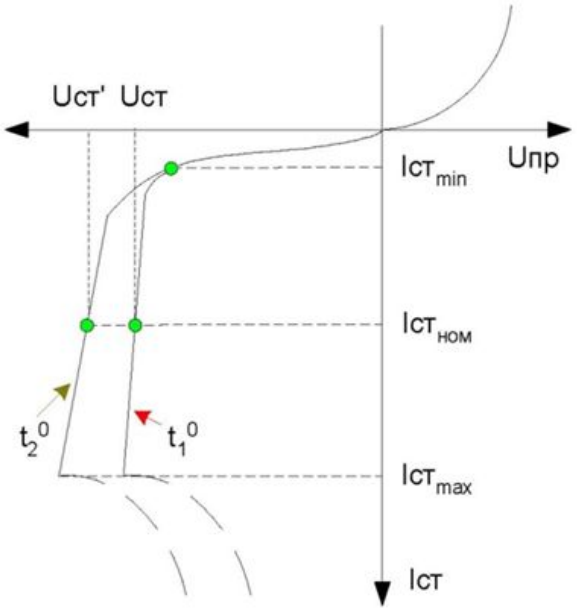


Рис.13. Визначення ТКН стабілітрона

Стабілітрони, призначені для стабілізації малих напруг, називаються **стабісторами**.

Стабістори - для стабілізації напруги менше 3В, і в них використається пряма вітка ВАХ (див. рис.14).

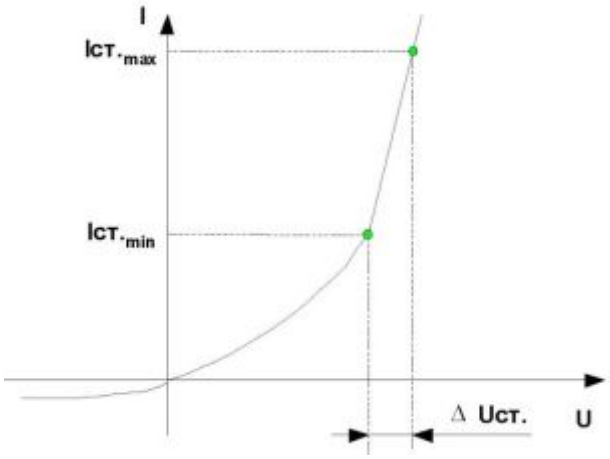


Рис.14. ВАХ стабістора

Використовуються стабістори в прямому включенні.

6. **Варикапи**

Варикапи – напівпровідникові діоди, в яких використовується бар'єрна ємність закритого p-n переходу, що залежить від величини зворотної напруги прикладеної до діода. Отже варикап використовується як конденсатор змінної ємності, який керується напругою.

Для використання властивостей варикапа до нього необхідно прикласти зворотну напругу (рис.15).

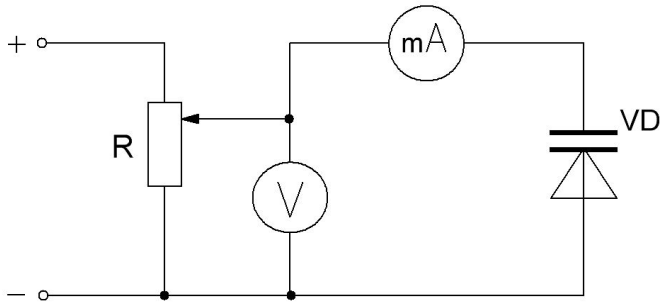


Рис.15. Схема ввімкнення варикапа

Принцип роботи. Якщо до p-n переходу подати зворотну напругу то ширина потенціального бар'єру збільшиться (рис.16.), а відповідно бар'єрна ємність зменшиться.

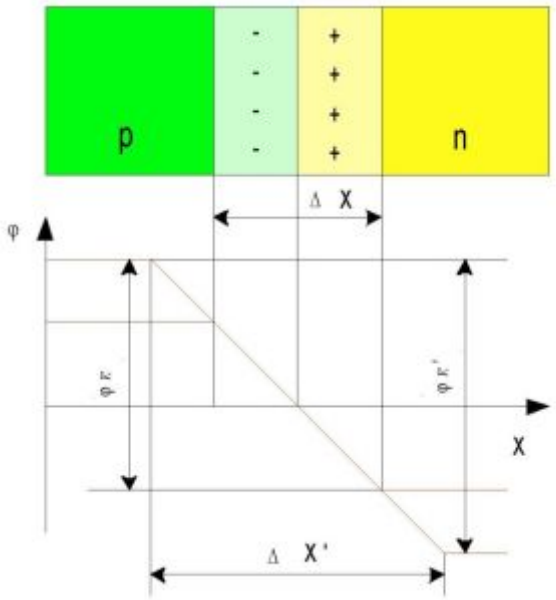


Рис.16. Принцип роботи Варикапа

Основною характеристикою варикапів є вольт – фарадна характеристика C=f(Uзв) (рис.17).

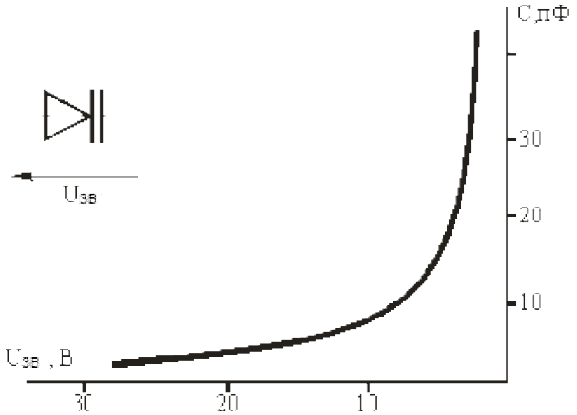


Рис.17. Вольт – фарадна характеристика варикапів

Основні параметри варикапів:

- Максимальне, мінімальне і номінальне значення ємності варикапа.
- Коефіцієнт перекриття – відношення максимальної ємності до мінімальної : $К = \frac{C_{max}}{C_{min}}$.
- Максимальна робоча температура.

Основи використання варикапа – керування (настройка) частотою коливального контуру. На рис.18 приведена схема ввімкнення варикапа в коливальний контур.

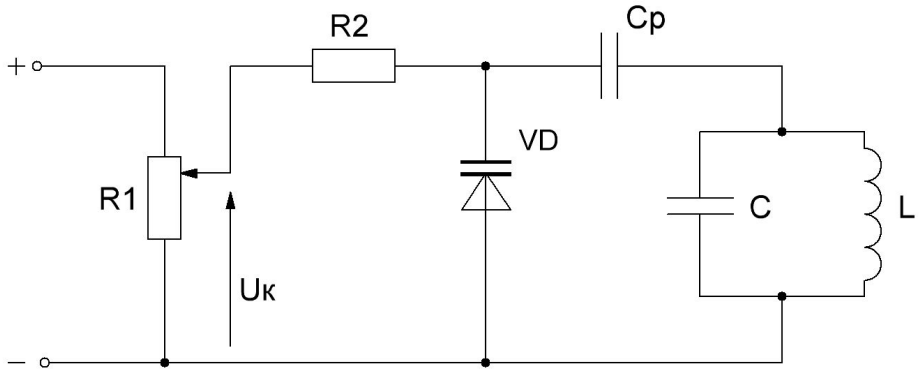


Рис.18. Схема вмикання варикапа

Керувальна напруга на варикап подається через багатотомний резистор R2.Це виключає шунтування ємності варикапа малим внутрішнім опором джерела клерувальної напруги. Змінюючи значення керувальної напруги U_k, змінюють зворотну напругу на варикапі і відповідно його ємність. Паралельно варикапу вмикається коливальний LC-контур, настроювання якого регулюють за допомогою варикапа. Роздільний конденсатор Ср вмикають для запобігання шунтуванню варикапа малим опором індуктивності для постійної напруги.

7. **Світлодіоди**.

Світлодіод – це напівпровідниковий прилад відображення інформації з одним p – n переходом, в якому відбувається перетворення електричної енергії в енергію світлового випромінювання. Світіння, що виникає в світлодіодних відноситься до явища інжекційної електролюмінесценції.

Виділяють так звані інфрачервоні випромінювальні діоди (ІЧ – діоди). ІЧ діод – це напівпровідниковий діод, який випромінює енергію в інфрачервоній області спектра (невидне світло).

Принцип роботи світлодіодів наступний. При прямому ввімкненні p – n переходу основні носії заряду переходять через p – n перехід там рекомбінують. Так, інжектовані електрони із n – області рекомбінуються із основними носіями p – області – дірками. Рекомбінація пов'язана з виділенням енергії (електрони переходять із більш високих енергетичних рівнів на більш низькі рівні рис.19).

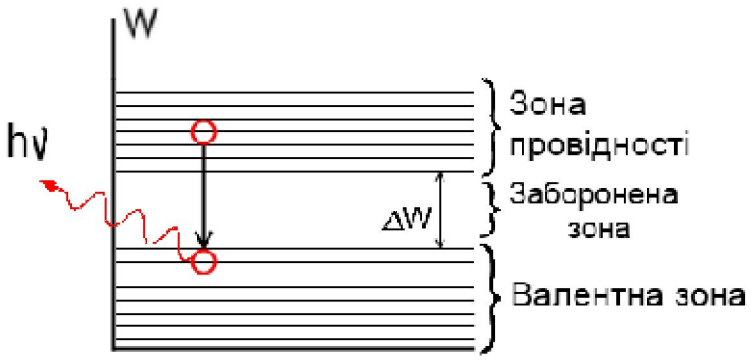


Рис.19. Випромінювання при рекомбінації

При цьому виділяється фотон, енергія якого майже рівна ширині забороненої зони :

(1)

Підставивши в цю формулу постійні величини, можна визначити ширину забороненої зони (в електрон – вольтах), необхідну для випромінювання з тою чи іншою довжиною хвилі (в МКМ) :

— (2)

Із цього співвідношення видно, що для випромінювання видимого світла з довжиною хвилі від 0,38 до 0,78 мкм напівпровіднику необхідно мати
Германій і кремній непридатні для світлодіодів, так як в них замала ширина зображеної зони.

При зворотньому ввімкненні через p - n перехід переходять неосновні носії зарядів в область, де вони стають основними. Рекомбінація і світіння світлодіода відсутні.

Для створення світлодіодів використовують фосфід галію (GaP), арсенід гелід (GaAs),нітрид галію (GaN), а також деякі сполуки галію (GaAlFs) та ін.. Уведення в напівпровідники деяких домішок дозволяє одержати світіння різного кольору. Створені світло діоди з різними кольорами світіння, що плавно змінюється.

На рис.20. приведені схема ввімкнення світлодіода та його конструкція.

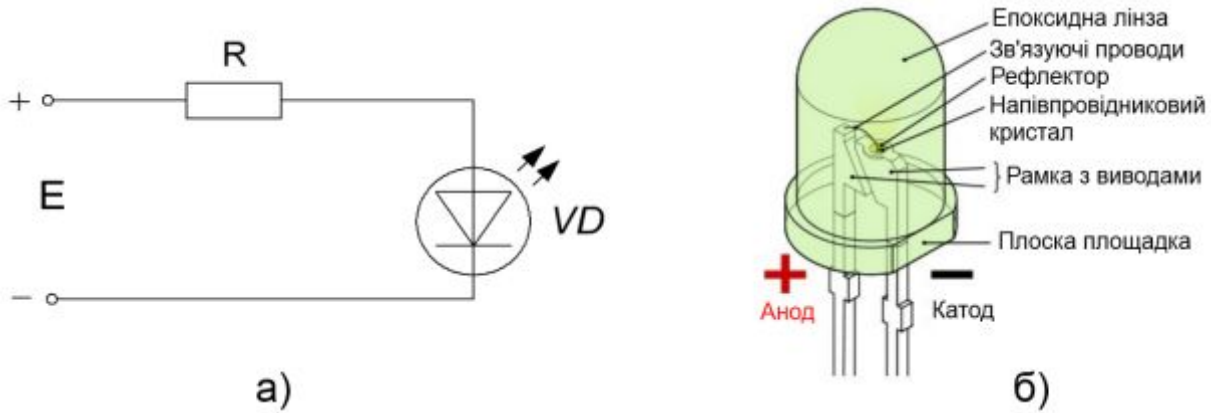
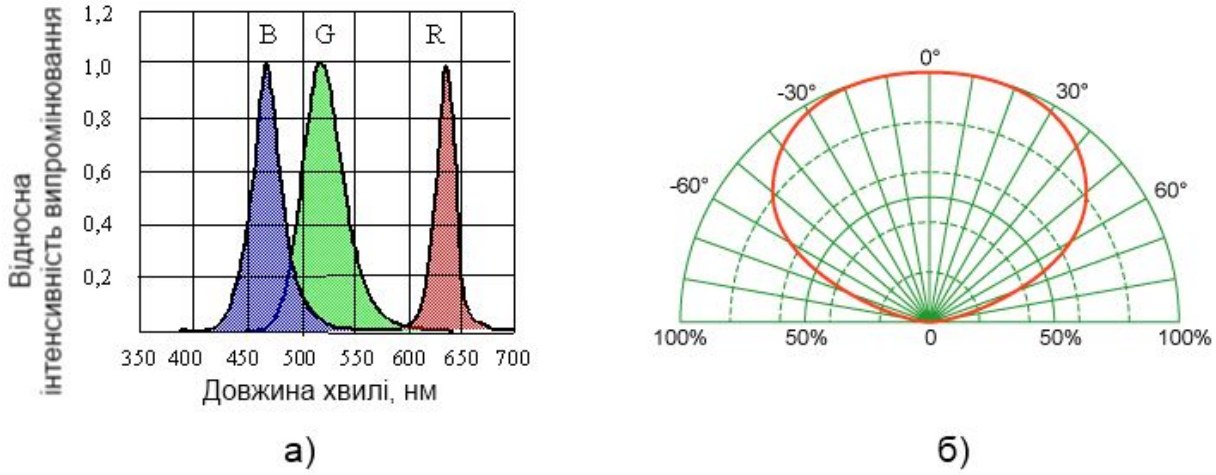


Рис.20. Схема ввімкнення (а) та будова світлодіода (б)

Основні характеристики світлодіодів:

- Яскравість світіння діода (кД/$м^2$) при максимально допустимому прямомуструновіI$_{пр.max\,мА.}$
- Постійна пряма напруга $U_{пр}$при максимально допустимому прямому струмові, В.
- Повна потужність випромінювання P$_{пов.мВт.}$
- Максимально допустима зворотна напруга $U_{зв.max,B}$.
- Ширина діаграми направленості світлового випромінювання.
- Температурний діапазон.

Важливі характеристики світло діодів – спектральна і характеристика направленості (рис.21). Перша з них представляє собою залежність відносної потужності випромінювання $\frac{P}{P_{повн}}$ від довжини випромінювальної хвилі при заданій температурі середовища. Друга визначає величину інтенсивності світлового випромінювання в залежності від напрямку випромінювання.



а) б)

Рис.21. Спектральна характеристика світло діода (а) і діаграма направленості випромінювання (б).

8. **Фотодіоди**.

Фотодіод (**ФД**) – це керований оптичним випромінювання оптичний прилад з двома виводами, робота якого ґрунтується на використанні фотогальванічного ефекту.

Принцип дії. При опроміненні напівпровідника світловим потоком Ф зростає фото генерація власних носіїв зарядів, що приводить до збільшення як основних, так і неосновних носіїв заряду.

Будова фотодіода аналогічна будові звичайного напівпровідникового діода. В конструкції фотодіода, звичайно, повинна бути передбачена необхідність освітлення кристалу напівпровідника з одночасним захистом цього кристалу від зовнішніх впливів (рис.22)

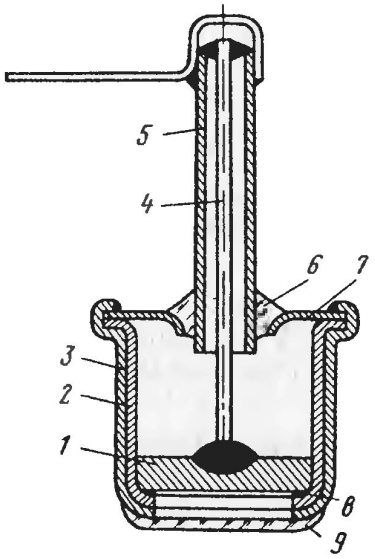


Рис.22. Конструкція фотодіода:
1 – кристал напівпровідника з p-n переходом; 2 – кристалотримач; 3 – корпус; 4 – внутрішній вивід; 5 – коварова трубка; 6 – скляний ізолятор; 7 – ніжка корпуса; 8 - олов'яне кільце; 9 – скляна лінза.

Фотодіоди можуть працювати в двох режимах: вентильному (фотогенераторному)і фотодіодному. На від міну від вентильного фотодіодний режим передбачає наявність зовнішнього джерела живлення (рис.23)

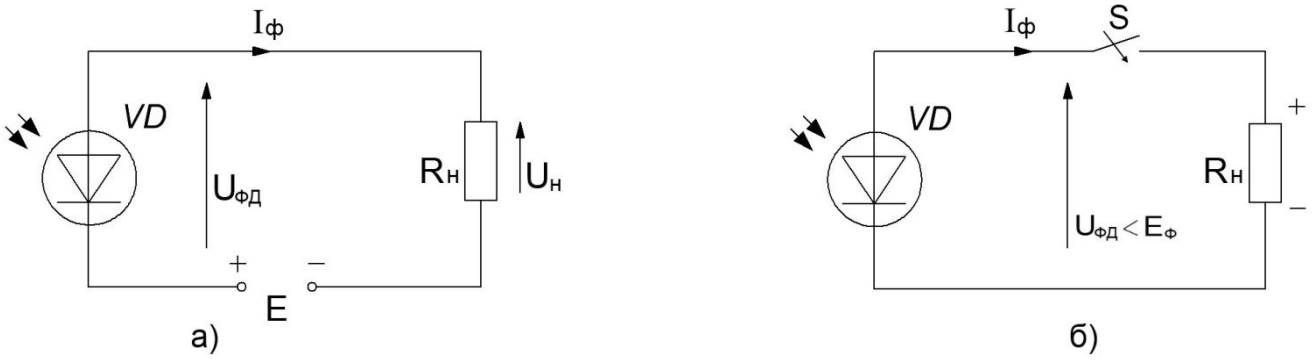


Рис.23. Схеми ввімкнення фотодіода: а) фотодіодний режим; б) фотогенераторний режим.

Фотодіодний режим. При освітленні фотодіода появляється надлишкове число електронів і дірок, внаслідок чого зростає перехід неосновних носіїв заряду: електронів із p – області в n – область і дірок в зворотному напрямі. Це приводить до зростання струму $I_ф$ в колі. При правильно підібраному опорові навантаження $R_н$ і напруги джерела живлення E цей струм буде залежати тільки від освітлення приладу, а спад напруги $U_н$ можна розглядати як корисний сигнал.

Фотогенераторний режим. В цьому режимі при освітленні напівпровідника в області p-n переходу генеруються надлишкові пари носіїв заряду. Поле об'ємного заряду p-n – переходу "розділяє" ці пари і дірки дрейфують в p – область, а електрони – в n – область. В результаті під дією потоку на виводах фотодіода виникає фото ЕРС ($E_ф$). При під'єднанні навантаження $R_н$ (ключ S замкнений) потече струм і напруга на затискачах ФД зменшиться до деякого значення $U_ф<E_ф$.

Розглянемо основні характеристики фотодіодів.

Вольтамперна характеристика $I_ф = f(U)$ при ф = const визначає залежність струму фотодіода від напруги на ньому при постійній величині світлового потоку (рис. 5 а). При повному затемненні (ф = 0) через ФД протікає темновий струм $I_т$. З ростом світлового потоку $I_ф$ збільшується. Характерною особливістю робочої області ВАХ являється практично повна незалежність струму $I_ф$ від прикладеної напруги $U_{зв}$. Такий режим наступає при зворотних напругах на діоді порядка 1 В.

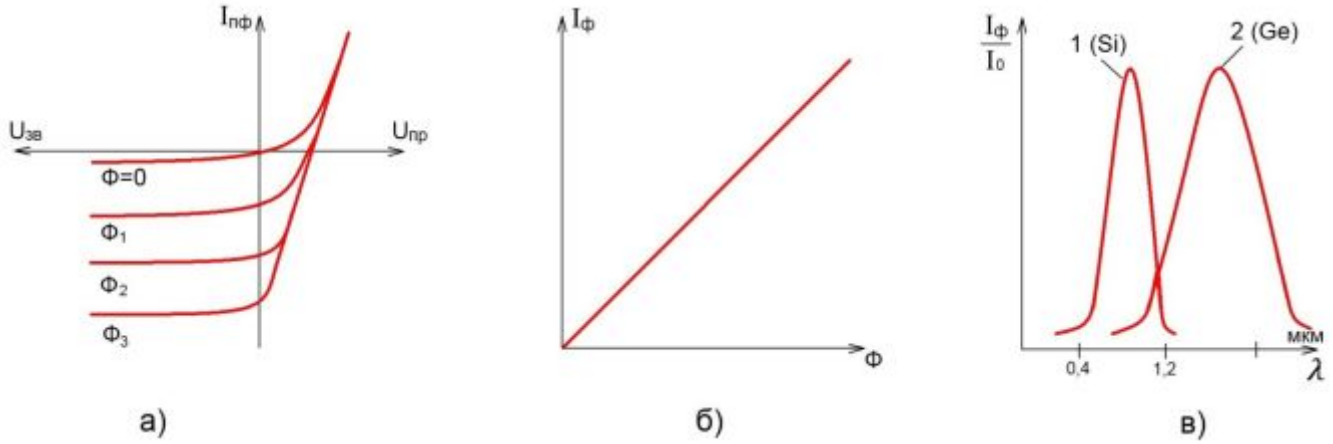


Рис.24. Характеристика фотодіода:
а) – вольтамперна; б) – світлова; в) – спектральні (1 – германієвий ФД; 2 – кремнієвий ФД).

Світлова характеристика показує залежність струму фотодіода від величини світлового потоку при постійній напрузі на фотодіоді: $I_ф = f(Ф)$ при U = const. В широкому діапазоні зміни Ф ця характеристика лінійна (рис. 5 б).

Спектральна характеристика показує залежність спектральної чутливості від довжини хвилі світла: $I_ф = f(\lambda)$ (рис. 5 в).

Основні параметри фотодіодів :

1) Інтегральна чутливість $S_{інт.}$ – відношення фотоструму ФД до інтенсивності світлового потоку: $S_{інт.} = I_ф/Ф$.
2) Робоча напруга $U_р$ – постійна напруга , прикладена до фотодіоду, при якій забезпечуються номінальні параметри при тривалій його роботі.
3) Темновий струм $I_т$ – струм через ФД при відсутності потоку випромінювання (ф = 0) при вказаній напрузі на ньому.

Фотодіоди отримали широке використання як швидкодіючі чутливі елементи оптичних приймачів та приймальних модулів волоконно-опричних ліній зв’язку, як елементи оптопар, первинні перетворювачі освітленості, координатно-чутливі елементи автоматики.

8.1. **Напівпровідникові фотоелементи**.

Напівпровідниковий фотоелемент – це напівпровідниковий прилад з випрямляючим p-n переходом,призначений для безпосереднього перетворення світлової енергії в електричну. Фотоелемент працює без зовнішніх джерел живлення, а сам являється джерелом електричної енергії.

В даний час фотоелементи широко використовуються у вигляді сонячних батарей (сукупність електрично з’єднаних фотоелементів) для перетворення енергії

сонячного світла в електричну енергію,якою здійснюється живлення бортової апаратури космічних апаратів. Зазвичай для цих цілей використовують кремнієві фотоелементи. Електронно-дірковий перехід в монокристалічній пластині кремнію з електропровідністю p – типу створюється дифузією фосфору або арсенію (рис. 25).

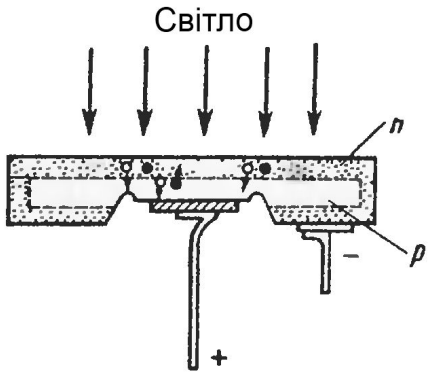


Рис.25. Структура кремнієвого фотоелемента

При великій концентрації донорів в поверхневому шарі провідність n – області стає високою. Тому контакт до цієї області можна зробити у вигляді кільця або рамки, залишаючи всю поверхню кристала доступною для освітлення.

9. **Високочастотні діоди**

Високочастотні діоди – прилади універсального призначення. Вони можуть використовуватись для випрямлення, детектування та інших нелінійних перетворень електричних сигналів в діапазоні частот до 600 МГц. Високочастотні діоди виготовляються з германію або кремнію і мають точкову структуру.

В більшості випадків основою точкових діодів служить кристал германію в який впирається тонкий вольфрамовий провід. Через діод в прямому напрямку пропускають декілька порівняно потужних, але коротких імпульсів струму величиною до 400 мА. При цьому виникає сильний місцевий нагрів контакту і відбувається сплавлення кінця проводу з напівпровідником. В результаті формовки тонкий шар напівпровідника, який примикає до провідника набуває діркову провідність, а на границі між цим шаром і основною масою пластинки виникає *p-n* перехід. Така конструкція діода забезпечує невелику величину ємності *p-n* переходу (не більше 1 пФ), що дозволяє ефективно використовувати діод на високих частотах. Однак мала площа контакту між частинами напівпровідника з провідністю типу *n і p* не дозволяє отримати в області *p-n* переходу значну потужність. Тому точкові діоди менші за потужністю чим площинні і не використовуються у випрямлячах розрахованих на великі напруги і струми. Вони застосовуються, головним чином,в схемах радіоприймальній і вимірювальній апаратурі. Ввімкнення високочастотних діодів в схему принципово не відрізняються від ввімкнення площинних випрямляючих діодів. Аналогічний і принцип роботи точкового діоду, заснований на властивості односторонньої провідності *p-n* переходу. Вольт-амперна характеристика точкового діоду показана на рис.26. Зворотна вітка характеристики точкового діода значно відрізняється від відповідної вітки характеристики площин-

ного діода. Через малу площу p-n переходу зворотний струм діода малий, ділянка насичення невелика і не так різко виражена. При збільшенні зворотної напруги зворотній струм збільшується майже рівномірно.

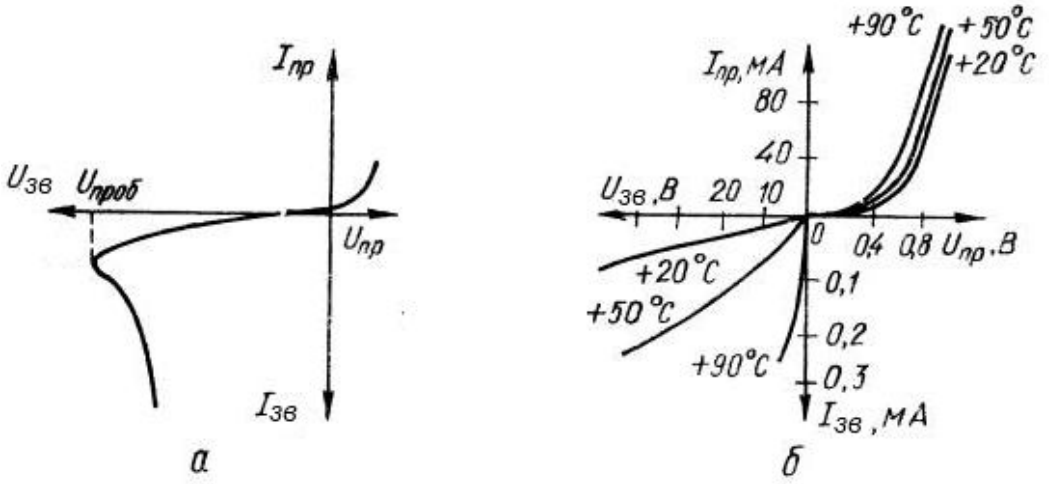


Рис.26. Вольт - амперна характеристика точкового діода (а) і її залежність від зміни температури (б)

Вплив температури на величину зворотного струму позначається слабкіше, ніж у площинних діодах, подвоєння зворотного струму відбувається при збільшенні температури на 15-20°С (рисунок 18,6).

Істотне значення для оцінки властивостей високочастотних діодів мають:

Загальна ємність діода $C_д$- ємність, виміряна між виводами діода при заданих напрузі зміщення і частоті.

Диференціальний опір $r_{диф}$- відношення приросту напруги на діоді до малого приросту струму, що визначається цим приростом напруги.

Діапазон частот Δf - різниця граничних значень частот, при яких середній випрямлений струм діода не менше заданої частки його значення на нижній частоті.

10. **Імпульсні діоди**. **Діоди Шотткі**

Імпульсний діод – це напівпровідниковий діод, який має малу тривалість перехідних процесів і призначений для використання в імпульсних режимах роботи. Основне призначення імпульсних діодів – роботи в якості ключів, тобто пристроїв , що можуть знаходитися в одному з двох станів: «ввімкнено» (опір приладу дуже малий) та «вимкнено» (опір приладу дуже великий). Крім того, імпульсні діоди широко використовують в радіоелектроніці для детектування високо частотних сигналів та інших цілей.

Імпульсні діоди мають ряд конструктивно технологічних особливостей, які забезпечують імпульсний режим роботи. Є два фактори , які визначають інерційність діодів. Це - бар'єрна ємність та накопичений заряд носіїв поблизу p-n переходу. Основними ознаками, що вирізняють імпульсні діоди, є мала площа електричного переходу та тривалість життя нерівноважних носіїв заряду в базі.

Виділяють імпульсні діоди з p-n переходом (точкові, сплавні, мікросплавні, дифузійні та ін.) і з бар'єром Шотткі. Для виготовлення діодів використовують германій, кремній і арсенід галію. Промисловість випускає також набір діодів та ді-

одні матриці. Це інтегровані в одному корпусі та кристалі імпульсні діоди з окремими або з'єднаними за заданою електричною схемами виводами.

На рис.27, а приведена проста схема ввімкнених імпульсного діода.

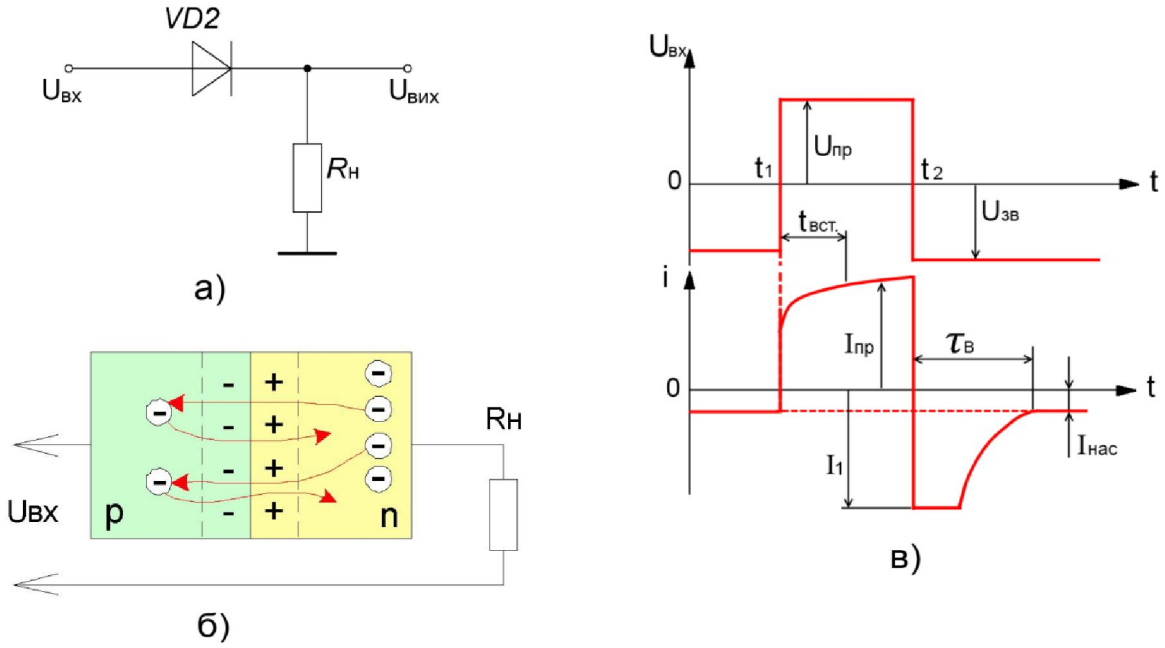


Рис.27. Схема ввімкнення (а,б) і осцилограми вхідної напруги та струму імпульсного діода.

В проміжок часу від о до p-n перехід закритий і через нього протікає зворотний струм насичення (рис.27,в). Під час подачі на діод прямої напруги (момент) p-n перехід відкривається, але струм через нього і через досягне свого максимального значення, тобто усталеного , не миттєво, а за час , який необхідний для заряду бар'єрної ємності p-n переходу. (рис.1,8). В момент часу p-n перехід майже миттєво закривається. Область p-n переходу стає насиченою неосновними носіями зарядів, тобто електронами. Електрони, що не встигли рекомбінувати, під дією поля закритого p-n переходу повертаються в n- область, за рахунок чого сильно зростає зворотний струм (рис.27,б). Через деякий час усі електрони покидають p- область через p-n перехід або рекомбінують, в наслідок чого зворотний струм зменшується до стаціонарного значення струму насичення . Водночас відновлюється зворотний опір діода.

В імпульсних діодах тривалість відновлення і встановлення повинні бути мінімальними. З цією метою в цих діодах товщину бази роблять мінімальною, а напівпровідник легують золотом для збільшення рухливості електронів.

Основні параметри імпульсних діодів:

Час відновлення зворотного опору - інтервал часу від моменту проходження струм через нуль після перемикання діода із заданого прямого струму в стан заданої напруги до моменту досягнення зворотним струмом заданого низького значення.

Заряд перемикання - частина накопиченого заряду, який витікає у зовнішнє коло при зміні напряму струм з прямого на зворотній.

Загальна ємність $C_д$- ємність, виміряна між виводми діода при заданих напрузі зміщення і частоті.

Імпульсна пряма напруга $U_{пр.І}$- пікове значення прямої напруги на діоді при заданому імпульсі прямого струму.

Імпульсний прямий струм $I_{пр.І}$- пікове значення імпульса прямого струму при задані тривалості, шпаруватості і формі.

Діоди Шотткі. **Діод Шотткі** – це напівпровідниковий діод, випрямні властивості якого грунтуються на використанні випрямного електричного переходу між металом та напівпровідником.

Як відомо, за умови відповідного співвідношення робіт виходу металу та напівпровідника можна на контакті метал-напівпровідник сформувати випрямний перехід Шотткі.

На рис.28 ,приведено будову діода Шотткі.

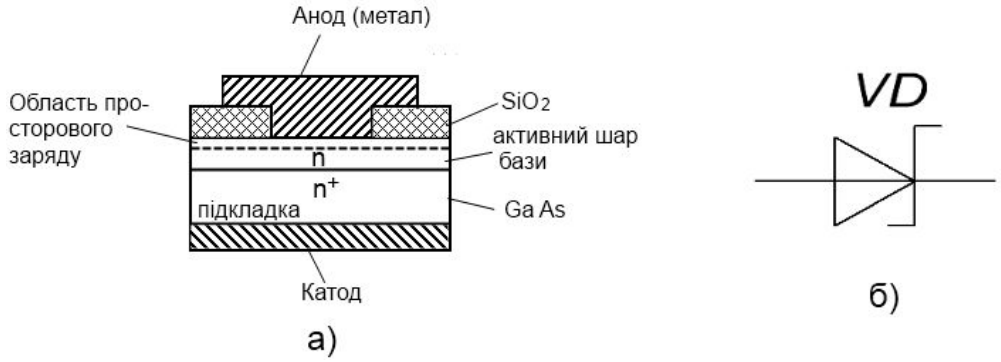


Рис.28. Будова діода Шотткі (а) та умовно – графічне позначення (б)

Для виготовлення діодів Шотткі використовують напівпровідники (кремній,арсенід галію) з електропровідністю n- типу, в яких рухливість електронів більша від рухливості дірок. Із цієї причини більшою мусить бути концентрація домішок у кристалі напівпровідника.

Основна частина кристала – підкладка товщиною 0,2 мм – має велику концентрацію домішок і малий питомий опір. На ньому методом епітаксійного нарощування формують тонкий монокристалічний шар (товщиною декілька мікрометрів) того самого напівпровідника з концентрацією домішок значно меншою, ніж концентрація донорів у підкладці.

Важливою особливістю переходу Шотткі в порівнянні з p-n переходом являється відсутність інжекції неосновних носіїв заряду. Ці переходи працюють тільки на основних носіях. А тому в діодах Шотткі відсутня дифузійна ємність. Відсутність дифузійної ємності суттєво підвищує швидкодію діодів в режимі перемикання. Не менш важливою особливістю діодів Шотткі являється значно малий спад напруги у разі прямого вмикання в порівнянні з напругою на p-n переході (рис.29)

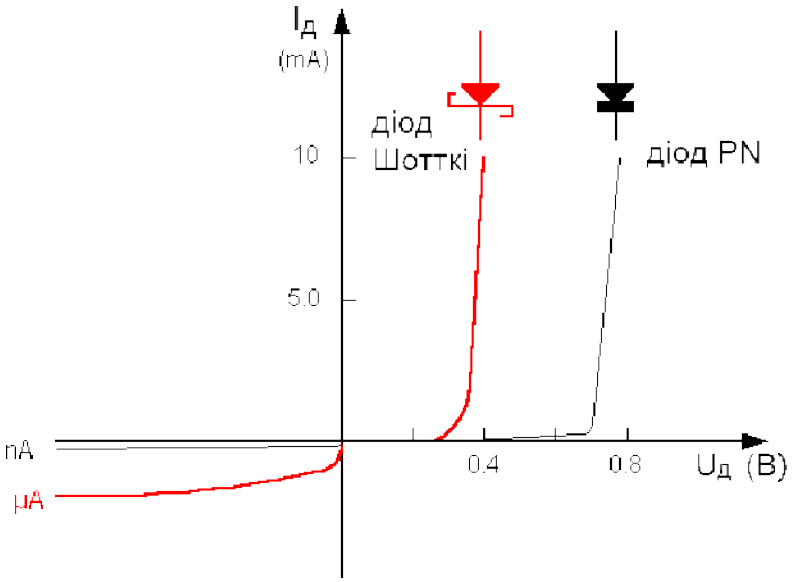


Рис.29. ВАХ діода Шотткі і діода на p-n переході

Перехід Шотткі широко використовують для виготовлення інтегральних схем, зокрема, в ІМС транзисторно – транзисторної логіки з бар'єром Шотткі, що дозволено суттєво підвищити швидкодію.

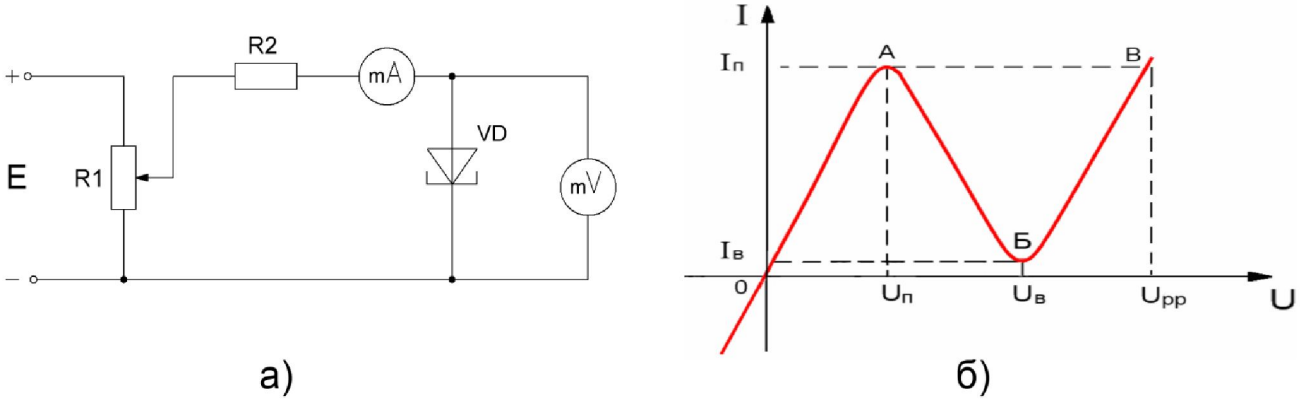
Промисловість випускає арсенід – галієві імпульсні діоди Шотткі, які використовуються в імпульсних схемах піко – та наносекундного діапазонів. Загальна ємність випрямних переходів в них не перевищує 1 пф.

11. **Тунельні діоди**

Тунельний діод – це напівпровідниковий діод на основі виродженого напівпровідника, в якому тунельний ефект приводить до виникнення на вольт-амперній характеристиці при прямій напрузі ділянки з від'ємним диференціальним опором.

На відміну від всіх інших напівпровідникових діодів для виготовлення тунельних діодів використовують напівпровідникові матеріали з дуже високою концентрацією домішок (10^8…10^{20} $см^{-3}$). В якості напівпровідникових матеріалів для виготовлення тунельних діодів використовується германій, арсеній і антимонід галію. Найбільш широке використання отримали германієві тунельні діоди.

Властивості тунельного діоду визначається формою його вольт-амперної характеристики, для зняття якої може бути використана схема, приведена на рис.30,а.



а) б)

Рис.30. Схема ввімкнення (а) і ВАХ тунельного діода

Як і в звичайному напівпровідниковому діоді, коли не має зовнішньої напруги існує перехід (тунелювання) електронів із n- області вр – область і навпаки. Зустрічні потоки електронів одинакові, тому сумарний струм рівний нулеві.

Така рівновага зберігається доти, поки ми будь-яким способом не зменшимо одну з складових струму. Найпростіше це зробити з допомогою джерела зовнішньої напруги. Справді, з підвищенням прямої напруги, прикладеної до p-n переходу, потік електронів з n – області в p – область зростатиме, а з p у n – зменшується. Внаслідок цього прямий струм збільшується і при деякій напрузі $U_п$ досягне максимального (пікового) значення $I_п$ (точка А на рис 1 б). Якщо ж змінити полярність джерела, то потік електронів з області p в область n зростатиме, а з області n в область p – зменшуватиметься. Тому результуючий струм змінить свій напрям і в міру підвищення зворотної напруги лінійно зростатиме.

Отже, однобічної провідності тунельний діод не має. Основна особливість воль-амперної характеристики тунельного діода полягає в тому, що при подачі прямої напруги , яка перевищує $U_п$, прямий струм починає досить різко зменшуватися до деякого мінімального значення $I_в$. Наявність спадаючої ділянки характеристики (АБ) можна пояснити так. Підвищення прямої напруги, з одного боку , призводить до підвищення тунельного струму , а з другого – до зменшення напруженості електричного поля в p-n переході . Тому при деякому значенні прямої напруги $U_в$ тунельний ефект зникає, а тунельний діод набуває властивостей звичайного напівпровідникового діода. При подальшому підвищенню прямої напруги вольт-амперна характеристика тунельного діода збігається з ВАХ звичайного діода.

Таким чином, тунельний діод має від'ємний диференціальний опір в деякому діапазоні напруг (від $U_п$ до $U_в$). Це і являється основною властивістю тунельного діода, так, як будь-який прилад з від'ємним диференціальним опором може бути використаний для генерації і підсилення електромагнітних хвиль , а також в перемикаючих схемах.

Тунельні діоди характеризуються специфічними параметрами:

1. Піковий струм $I_п$ – прямий струм в точці мінімуму ВАХ, при якому di/du рівно нулеві.
2. Струм впадини $I_в$ – прямий струм в точці мінімуму ВАХ, при якому di/du рівно нулеві.
3. Напруга піку $U_п$ - пряма напруга, що відповідає піковому струмові.
4. Напруга впадини $U_в$ – пряма напруга, що відповідає мінімальному струмові.
5. Напруга розчеплення $U_{рр}$ – пряма напруга на другій наростаючій вітці при струмові, рівному піковому.
6. Ємність діода $C_д$ – сумарна ємність p-n переходу і корпусу діода при заданій напрузі зміщення.

Тема 2.2.**НАПІВПРОВІДНИКОВІ РЕЗИСТОРИ**

План

1. Основні види напівпровідникових резисторів.
2. Терморезистори та їх основні характеристики.
3. Фоторезистори.
4. Варистори.

1. Види напівпровідникових резисторів

Напівпровідникові резистори представляють собою напівпровідникові прилади,принцип дії яких оснований на властивостях напівпровідників змінювати свій опір під дією температури,електромагнітного випромінювання,прикладеної напруги,магнітного поля,механічних навантажень. До найбільш поширених напівпровідникових резисторів відносяться:

- терморезистори;
- фоторезистори;
- варистори;
- магніторезистори;
- напівпровідникові тензорезистори;

За допомогою напівпровідникових резисторів вирішується широкий круг задач по вимірюванню електричних,неелектричних і магнітних величин,по виконанню систем і пристроїв автоматичного управління,захисту приладів і пристроїв від перевантажень за струмом і напругою і т.п.

На рис.1 приведені умовно-графічні позначення напівпровідникових резисторів

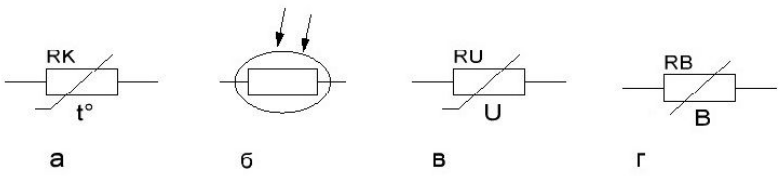


Рис.1 Умовні позначення напівпровідникових резисторів: а-терморезистори; б-фоторезистори; в-варистори; г-магніторезистори.

2. Терморезистори та їх основні характеристики

Терморезистор – напівпровідниковий прилад,опір якого сильно міняється в залежності від температури.

Розрізняють два типи терморезисторів: термістор,опір якого із ростом температури падає,і позистор,у якого опір із збільшенням температури зростає. В деяких випадках термістори встановлюють в скляні балони і підігрівають струмом за допомогою спеціальної обмотки. Такі термістори називають термісторами непрямого підігріву. До основних характеристик терморезисторів відносяться температурна і вольт-амперна.

Температурна характеристика.

Температурна характеристика визначає залежність опору терморезисторів від температури: Rт(Т). Цю залежність добре апроксимує вираз:

Rт = , (1)

де А,В – константи, що визначаються властивостями напівпровідникового матеріалу терморезистора і його конструкції;

В = ΔЕ/2k (ΔЕ – енергія активації, k – постійна Больцмана); В – коефіцієнт температурної чутливості, Т – температура.

При Т = отримаємо Rт = А = і логарифмуючи (1) отримаємо вираз:

LnRт = +B/T (2)

Зробимо заміну: LnRт = y; =a; B=k; –=x

Тоді (2) має вигляд :

y = a+kx (3)

Таким чином рівняння (3) , а значить і (2) представляє собою рівняння прямої лінії.

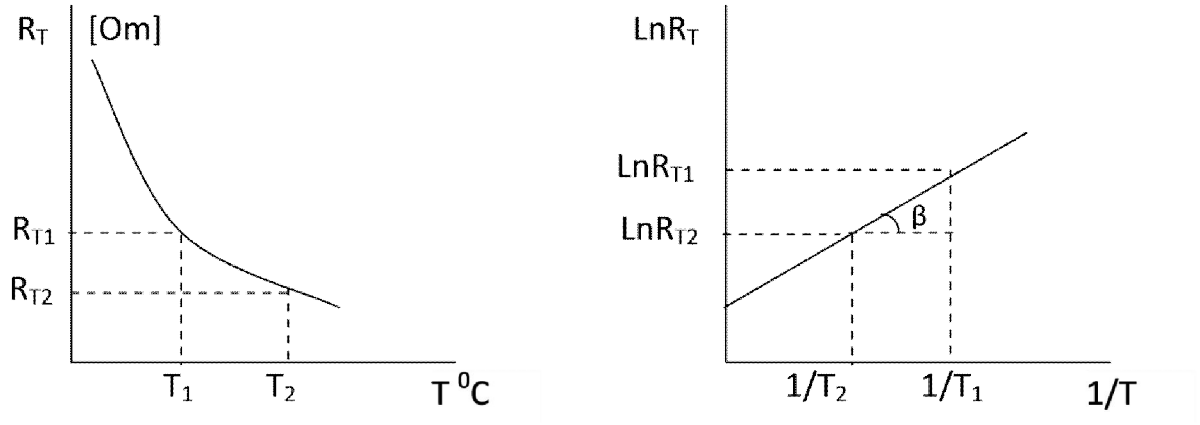


Рис. 2. Температурна характеристика термистора

Температурна характеристика терморезистора (рис.2) будується по даних вимірювання опору терморезистора, який встановлюють в термостат. Для обчислення значень R_∞ і B результати вимірювання R_T і Т представляють у вигляді точок, нанесених в координатах $Ln\,R_T$ і $\frac{1}{T}$. То нахилу проведеної лінії визначають значення В:

$$B = \tilde{k} = tg\,\beta = (Ln\,R_{T_1} - Ln\,R_{T_2}) / (1/T_1 - 1/T_2)\,, \qquad (4)$$

де $R_{T_1}\, i\, R_{T_2}$ – опори терморезистора при температурах T_1 і T_2.

Внаслідок нелінійності рівняння (1) швидкість зміни опору при зміні температури $\frac{dR_T}{dT}$ непостійна і залежить від Т:

$$\frac{dR_T}{dT} = -\frac{B}{T^2} R_T = \alpha_T R_T \qquad (5)$$

де $\alpha_T = -\frac{B}{T^2}$ називається **температурним коефіцієнтом опору**, що характеризує чутливість опору терморезистора до зміни температури.

Таким чином в залежності від виду температурної характеристики температурний коефіцієнт опору α_T може мати додатне або від'ємне значення.

Для термисторів $\alpha_T = -0{,}3 \div -0{,}66$ (рис. 2).

Для позисторів за границями від'ємного діапазону температур ΔT_a коефіцієнт α_T має від'ємне значення (рис. 3).

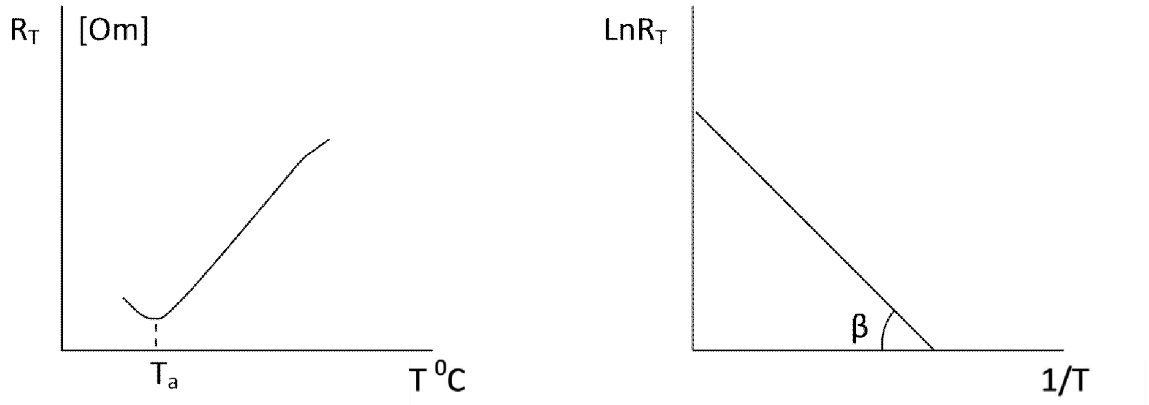


Рис. 3. Температурна характеристика позистора

ВАХ терморезисторів

ВАХ терморезисторів прямого підігріву із від'ємним різних типів (рис.3) мають лінійний характер в області малих струмів,що пояснюється незначним нагрівом. З ростом струму температура терморезистора підвищується,а його опір зменшується,в результаті чого лінійність ВАХ порушується. В залежності від характеру R(T) розрізняють три типи ВАХ. У терморезисторів з ВАХ першого типу (крива1) із збільшенням струму зростає напруга. Ці прилади використовують у вимірювальних схемах. У терморезисторів з ВАХ другого типу (крива2) у відповідному діапазоні струмів напруга практично не змінюється. Ці прилади використовують в якості стабілізаторів напруги. У терморезисторів третього типу (крива3) після досягнення максимуму з ростом струму зменшується напруга. Ці прилади використовуються в системах автоматичного регулювання.

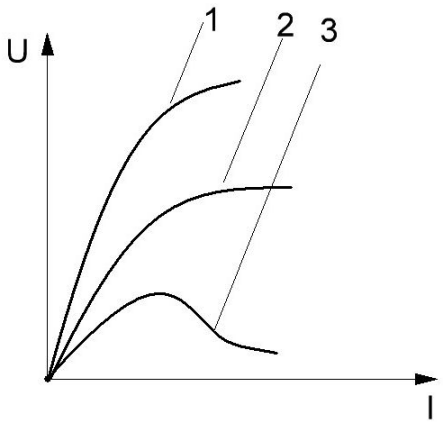


Рис.4. ВАХ термісторів (α<0)

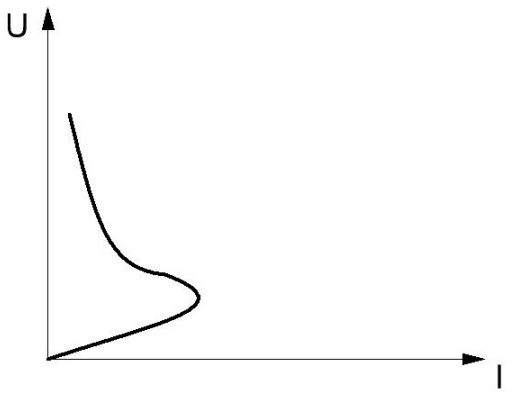
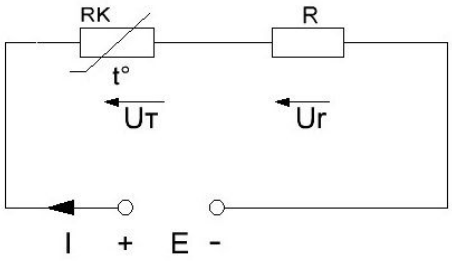


Рис.5. ВАХ позисторів (α>0)

Якщо послідовно з терморезистором включити лінійний резистор (рис.6),то коло характеризується релейним ефектом – стрибкоподібною зміною струму при зміні навколишньої температури або прикладеної напруги (рис.7)



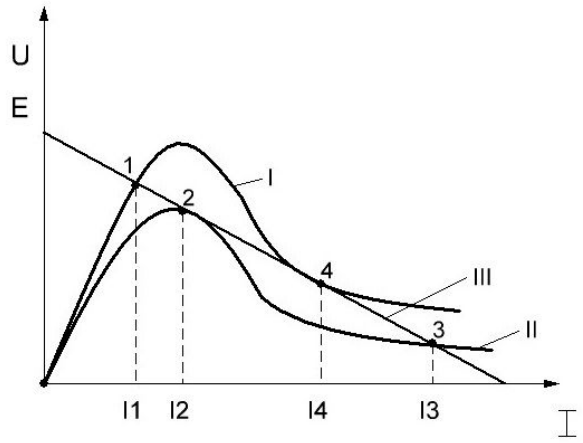


Рис.6 Просте коло з терморезистором Рис.7 Виникнення релейного ефекту

Струм I можна визначити із розв'язку системи рівнянь:

$$E = U_т + U_r = U_т + IR \qquad (6)$$

$$U_т = f(I), \qquad (7)$$

де, Uт – спад напруги на терморезисторі.

На рис.6. показані ВАХ терморезистора,які відповідають температурам навколишнього середовища T1 (крива I) і T2 (крива II),причому T2>T1. Лінія III відповідає рівнянню

$$U_т = E - IR \qquad (8)$$

При температурі T1 в колі I1,визначається абсцисою точки 1 перетину ВАХ терморезистора I і прямої III. При збільшені зовнішньої температури від T1 до T2 ВАХ терморезистора опускається. При цьому струм спочатку зростає і плавно до значення I2 в точці 2,яка відповідає нестійкому станові схеми,і дані (при невеликому зростані температури) стрибком зростає до I3 в точці 3,де зберігає стійке значення при постійній температурі. Це явище називається прямим релейним ефектом.

Зменшення температури приводить до плавного зменшення струму до значення I1 в точці 4 і дальше – до стрибкоподібного зменшення струму до I1 (точка 1). Це називається зворотнім релейним ефектом.

Основними параметрами терморезисторів являються:

- Номінальний (холодний) опір – опір робочого тіла терморезистора при температурі навколишнього середовища 20°C,Ом.
- Температурний коефіцієнт опору αт,який виражає в процентах зміну абсолютної величини опору терморезистора при зміні його температури на 1°C.

$$\alpha_т = -\frac{B}{T^2}, \qquad (9)$$

де, B – коефіцієнт температурної чутливості,що залежить від фізичних властивостей матеріалу, K.

- Найбільша потужність розсіювання – потужність,при який терморезистор,що знаходиться при t=20℃,розігрівається струмом максимальної робочої температури.
- Максимальна робоча температура – температура,при який характеристики терморезистора залишаються стабільними протягом тривалого часу.
- Постійна часу τ – час,протягом якого температура терморезистора зменшується в е раз відносно вибраного переходу температур. Параметр τ характеризує теплову інерцію терморезистора.
- Постійна часу τ представляє собою відношення теплоємності С до коефіцієнту розсіювання б

$$\tau = \frac{C}{б} \qquad (10)$$

- Теплоємність С – кількість тепла,яку необхідно надати терморезистору,щоб підняти температуру робочого тіла на 1°С, Дж/°С.
- Коефіцієнт розсіювання б – потужність,що розсіюється терморезистором при різниці температур робочого тіла і навколишнього середовища на 1°С,Вт/град.

На рис.8 приведена схема використання позистора. В цій схемі позистор RK,увімкнутий послідовно з опором навантаження Rн,використовується в якості обмежувача струму. Коли опір навантаження падає нижче відповідного значення,в колі зростає струм і збільшується температура позистора. Опір позистора при цьому зростає,що зменшує струм в колі навантаження.

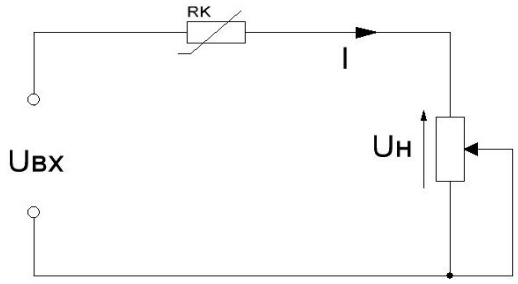


Рис.8. обмежувач струму на позисторі.

Форми,габарити і конструктивні особливості сучасних терморезисторів досить різні і їх виготовлюють у виді дисків,мініатюрних бусинок,плоских прямокутників і др.(рис.9.). Для захисту від дії зовнішнього середовища поверхню терморезисторів покривають спеціальними емалями і лаками або розміщують в герметичні корпуса.

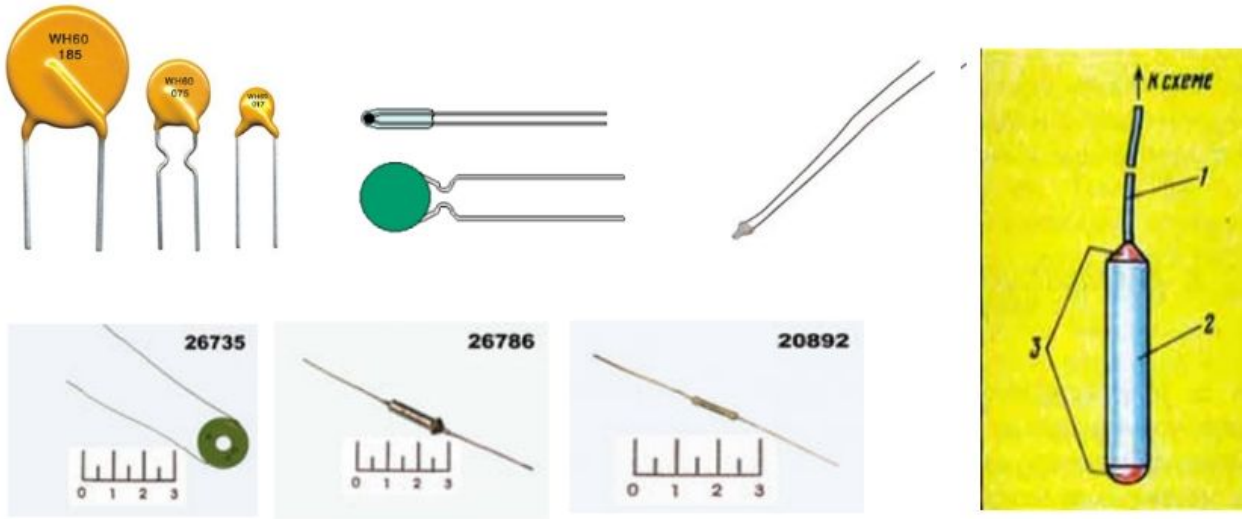


Рис.9. Зовнішній вид терморезисторів.

Терморезистори і позистори не мають вентильних властивостей. За матеріалами,що використовуються для створення терморезисторів їх можна розділити на два основних типи:

- полікристалічні терморезистори;
- монокристалічні терморезистори;

Найбільш поширені полікристалічні терморезистори,виготовлені на мідно-марганцевих (ММТ),кобальто-марганцевих (КМТ) напівпровідникових композиціях (термістори) та на основі титану-барія BaTiO3 (позистори).

Терморезистори широко використовують для регулювання і вимірювання температури,температурної компенсації,в схемах стабілізації напруги і рівня сигналу,а також в якості чутливих елементів газованих затворів,вимірювачів рівня рідини і т.д. Нижче приведені області використання деяких терморезисторів:

Тип терморезистора	Область використання
ММТ-1; ММТ-4; ММТ-6; КМТ-1; КМТ-4; КМТ-14; КМТ-17; СТ1-17; СТ1-18; СТ1-19; СТ3-17; СТ3-18; СТ-25;	Вимірювання і регулювання температури
ММТ-8; ММТ-9; ММТ-12; ММТ-13; КМТ-8; КМТ-12 СТ-17; СТ3-17; СТ3-23	Температурна компенсація
КМТ-10; КМТ-11; СТ1-21; СТ3-21; СТ3-22; СТ3-27; СТ5-1; СТ6-1; СТ6-2;	Тепловий контроль

3. **Фоторезистори**

Фоторезистори – напівпровідникові прилади, опір яких міняється під дією світлового потоку або проникаючого випромінювання. Принцип роботи фото резистора ґрунтується на фото резистивному ефекті.

Конструкція фоторезисторів складається із діелектричної підкладки, на яку нанесено світлочутливий шар напівпровідника, до якого припаяні зовнішні виводи (електроди). Для захисту від вологи світлочутливий шар покривають прозорим ла-

ком. Підкладку з напівпровідниковим шаром розміщують в металічний або пластмасовий корпус, що має вікно для проходження світлового потоку. Для виготовлення світлочутливого шару використовують сульфід кадмію, сірчистий свинець і селенід кадмію.

На рис.1. приведено конструкція фото резистора.

Фоторезистори вмикають в коло послідовно з джерелом напруги і опором навантаження (рис.2.)

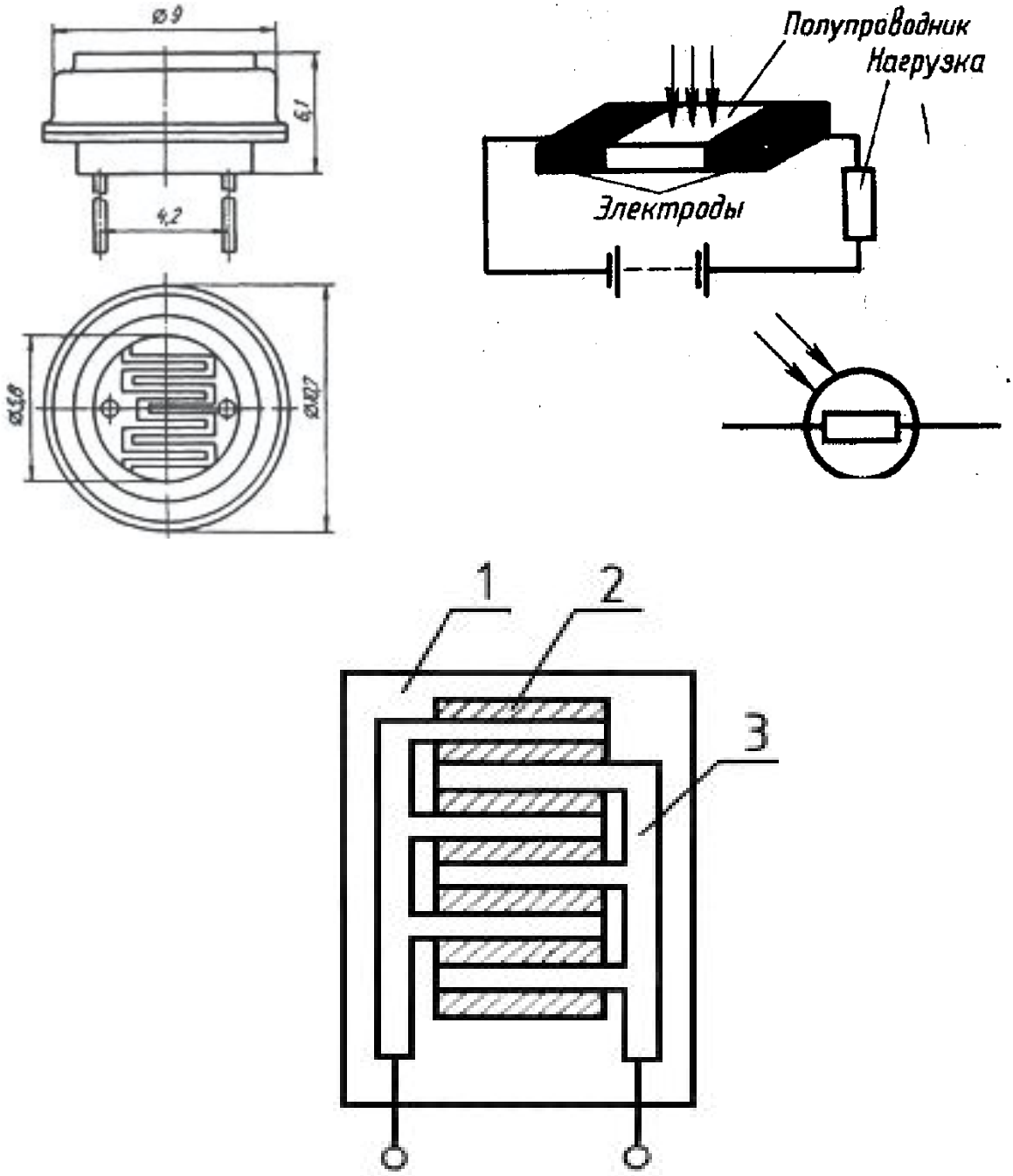


Рис. 1. Конструкція фоторезистора

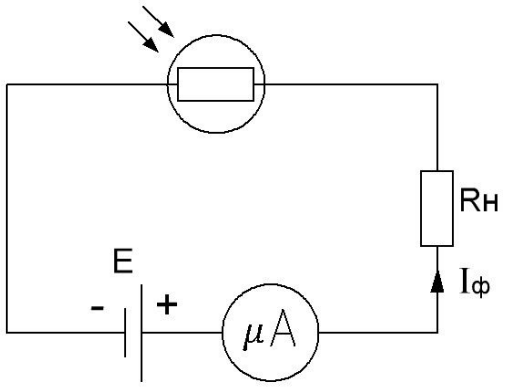


Рис.2. Схема вмикання фоторезистора

Параметри фоторезисторів:

- При відсутності світла (ф=0) фоторезистор має великий темновий опір R_T і через нього протікає **темновий струм**:

$$I_т = \frac{E}{R_т + R_н}, \qquad (1)$$

де E – е.р.с. – джерела живлення;
R_T – темновий опір фоторезистора (ф=0);
$R_н$ – опір навантаження.

- При наявності світлового потоку (ф > 0) опір фоторезистора зменшується до R_C і через нього протікає **світловий струм**:

$$I_т = \frac{E}{R_с + R_н} \qquad (2)$$

- Різниця між світловим і темновим струмами визначає **фотострум**:

$$I_ф = I_с - I_т \qquad (3)$$

- Інтегральна чутливість фоторезисторів:

$$K_{фр} = \frac{I_ф}{Ф} \qquad (4)$$

Так як фотострум визначається не тільки світловим потоком, але й прикладеною напругою, то використовують поняття **питомої чутливості до одиниці напруги**

$$K_{фр.п} = \frac{I_ф}{ФU} \qquad (5)$$

На рис.3. приведені характеристики фоторезисторів:

а) вольт-амперна: $I_ф = f(U)$ ⍰Ф = const
б) світлова характеристика: $I_ф = f(E_{осв})$ ⍰U = const
в) спектральна характеристика

Вольт-амперні характеристики фоторезисторів в робочому діапазоні лінійні, а світлові характеристики – нелінійні.

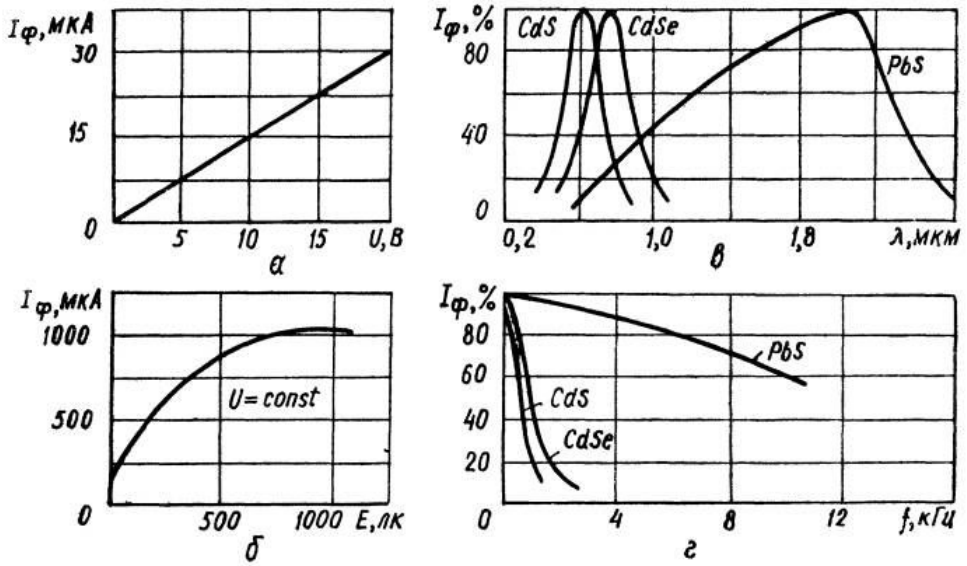


Рис.3. Характеристики фоторезисторів

4. **Варистори**

Варистор – це напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від прикладеної напруги.

Варистори представляють собою напівпровідникові резистори з струмопровідним елементом, виконаним з карбіду кремнію і керамічного зв'язуючого матеріалу. Схема ввімкнення варистора приведена на рис.10. Зі збільшенням напруги опір варистора зменшується, а струм в колі – зростає . Основною особливістю варистора являється нелінійність його вольт-амперної характеристики, яка пояснюється явищами, які відбуваються на контактах і на поверхні кристалів карбіду кремнію.

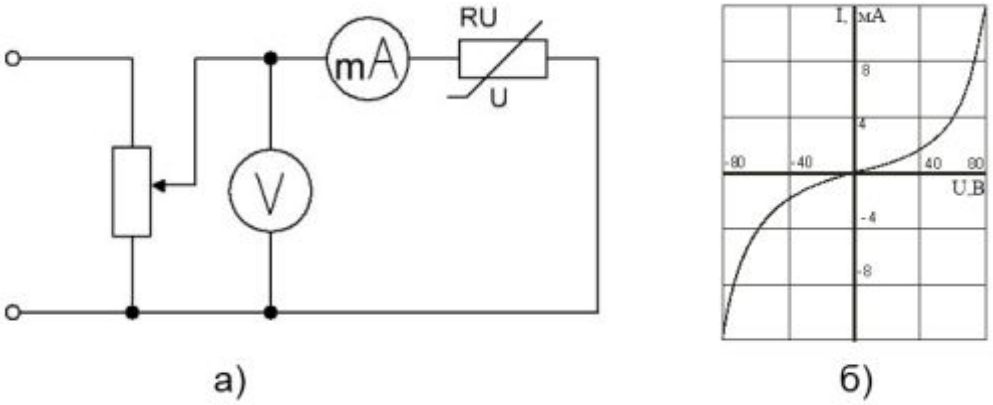


Рис.10. Схема ввімкнення (а) і типова вольт-амперна характеристика варистора (б).

При підвищені напруги, прикладеної до варистора, зростає напруженість електричного поля між окремими кристалами. Все це приводить до підвищення провідності варистора, полярність прикладеної напруги суттєвого значення немає, – нелінійне зростання струму через прилад спостерігається при підвищені напруги будь-якої полярності. Так як вольт-амперна характеристика симетрична, варистор може використовуватись в колах постійного і змінного струмів.

Основні параметри варисторів:

- **Статичний опір** $R_{\text{ст}}$ – значення опору варистора при сталих величинах струму і напруги:

$$R_{\text{ст}} = \frac{U}{I}$$

- **Динамічний опір** $R_{\text{д}}$ – опір варистора для змінного струму:

$$R_{\text{д}} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Динамічний опір в даній точці вольт-амперної характеристики можна визначити за тангенсом кута нахилу дотичної до вольт-амперної характеристики.

- **Коефіцієнт не лінійності** β – відношення статичного опору у вибраній точці вольт-амперної характеристики, до динамічного опору в тій самій точці:

$$\beta = \frac{R_{\text{ст}}}{R_{\text{д}}} = \frac{\Delta IU}{\Delta UI} \qquad (11)$$

- **Показник нелінійності** α – величина обернена коефіцієнту нелінійності:

$$\alpha = \frac{1}{\beta} \qquad (12)$$

В широкому діапазоні напруг і струмів вираз для ВАХ варистора може бути представлено у виді

$$I = BU^{\beta}\ ;\ U = AI^{\alpha}\ , \qquad (13)$$

де А і В – постійні коефіцієнти, зв'язані між собою співвідношенням

$$B = A^{-\frac{1}{\alpha}} = A^{-\beta} \qquad (14)$$

- **Температурний коефіцієнт струму** – характеризує зміну (підвищення) електропровідності варистора з ростом температури

$$\text{ТКІ} = \frac{I_2 - I_1}{I_2(t_2 - t_1)} \cdot 100\%\ , \qquad (15)$$

де I_1 - струм при температурі $t_1 = 20 \pm 2°\ \text{C}$;
I_2 - струм при температурі $t_2 = 100 \pm 2°\ \text{C}$.

- **Допустима потужність розсіювання** – потужність, при якій вартість зберігає свої параметри в заданих технічних умовах на протязі терміну служби.

Сучасні варистори використовуються в різних електронних схемах для захисту приладів і елементів схем від перенапруги; стабілізації напруги і струму; регулювання і перетворення електричних сигналів.

Тема 2.3. **БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ**

План

1. Класифікація і маркування транзисторів.
2. Будова та основні види біполярних транзисторів.
3. Принцип роботи біполярних транзисторів.
4. Схеми включення біполярних транзисторів.
5. Підсилювальні властивості транзисторів та їх еквівалентні схеми.
6. Статичні характеристики транзистора.
7. Динамічний режим роботи транзисторів.
8. Транзистор, як активний чотириполюсник. h – параметри транзистора
9. Температурні і частотні властивості транзисторів.

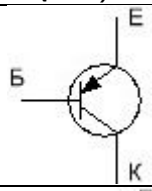
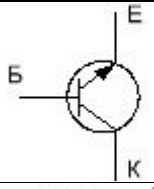
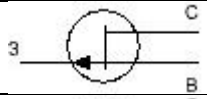
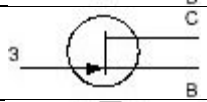
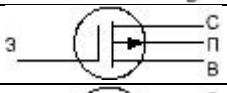
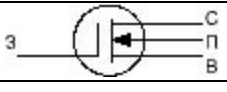
1. **Класифікація і маркування транзисторів**

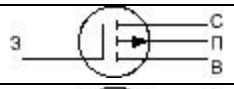
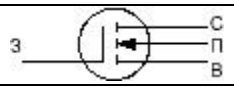
Транзистором (від TRANSfer resISTOR- такий, що перетворює опір) називається напівпровідниковий перетворювальний прилад, що має декілька p-n переходів, три або більше виводів і здатний підсилювати потужність електричного сигналу.

За принципом дії транзистори розділяються на біполярні (БТ) та польові (уніполярні) (ПТ).

Умовні графічні позначення (УГП) транзисторів та їх класифікацію за принципом дії приведено в таблиці 1.

Таблиця.1

<table>
<tr><th colspan="4">Тип приладу</th><th>Умовне графічне Позначення (УГП)</th></tr>
<tr><td rowspan="2">Біполярні</td><td colspan="3">Біполярний p-n-p типу</td><td> 
</td></tr>
<tr><td colspan="3">Біполярний n-p-n типу</td><td> 
</td></tr>
<tr><td rowspan="4">Польові</td><td rowspan="2">З керуючим p-n переходом</td><td colspan="2">З каналом p-типу</td><td> 
</td></tr>
<tr><td colspan="2">З каналом n-типу</td><td> 
</td></tr>
<tr><td rowspan="2">З ізольованим засувом МОН транзистори</td><td rowspan="2">З вбудованим каналом</td><td>Вбудований канал p-типу</td><td> 
</td></tr>
<tr><td>Вбудований канал n-типу</td><td> 
</td></tr>
</table>

		З індукованим каналом	Індукований канал р-типу	
			Індукований канал n-типу	

Класифікація транзисторів здійснюється за наступними ознаками:

- за матеріалом напівпровідника: германієві або кремнієві та сполуки галію. У позначенні транзисторів це фіксується літерами К, Г, А або відповідно цифрами 1,2,3.
- за типом провідності областей (тільки біполярні транзистори): із прямою провідністю (p-n-p структура) або зі зворотною провідністю (n-p-n структура);
- технологією виготовлення;
- особливостями роботи;
- призначенням;
- за потужністю: малопотужні МП (20,3 Вт), середньої потужності СрП(0,3÷3Вт), потужні П (<3 Вт);
- діапазоном робочих частот: низької частоти НЧ (<3 мГц), середньої частоти СрЧ (3÷30 МГц), високої частоти ВЧ (>30 мГц).

Найчастіше в технічній літературі та довідниках транзистори класифікують за допустимою потужністю розсіювання та граничною частотою. У позначенні БТ транзисторів це відображають класифікаційним номером (одна цифра), який розташовують безпосередньо після літери Т (біполярний транзистор) або П (польовий транзистор). В таблиці 2 приведено класифікацію транзисторів за потужністю і граничною частотою.

Таблиця 2

P/f	< 3 МГц НЧ	(3…30) МГц Ср.Ч	> 30 МГц ВЧ і НВЧ
МП < 0,3Вт	1	2	3
СрП 0,3…3 Вт	4	5	6
П > 3Вт	7	8	9

Позначення транзисторів складається із чотирьох елементів: перший (цифра або букви) вказує на матеріал напівпровідника; другий (буква) – тип транзистора за принципом дії; третій (цифри) – тип транзистора за електричними параметрами; четвертий (буква) – різновидність даного типу.

Приклад:

К	Т	201	В
К	П	103	Л
I	II	III	IV

I — матеріал напівпровідника: Г-германій, К-кремній

II — тип транзистора за принципом дії. Т-біполярні, П – польові

III — три або чотири цифри – група транзисторів за електричними параметрами. Перша цифра показує частотні властивості та потужність відповідно до табл.2.

IV— модифікація транзисторів в 3-й групі.

Наприклад, КТ201В є кремнієвим БТ широкого вжитку малої потужності, середньої частоти; номер розробки-01, різновид-В.

2. Будова та основні види біполярних транзисторів

Біполярний транзистор (**БТ**) (або просто транзистор) – це напівпровідниковий прилад, що має три зони провідності, які утворюють два p-n переходи. Термін «біполярний» означає, що носіями заряду є два різні типи: електрони і дірки. Основним елементом транзистора являється кристал германію і частіше кремнію, в якому створені три зони різних провідностей. Дві крайні зони завжди мають провідність однакового типу, протилежну провідності середньої зони.

Залежно від чергування зон різних типів біполярні транзистори поділяються на два типи p-n-p і n-p-n типу, як показано на рис. 1.

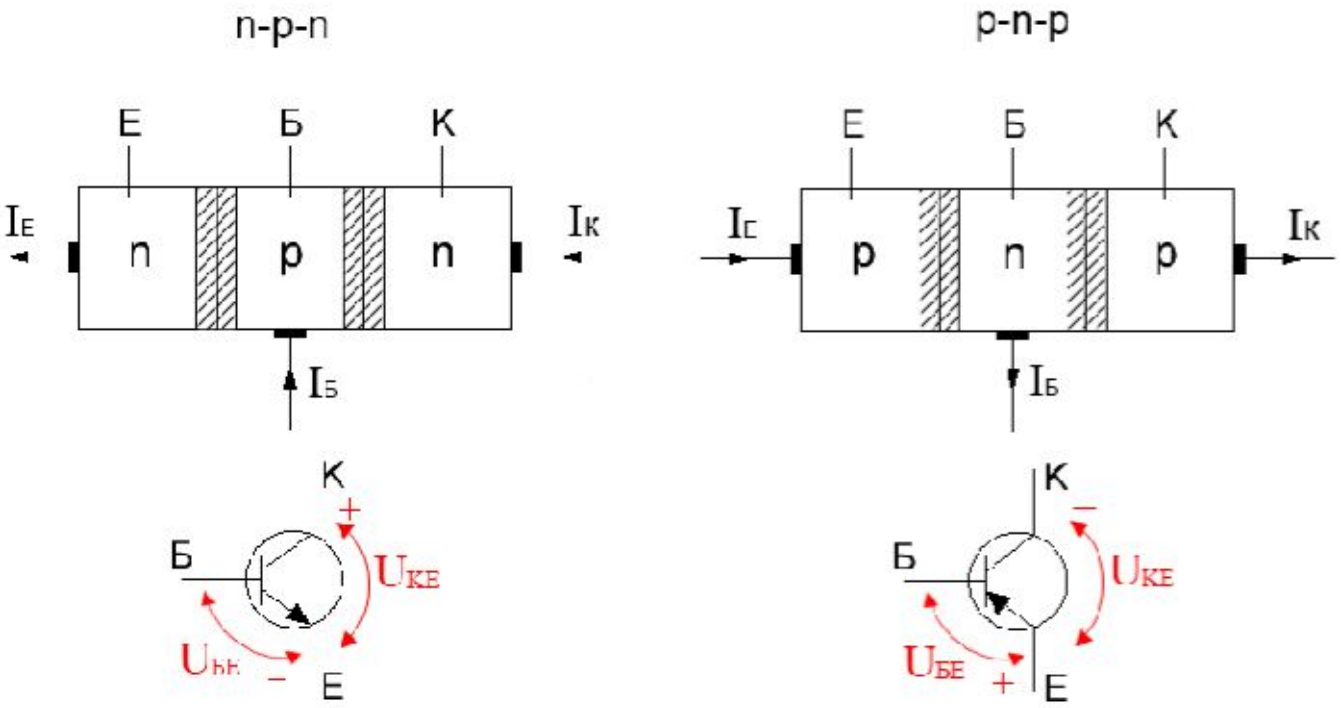


Рис. 1. Схематична будова та умовне позначення транзисторів n-p-n (а) та p-n-p (б) типів

Середню зону транзистора називають **базою** (Б), одна крайня зона називається **емітером** (Е), друга – **колектором** (К). В транзисторах є два p-n переходи: емітерний (між емітером і базою) і колекторний (між базою і колектором). Емітерна зона має високу електричну провідність. Її призначення є інжекція носіїв заряду в базову зону. Колекторна зона визначається низькою електропровідністю. Її приз-

наченням є екстрагування носіїв заряду з базової ділянки. Концентрація домішок у базі завжди набагато менша, ніж у колекторі та емітері. Найважливішою умовою роботи БТ є дуже мала ширина базової зони (не більше одиниць мікрометрів).

Значення струмів і напруг бази, емітера і колектора позначається індексами “Б”, ”Е” і ”К”. Струми бази, емітера і колектора позначаються відповідно $I_Б$, $I_Е$, $I_К$, а напруги між цими електродами – подвійними індексами $U_{БЕ}$,$U_{КЕ}$,$U_{КБ}$. На умовному графічному зображені транзисторів типів n-p-n і p-n-p стрілка показує умовний (від плюса до мінуса) напрям струму в емітері при прямій напрузі на емітерному переході (рис. 1 а, б).

3. **Принцип роботи біполярних транзисторів**

Принцип роботи біполярного транзистора пояснюється схемою рис. 2

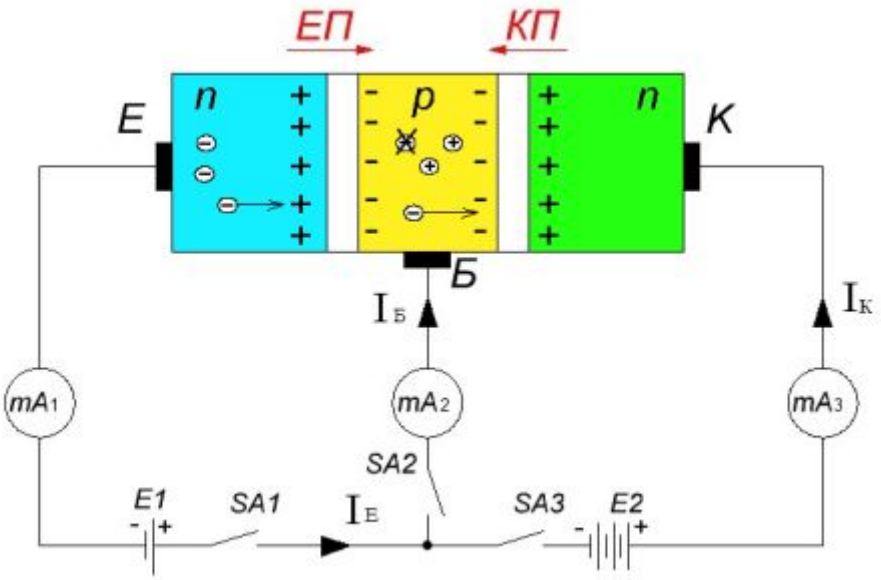


Рис. 2. До пояснення принципу роботи транзистора

Із рисунку видно, що транзистор представляє собою по суті 2-а напівпровідникових діоди, які мають спільну область-базу. Між p і n-областями виникають p-n переходи. Перехід між емітером (Е) і базою(Б) називається емітерним (ЕП), а перехід між колектором (К) і базою називається колекторним (КП). Як показано на рис.2 емітерний перехід під’єднаний до джерела е.р.с E1 в прямому напрямку, а колекторний перехід – до джерела е.р.с E2 в зворотньому напрямку. Зазвичай $|E2| \gg |E1|$.Розглянемо три випадки положення вимикачів SA1, SA2, SA3. При замиканні вимикачів SA1, SA2 (SA3 – розімкнутий) ЕП відкритий і з емітера здійснюється інжекція електронів в базу. Одночасно дірки бази будуть проходити в область емітера. Через емітерний перехід буде протікати струм по колу: +E2, SA1, SA2, mA2, база, емітер, mA1, -E1.

Якщо вимикач SA1 розімкнути, а вимикач SA2, SA3 замкнути, то в колекторному колі протікатиме незначний струм, викликаний впорядкованим рухом неосновних носіїв-електронів бази і дірок колектора. Коло струму: + E1, mA3, колектор, база, mA2,SA2, SA3, - E2.

При замиканні всіх трьох ключів SA1, SA2, SA3 потенціальний бар'єр ЕП зменшується, а КП – збільшується.

Струм, що проходить через ЕП, отримав назву емітерного струму (I_E). Цей струм рівний сумі електронної і діркової складових:

$$I_E = I_{En} + I_{Ep} \qquad (1)$$

В транзисторах, концентрація носіїв заряду в базі значно менша ніж в емітері. Це приводить до того, що число електронів, інжектованих з емітера в базу в багато разів перевищує число дірок, які рухаються в протилежному напрямку. Відповідно майже весь струм через емітерний p-n перехід обумовлений електронами. Ефективність емітера оцінюється коефіцієнтом інжекції γ, який для транзисторів типу n-p-n дорівнює відношенню електронної складової емітерного струму до загального струму емітера:

$$\gamma = \frac{I_{en}}{Ie} = \frac{I_{en}}{I_{en}+I_{ep}} = \frac{1}{1+\frac{I_{en}}{I_{ep}}} \qquad (2)$$

В сучасних транзисторах коефіцієнт γ мало відрізняється від одиниці ($\gamma = 0{,}999$).

Внаслідок процесу інжекції з емітора в базу поступає великий потік електронів, а тому біля емітерного переходу накопичується велика кількість електронів, біля колекторного переходу їх майже немає. Так формується великий градієнт концентрації неосновних носіїв у базовій ділянці. В базі створюється дифузійний потік електронів від ЕП , де їх надлишок, до КП і далі в колектор. Електричне поле об'ємного заряду колекторного переходу сприяє переміщенню (екстракції) електронів через цей перехід і вони потрапляють у прискорювальне поле зовнішнього джерела е.р.с. E2, створюючи струм колектора. Коло колекторного струму: +E2, mA2, колектор, база,mA2, SA2, SA2, SA3, -E2.

Майже всі електрони, що інжектували в базу, досягають колектора. Це стає можливим тільки за умови досить малої товщини бази та невеликої концентрації дірок у ній. Лише незначна частина електронів рекомбінує в базі з дірками, що викликає струм у базі $I_Б$. Цей струм є небажаним і навіть шкідливим.

Приймаючи до уваги степінь рекомбінації електронів з дірками в області бази, можна приймати струм колектора $I_К$ приблизно рівним струму емітера:

$$I_К \approx I_E \qquad (3)$$

Ті електрони, які рекомбінують в області бази з дірками, приймають участь в створенні струму бази $I_Б$, який протікає у колі: + E1, SA1, SA2, mA2, база, емітер, mA1, -E1. Значить струм бази дорівнює різниці струмів емітера і колектора:

$$I_Б = I_E - I_К \qquad (4)$$

Згідно з першим законом Кірхгофа між струмами електродів біполярного транзистора завжди справедливе співвідношення:

$$I_E = I_Б + I_К \quad (5)$$

Струм емітера, що вимірюється міліамперметром mA1, дорівнює сумі струмів бази і колектора, які вимірюються відповідно приладами mA2 і mA3.

Необхідно звернути увагу на те, що, хоча електрони і дірки рухаються в протилежних напрямках, струми у колах транзистора проходять в ***одному напрямі***, який співпадає з напрямом руху носіїв заряду позитивної полярності– дірок.

Для оцінки впливу рекомбінації носіїв заряду в базі на підсилювальні властивості транзистора використовується ***коефіцієнт переносу носіїв в базі***, який показує, яка частина інжектованих емітером електронів досягне колекторного переходу.

Цей коефіцієнт визначається за формулою:

$$\delta = \frac{I_{Кn}}{I_{Еn}} \quad (6)$$

Коефіцієнт переносу δ тим ближче до одиниці, чим менша товщина бази і концентрація дірок в базі по відношенню до концентрації електронів в емітері.

Одним із основних параметрів транзистора являється ***коефіцієнтпередачі струму емітера***, який дорівнює відношенню приросту струму емітера при постійній напрузі на колекторному переході:

$$\alpha = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Е} \quad (7)$$

Цей коефіцієнт може бути виражений через величини γ і δ наступним співвідношенням:

$$\alpha = \gamma\delta = \frac{I_{Еn}}{I_Е} \cdot \frac{I_{Кn}}{I_{Еn}} = \frac{I_{Кn}}{I_Е} \quad (8)$$

Таким чином, в електричному колі колектора формується струм колектора Iк, значення якого пропорційне емітерному струмові $I_Е$:

$$I_к = \alpha I_Е \quad (9)$$

Якщо база досить тонка, втрата електронів унаслідок рекомбінації їх у базі мала, коефіцієнт передачі струму

$$\alpha = 0{,}95 \ldots 0{,}99.$$

В електричному колі колектора також проходить власний зворотній струм колекторного переходу $I_{кБ0}$ (некерований зворотній струм колектора), який має невелике значення(одиниці мікроамперів). Індекс “К” вказує на те,що це власний зворотній струм колекторного переходу, індекс “Б” – що транзистор вмикається за схемою СБ, індекс “0” – що струм вимірюється у разі розімкненого кола емітера (обриву).

Повний струм колектора:

$$I_к = \alpha I_Е + I_{кБ0} \quad (10)$$

Перетворимо вираз (10) так, щоби виразити залежність струму $I_К$ від струму бази $I_Б$. Замінемо $I_Е$ сумою $I_К + I_Б$:

$$I_К = \alpha(I_К + I_Б) + I_{КБ0}$$

Розв'яжемо це рівняння відносно $I_К$. Тоді отримаємо:

$$I_К = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_Б + \frac{I_{КБ0}}{1-\alpha}$$

Позначимо

$$\frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta \text{ і } \frac{I_{КБ0}}{1-\alpha} = I_{КЕ0}$$

Кінцевим виразом є:

$$I_К = \beta I_Б + I_{КЕ0} \quad (11)$$

Коефіцієнт β являється **коефіцієнтом передачі струму бази**.

Його значення складає десятки одиниць ($\beta \gg 1$)

Наприклад, якщо $\alpha = 0{,}95$, то

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0{,}95}{1-0{,}95} = \frac{0{,}95}{0{,}05} = 19,$$

а якщо α=0,99, тобто збільшився на 0,04 , то

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0{,}99}{1-0{,}99} = \frac{0{,}99}{0{,}01} = 99,$$

то β збільшився в 5 з лишнім разів

Таким чином, незначні зміни α приводять до великих змін β.

Якщо відомо β, то можна завжди визначити α за формулою:

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta} \quad (12)$$

Струм $I_{КЕ0}$ називають **початковим наскрізним струмом емітера**.

Він проходить через весь транзистор (через три його області і через обидва p-n переходи) у тому випадку, якщо $I_Б$=0, тобто, якщо розірване електричне коло бази. Цей струм досягає значень десятків і сотень мікроамперів і значно перевищує зворотній струм колектора $I_{КБ0}$. Струм $I_{КЕ0} = I_{КБ0}/(1-\alpha)$, і знаючи, що $\alpha/(1-\alpha)=\beta$, знаходимо $I_{КЕ0}=(\beta+1) I_{КБ0}$. А так як $\beta \gg 1$, то

$$I_{КЕ0} \approx \beta I_{КБ0} \quad (13)$$

4. **Схеми ввімкнення біполярних транзисторів**

Транзистор, як елемент електричного кола, використовується так, що один з його електродів є вхідним, другий – вихідним, а третій – спільний відносно входу та виходу. У коло вхідного електроду вмикається джерело вхідного змінного сигналу, який треба підсилити за потужністю, а у коло вихідного - навантаження, на якому виділяється посилена потужність. Залежно від того, який електрод є спільним для вхідного і вихідного кіл, розрізняють три схеми ввімкнення транзисторів:

- Зі спільною базою –СБ
- Зі спільним емітером –СЕ

- Зі спільним колектором –СК

Слід зазначити, що основні схеми ввімкнення розглядаються для змінного сигналу.

4.1. **Схема ввімкнення транзистора зі СБ** (див.рис. 3)

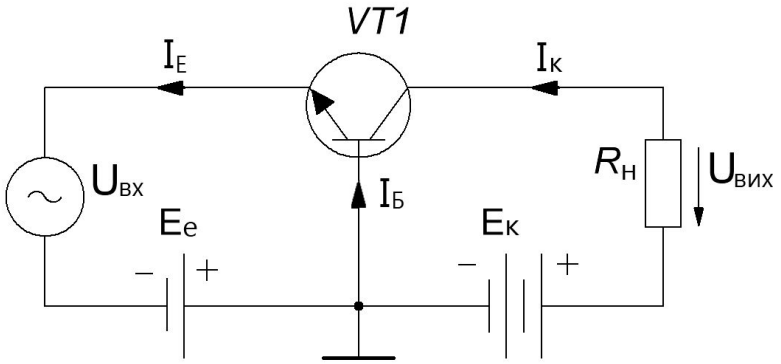


Рис.3. Схема ввімкнення транзистора зі СБ

Струм, що проходить через джерело вхідного сигналу, називають вхідним струмом. Значить:

$I_{вх} = I_E$ – вихідний струм

$I_{вих} = I_к$ – вихідний струм

Напруга в транзисторах схемах позначають двома індексами в залежності від того, між якими виводами транзистора ці напруги вимірюються

$U_{ВХ} = U_{БЕ}$ – вхідна напруга

$U_{ВИХ} = U_{БК}$ – вихідна напруга

Якщо під дією $U_{ВХ}$ струм емітера зростає на деяку величину ΔI_E, то відповідно зростають і решта струмів транзистора

$$\Delta I_E + \Delta I_E = I_к + \Delta I_к + I_б + \Delta I_б$$

Незалежно від схеми ввімкнення транзистори характеризуються **диференціальним коефіцієнтом передачі струму**:

$$\propto = \frac{\Delta I_{вих}}{\Delta I_{вх}} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_E} \text{ при } E_к = \text{const} \qquad (13)$$

$$\propto < 1$$

Вхідний опір схеми з СБ :

$$R_{ХВБ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}} = \frac{\Delta U_{БЕ}}{\Delta I_E} \approx r_e , \quad (14)$$

r_e-опір емітерного переходу, ввімкненого в прямому напрямі.

Вхідний опір схеми з СБ малий (одиниці – десятки Ом), тому що вхідне коло схеми являє собою відкритий емітерний перехід

Недоліки схеми з СБ:

- Схема не підсилює струм $\propto < 1$;
- Малий вхідний опір;
- Два різних джерела напруги живлення.

Перевага схеми з СБ: висока температурна стабільність.

4.2. **Схема ввімкнення транзистора з СЕ**

Ця схема, зображена на рис.4 є найбільш поширеною, тому що вона дає максимальне підсилення за потужністю.

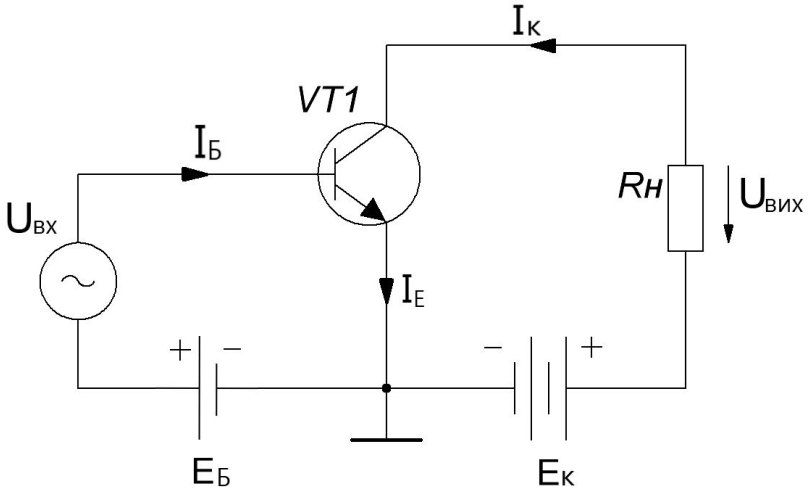


Рис.2. Схема ввімкнення транзистора СЕ

У схемі з СЕ:

$I_{вх} = I_Е$ – вихідний струм

$I_{вчх} = I_к$ – вихідний струм

$U_{ВХ} = U_{БЕ}$ – вхідна напруга

$U_{ВИХ} = U_{БК}$ – вихідна напруга

$R_{ВХ.Е} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = U_{БЕ}/I_Б$ – вхідний опір

Вхідний опір транзистора в схемі СЕ значно більший, ніж в схемі з СБ. Це видно із очевидної нерівності.

$$\frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_Б} \gg \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_Е}$$

Коефіцієнт прямої передачі струму для схеми з СЕ:

$$\beta = \frac{\Delta U_{ВИХ}}{\Delta I_{ВХ}} - \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Е}, \qquad (15)$$

Знайдемо співвідношення між β і $\propto$. Для цього скористаємося рівністю $\Delta I_Б = \Delta I_Е - \Delta I_К$ і підставимо в формулу (15)

$$\beta = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б} = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Е - \Delta I_К} = \frac{1}{\frac{\Delta I_Е}{\Delta I_К} - 1} = \frac{1}{\frac{1}{\propto} - 1} = \frac{\propto}{1 - \propto} \qquad (16)$$

$$\beta = \frac{\propto}{1 - \propto}$$

Якщо $\propto = 0{,}98$, і $\beta = \frac{0{,}98}{1-0{,}98} = 49$. Таким чином, в схемі з СЕ можна отримати коефіцієнт прямої передачі струму порядка декількох десятків.

Перевага схеми з СЕ:

- Великий вхідний опір ($R_{ВХ.Е} \gg R_{ВХ.Б}$)
- Можливість живлення від одного джерела напруги, так як на базу і на колектор подаються напруги живлення одного знаку.

Недоліки схеми з СЕ: Низька температурна стабільність схеми (гірша ніж в схемі з СБ)

4.3 **Схема ввімкнення транзистора з СК** (див.рис.5.)

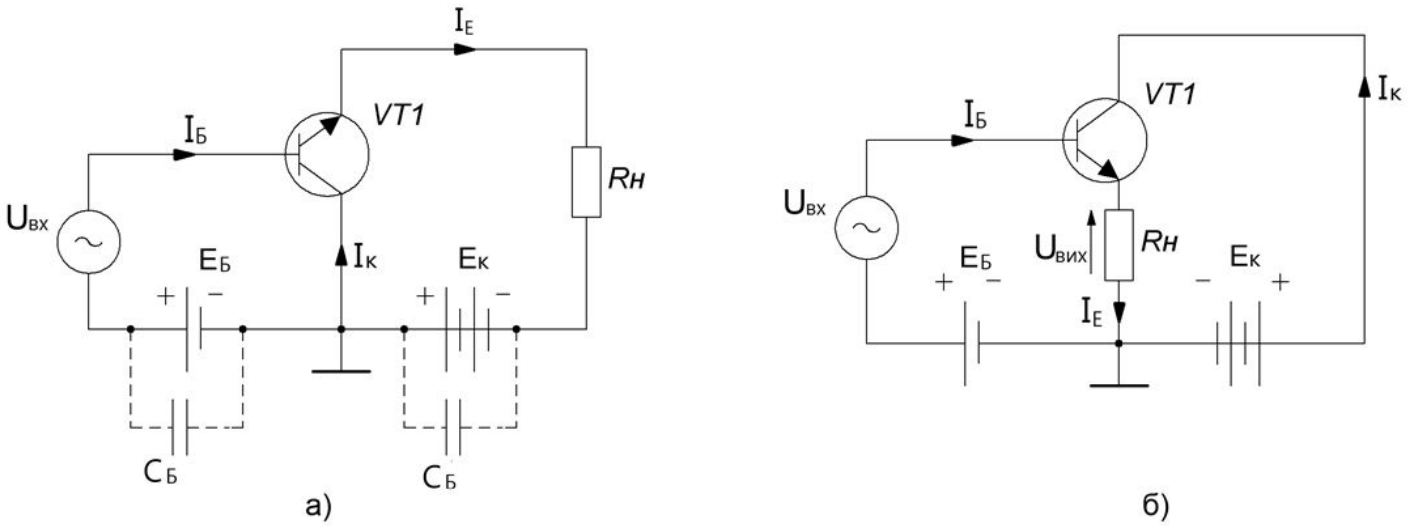


Рис.5. Схема ввімкнення транзистора в схемі СК.

У схемі з СК (див.рис.3)колектор є спільною точкою входу й виходу, оскільки джерела живлення завжди шунтуються конденсаторами великої ємності і для змінного струму можуть вважатися коротко замкненими.

В схемі з СК:

– вхідний струм

– вихідний струм

– вхідна напруга

– вихідна напруга

—— ——– вхідний опір

Коефіцієнт прямої передачі струму для цієї схеми:

——— — ——— ——— — (17)

Коефіцієнт прямої передачі струні для цієї схеми майже такий як і в схемі СЕ. Однак, на відміну від каскаду з СБ, коефіцієнт підсилення за напругою в схемі з СК близький до одиниці. Розглянувши полярність змінних напруг у схемі, можна встановити, що фазового зсуву між немає. Тобто вихідна напруга повторює вхідну. Саме тому цю схему називають емітерним повторювачем і зображують схему так, як показано на рис. 5,б.

5. Підсилювальні властивості транзисторів та їх еквівалентні схеми

5.1. Підсилення електричних сигналів з допомогою транзистора

Підсилення електричних сигналів з допомогою транзистора ґрунтується на тому, що струм колектора залежить від величини напруги, прикладеної до ділянки емітер – база . На рис.6.а. приведено спрощену схему транзисторного підсилювача та графіки, що пояснюють її роботу. Коли немає змінної напруги (до моменту рис.6,а) у колі емітера проходить струм а у колі колектора – струм (рис.6,г, д), який майже рівний за величиною струму . Проходячи через наван-

тажувальний опір $R_{\text{Н}}$ у колі колектора, струм $\text{I}_{\text{К}}$ створює на ньому спад напруги $U_{\text{Н}} = \text{I}_{\text{К}} \cdot R_{\text{Н}}$ (рис.6,е). При поданні на вхід транзистора послідовно з напругою $\text{E}_{\text{Б}}$ змінної синусоїдної напруги $U_{\text{ВХ}}$(у момент t, рис.5,б) емітер ний струм стає пульсуючим. При цьому змінюватиметься кількість дірок, що находять з емітера в базу, а отже і струм $\text{I}_{\text{К}}$ у колі колектора (рис.5, д). Цей струм на опорі навантаження $R_{\text{Н}}$ створює пульсуючу напругу, яка повторює за формою вхідний сигнал.

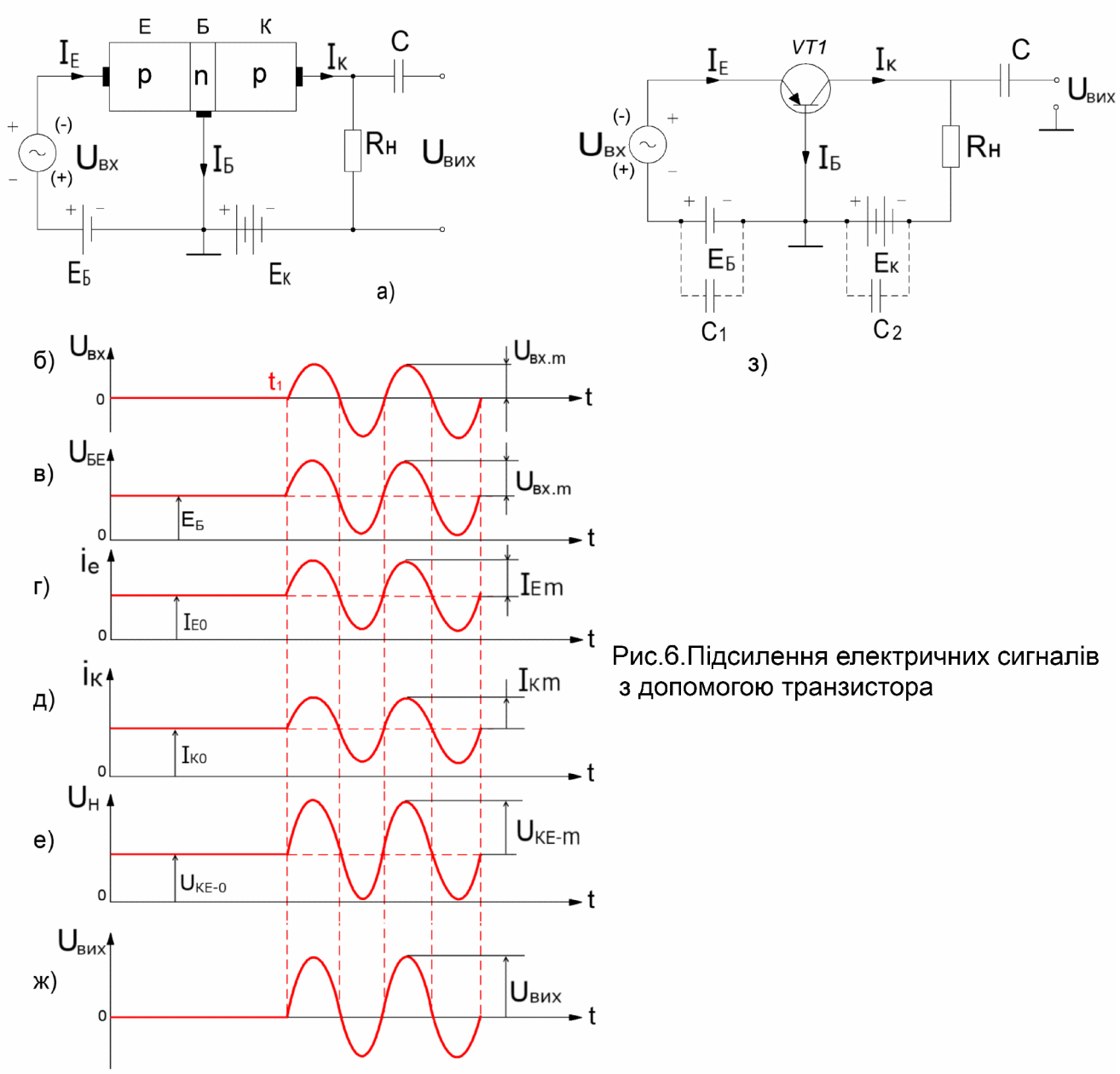


Рис.6.Підсилення електричних сигналів з допомогою транзистора

Змінна складова пульсуючої напруги $U_{\text{Н}}$ відокремлюється з допомогою конденсатора С від постійної складової і подається на вихід підсилювача у вигляді змінної напруги $U_{\text{ВИХ}}$.

Доведемо, що транзистор підсилює потужність вхідного сигналу. За законом Ома напруга $U_{\text{ВИХ}}$ і $U_{\text{ВХ}}$ можна подати так:

$$U_{\text{ВИХ}} = \text{I}_{\text{ВИХ}} \cdot R_{\text{Н}} \qquad (18)$$

$$U_{\text{ВХ}} = \text{I}_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ВХ}}, \qquad (19)$$

де $R_{\text{ВХ}}$ - опір вхідного кола транзистора.

Число, що показує, у скільки разів змінна напруга на виході підсилювача перевищує напругу сигналу на вході, називають коефіцієнтом підсилення за напругою і позначають K_U.

$$K_U = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\text{I}_{\text{ВИХ}} \cdot R_{\text{Н}}}{\text{I}_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ВХ}}} \quad (20)$$

Для розглянутої схеми ввімкнення транзистора

$$\text{I}_{\text{ВИХ}} = \text{I}_{\text{К}};$$
$$\text{I}_{\text{ВХ}} = \text{I}_{\text{Е}}.$$

Опір вхідного кола транзистора можна приблизно вважати рівним опору ділянки емітер-база (емітерного переходу)$r_{\text{Е}}$. Значення $r_{\text{Е}}$ у малопотужних резисторів досягає десятків Ом.

$$R_{\text{ВХ}} \approx r_{\text{Е}}$$

У цьому разі $$K_U \approx \frac{\text{I}_{\text{К}} \cdot R_{\text{Н}}}{\text{I}_{\text{Е}} \cdot r_{\text{Е}}}$$

Оскільки $$\text{I}_{\text{К}} \approx \text{I}_{\text{Е}}, \text{то } K_U \approx \frac{R_{\text{Н}}}{r_{\text{Е}}} \gg 1 \quad (21)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю ($\text{К}_{\text{Р}}$) можна підрахувати за формулою:

$$\text{К}_{\text{Р}} = \frac{\text{P}_{\text{вих}}}{\text{P}_{\text{вх}}} = \frac{\text{I}^2_{\text{вих}} \cdot R_{\text{Н}}}{\text{I}^2_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вх}}} \approx \frac{\text{I}^2_{\text{Е}} \cdot R_{\text{Н}}}{\text{I}^2_{\text{К}} \cdot R_{\text{ВХ}}} \approx \frac{R_{\text{Н}}}{r_{\text{Е}}} \gg 1 \quad (22)$$

Підсилення напруг і потужності за допомогою транзистора відбувається за рахунок енергії джерела живлення. Сам транзистор виконує функцію регулятора, який під впливом вхідного сигналу, введеного в коло з малим опором, змінює струм у вхідному колі, що має значно більший опір.

Опір відкритого емітерного переходу транзистора малий. Тому навіть невеликі зміни вхідної напруги ведуть до значних змін емітерного струму. Опір кола колектора для струму $\text{I}_{\text{К}}$, що проходить через колекторний p-n перехід, ввімкнений у зворотньому напрямку, значно більший і становить десятки кілоомів. Ввімкнення високоомного навантажувального опору $R_{\text{Н}}$ не змінює порядку величини згального опору кола колектора. В цьому випадку незначним змінам $U_{\text{ВХ}}$ відповідатимуть набагато більші зміни$U_{\text{ВИХ}}$ на опорі $R_{\text{Н}}$.

З роботи транзистора видно, що струм $\text{I}_{\text{К}}$ у вихідному колі дещо менший від струму $\text{I}_{\text{Е}}$, що проходить у вхідному колі. Тому транзистор, увімкнений за розглянутою схемою підсилення за струмом не дає. Приведена схема на рис.6,з є простим підсилювачем при ввімкненні транзистора з спільною базою.

Основними показниками транзисторного підсилювача при будь-якій схемі ввімкнення транзистора являється:

Коефіцієнт підсилення за струмом

$$\text{К}_{\text{I}} = \frac{\Delta\text{I}_{\text{вих}}}{\Delta\text{I}_{\text{вх}}} \quad (23)$$

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$К_U = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}} \qquad (24)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю

$$К_р = \frac{\Delta P_{вих}}{\Delta P_{вх}}, \text{ або } К_р = К_U \cdot К_I \qquad (25)$$

Вхідний опір

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{вх}} \qquad (26)$$

Для розглянутих на рис. 1; 2; 3 схем ввімкнення транзистора коефіцієнт підсилення за струмом, напругою і потужністю визначається наступними виразами.

Схема з спільною базою (СБ):

$$К_{IБ} = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Е} = \alpha; \qquad (27)$$

$$К_{UБ} = \frac{\Delta I_К R_Н}{\Delta I_Е R_{вхБ}} = \alpha \frac{R_Н}{R_{вхБ}}; \qquad (28)$$

$$К_{РБ} = \alpha^2 \frac{R_Н}{R_{вхБ}}; \qquad (29)$$

Схема з спільним емітером (СЕ):

$$К_{IЕ} = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б} = \beta; \qquad (30)$$

$$К_{UЕ} = \frac{\Delta I_К R_Н}{\Delta I_Б R_{вхЕ}} = \beta \frac{R_Н}{R_{вхЕ}}; \qquad (31)$$

$$К_{РЕ} = \beta^2 \frac{R_Н}{R_{вхЕ}}; \qquad (32)$$

Схема зі спільним колектором (СК):

$$К_{IБ} = \frac{\Delta I_Е}{\Delta I_Б} = \beta + 1; \qquad (33)$$

$$К_{UК} = \frac{\Delta I_Е R_Н}{\Delta I_Б R_{вхК}} = (\beta + 1) \frac{R_Н}{R_{вхК}}; \qquad (34)$$

$$К_{РК} = (\beta + 1)^2 \frac{R_Н}{R_{вхК}}. \qquad (35)$$

Із приведених виразів видно, що коефіцієнти підсилення за струмом, напругою та потужністю суттєво залежать від схем ввімкнення транзистора, а також від величини вхідного опору.

5.2. **Еквівалентні Т – подібні схеми транзистора**

При побудові еквівалентної схеми транзистора виходять з того, що емітерний і колекторний переходи, а також тонкий шар бази мають певний опір, який дорівнює відповідно $r_Е$, $r_К$ і $r_Б$.

Тому здавалося би, що найпростіша еквівалентна схема транзистора повинна складатися тільки з опорів $r_Е$, $r_К$ і $r_Б$, з'єднаних між собою за схемою на рис.7,а. Для сучасних транзисторів величина $r_Е$ становить десятки Ом, $r_Б$ – сотні Ом, а $r_К$ – сотні тисяч Ом.

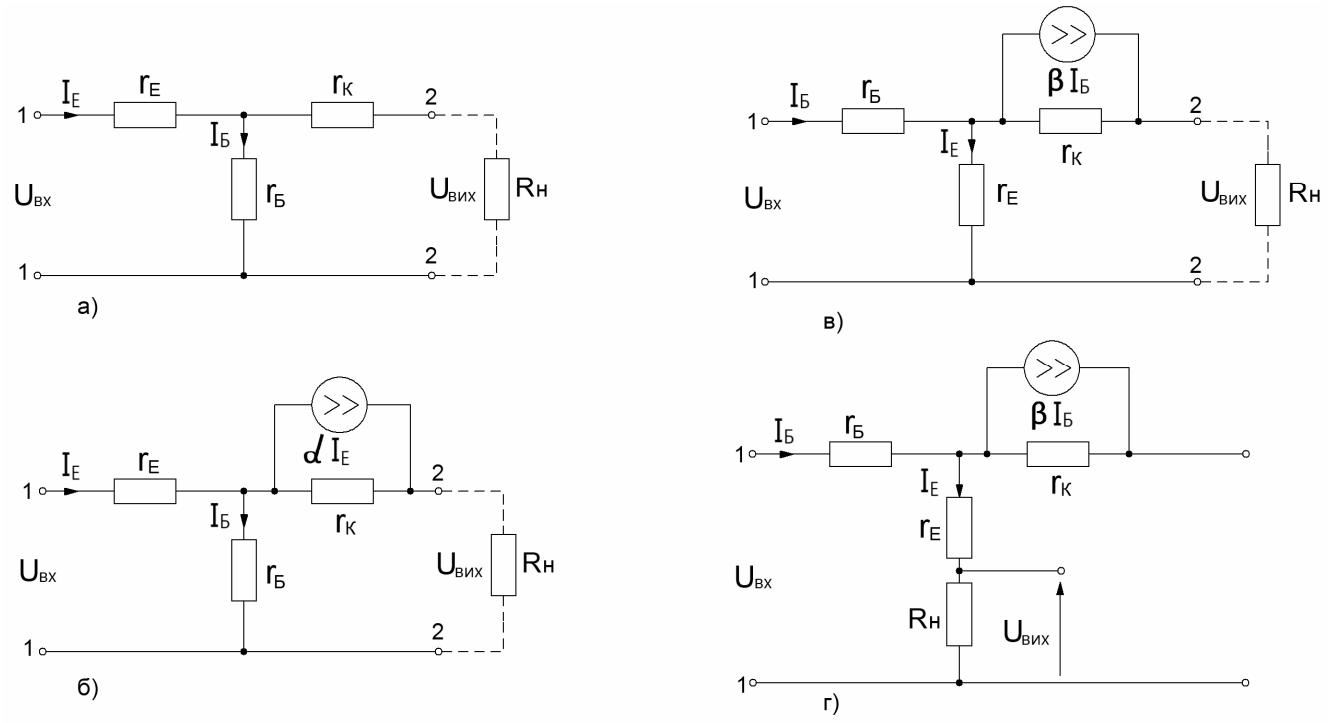


Рис. 7. Еквівалентні Т – подібні схеми транзистора:
а) – без генератора струму; б) – для схеми з СБ; в) – для схеми з СЕ;
г) – для схеми з СК.

При подачі на вхід такої схеми (до затискачів 1-1) джерела вхідного сигналу в опірі $r_К$ і в навантаженні $R_Н$ підімкненому до затискачів 2-2, проходитиме значно нижчий струм, ніж в опорі $r_Е$і в колі бази. Такий режим не відповідає реальним умовам роботи транзистора, який має підсилювальні властивості. В дійсності через опір $R_Н$ проходитиме струм $I_К = \alpha I_Е$. Тому треба змінити розподіл струму між ділянками еквівалентної схеми. Це можна зробити, під'єднавши паралельно $r_К$ додатковий генератор, що виробляє струм $\alpha I_Е$ (рис. 7,б).

Тоді, для схеми рис. 5,б можемо записати рівняння за другим законом Кірхгофа:

$$U_{вх} = I_Е \cdot r_Е + I_Б \cdot r_Б = I_Е \cdot r_Е + (I_Е - I_К) \cdot r_Е = I_Е \cdot r_Е + (I_Е - \alpha I_Е) \cdot r_Б = I_Е \cdot r_Е + I_Е(1-\alpha) \cdot r_Б = I_Е[r_Е + (1-\alpha) \cdot r_Б] \quad (24)$$

Із цього виразу видно, що вхідний опір транзистора для схеми з СБ:

$$R_{вхБ} = r_Е + (1-\alpha) \cdot r_Б \quad (36)$$

Вхідний опір каскаду з СБ досить низький: одиниці – десятки Ом.

На рис. 7,в Приведена еквівалентна схема каскаду з СЕ. В ній для відображення реального підсилювального режиму роботи транзистора в вихіднім колі ввімкнено додатковий генератор струму $\beta I_Б$.

Для цієї схеми запишемо:

$$U_{вх} = I_Е \cdot r_Е + I_Б \cdot r_Б, \quad (37)$$

Звідки $R_{ВХЕ} = \frac{I_Е \cdot r_Е + I_Б \cdot r_Б}{I_Б} = \frac{(I_К + I_Б) \cdot r_Е + I_Б \cdot r_Б}{I_Б} = \frac{I_К \cdot r_Е + I_Б(r_Е + r_Б)}{I_Б} = \beta \cdot r_Е +$

$$r_Е + r_Б = (\beta + 1) r_Е + r_Б \quad (38)$$

Очевидно, що .

В еквівалентній схемі каскаду з СК (рис.7,г)

Тоді вхідний опір

(39)

6. **Статичні характеристики біполярних транзисторів**

У транзисторах взаємно пов'язані чотири величини: – вхідні і вихідні струми і напруги. Статичні характеристики знімаються за умови, якщо немає навантаження у вихідному колі і одна із вказаних величин залишається постійною.

Найбільше поширення отримали **вхідні** і **вихідні** статичні характеристики для двох основних схем ввімкнення – з спільною базою і з спільним емітером.

6.1. **Статичні характеристики транзистора для схеми із СБ**

Схема для знімання статичних характеристик транзистора з СБ приведена на рис.8.

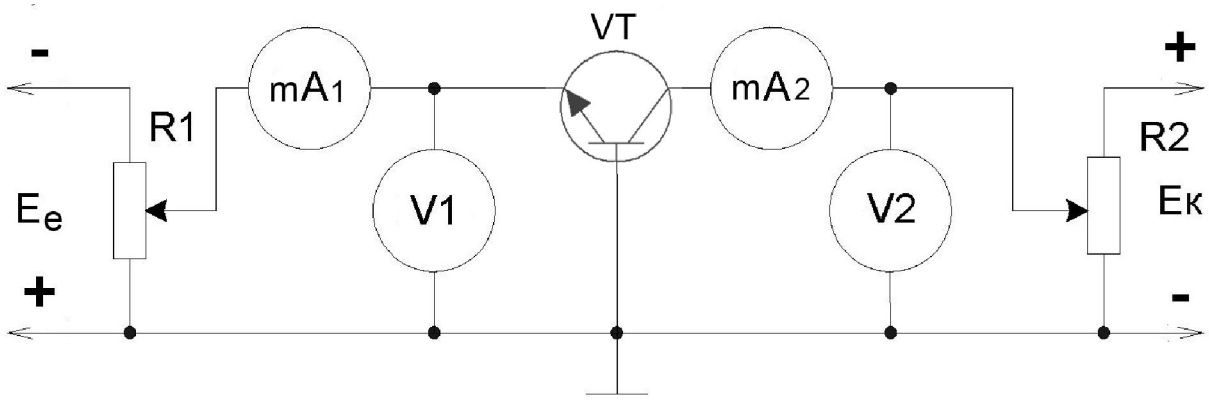


Рис.8. Схема для знімання характеристик транзистора з СБ

1) **Вхідна характеристика** при

Для схеми зі спільною базою вхідна характеристика є залежністю струму емітера від напруги між емітером і базою при незмінній величини напруги між колектором і базою

при

Типові вхідні статичні характеристики транзистора для схеми зі спільною базою наведено на рис.9,а. З рисунка видно, що вхідні характеристики аналогічні вольт-амперній характеристиці електронно-діркового переходу для прямого струму, причому зміна напруги мало впливає на струм емітера. Це пояснюється тим, що електричне поле, створене напругою у схемі зі спільною базою майже по-

вністю зосереджене в колекторному переході і виявляє незначний вплив на проходження зарядів через емітерний перехід.

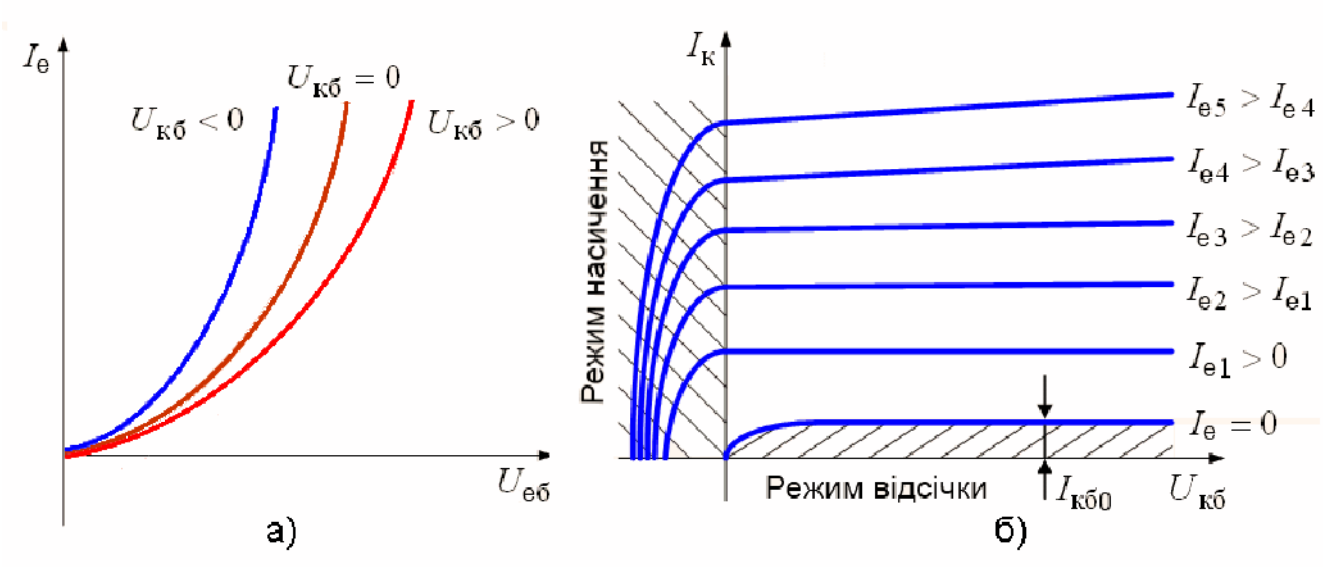


Рис.9. Статичні характеристики для схеми із СБ:
а – вхідні; б – вихідні

2) **Вихідна характеристика** $I_{ВИХ} = f(U_{ВИХ})$ при $I_{ВХ} = const$

Вихідні характеристики транзистора для схеми зі спільною базою зображають залежність струму колектора $I_е$ від напруги між колектором і базою $U_{кб}$ при сталих значеннях емітерного струму $I_е$.

$$\mathbf{I_к = f(U_{кб})} \text{ при } \mathbf{I_е = const}$$

На рис.9, б зображено вихідні статичні характеристики транзистора для схеми зі спільною базою. З рисунка видно, що при нормальній робочій полярності напруги $U_{кб}$, коли колекторний перехід перебуває під зворотною напругою, вихідні характеристики є прямими лініями, розташованими майже паралельно осі абсцис. Це пояснюється тим, що колекторний струм створюється від дифузії носіїв зарядів, що проходить з емітера через базу до колектора. Тому величину колекторного струму визначає величина струму емітера, що незначною мірою залежить від напруги $U_{кб}$, прикладеної до колекторного переходу.

При $I_е = 0$ характеристика виходить з початку координат, а потім проходить на великій висоті майже паралельно осі абсцис. Ця характеристика відповідає звичайній характеристиці зворотного струму електронно – діркового переходу, струм $I_{кбо}$ являється некерованим. З рис.2,б видно також, що при зміні полярності напруги $U_{кб}$ струм $I_к$ різко зменшується і досягає нуля при значеннях напруги $U_{кб}$ близько десятих часток вольта. У цьому разі колекторний перехід перебуває під прямою напругою і напруга $U_{кб}$ протидіє дифузії носіїв зарядів, направлених від емітера до колектора. При дальшому підвищені прямої напруги, прикладеної до колекторного переходу, струм через цей перехід різко зростає, а його напрям

стає протилежним нормальному робочому струму. Тому ділянки характеристик показані на рис.9,б штриховими лініями, не є робочими і звичайно на графіках їх не наводять.

6.2. **Статичні характеристики транзистора для схеми із СЕ**

Схема для знімання статичних характеристик транзистора з СЕ приведена на рис.10.

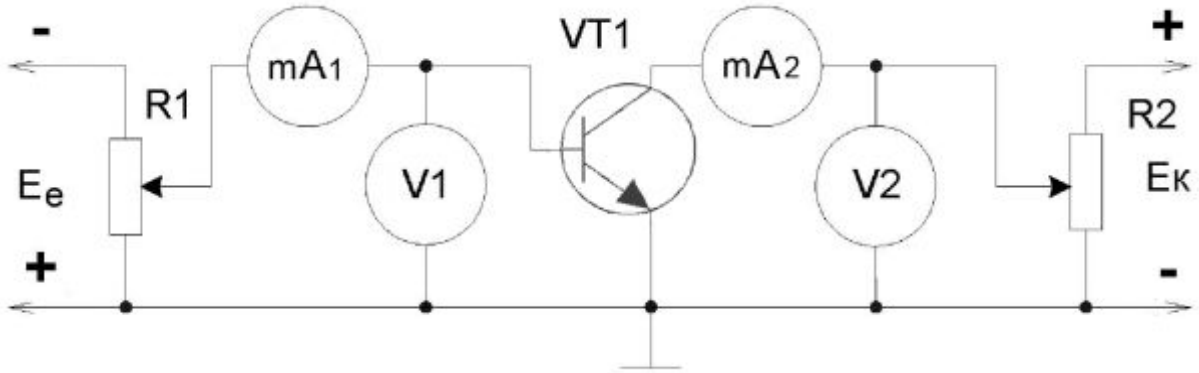


Рис.10. Схема для знімання характеристик транзистора з СЕ

Типові вхідні та вихідні статичні характеристики транзистора для схеми з спільним емітером наведені на рис.11.

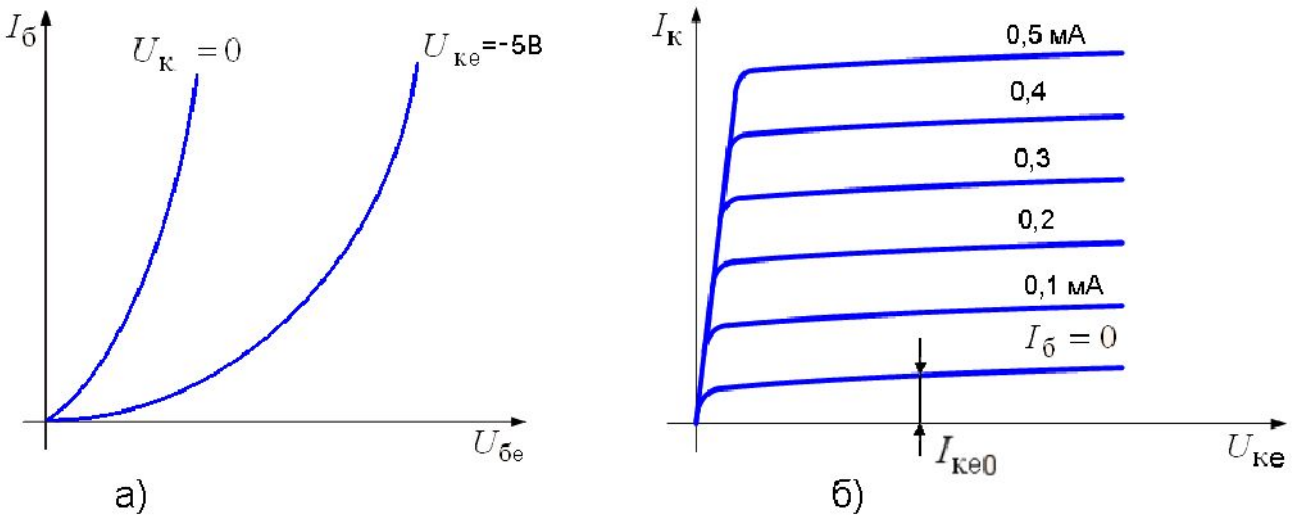


Рис.11. Статичні характеристики для схеми із СЕ:
а – вхідні; б – вихідні

1) **Вхідна характеристика** при

Для схеми з СЕ статичною вхідною характеристикою є графік залежності струму бази від напруги база – емітер при сталому значені напруги колектор – емітер (рис.4,а).

при

2) **Вихідна характеристика** при

Вихідні характеристики транзистора для схеми зі спільним емітером є залежністю струмі колектора від напруги між колектором і емітером при незмінному значені струму бази.

$$\mathbf{I}_{\text{к}} = \boldsymbol{f}(\mathbf{U}_{\text{ке}}) \quad \text{при} \quad \mathbf{I}_{\text{б}} = \mathbf{const}$$

Розглянемо сім'ю вихідних характеристик. Перша характеристика для $I_б = 0$ виходить з початку координат і нагадує характеристику зворотного струму напівпровідникового діода. При $I_б > 0$ вихідна характеристика розташовується вище, ніж при $I_б = 0$, і тим вище, чим більший струм $I_б$. Це пояснюється тим, що між струмами I_e і $I_б$ є майже лінійна залежність. Отже, зростання $I_б$ можна розглянути, як результат зростання I_e при якому зростає і струм $I_к$.

Вихідні характеристики показують що з підвищенням Uке від нуля до десятих часток вольта струм колектора дуже різко зростає. Це можна пояснити тим, що при будь – якому струмові бази і при $U_{ке} = 0$ струму колектора практично немає. Але досить незначно підвищити напругу $U_{ке}$, як майже всі заряди, інжектовані з емітера в базу, пройдуть в колектор, підвищуючи струм у його колі. При дальшому підвищені $U_{ке}$ характеристики ідуть з порівняно невеликим нахилом, що вказує на малий вплив $U_{ке}$ на струм колектора. При значному зростанні $U_{ке}$ настає електричний пробій електронно – діркового переходу і транзистор виходить з ладу (ці ділянки на характеристиках не показані).

7. **Динамічний режим роботи транзисторів**

Динамічним режимом роботи транзистора називається такий режим, при якому у вихідному колі стоїть навантажувальний резистор, за рахунок якого зміна вхідного струму або напруги буде викликати зміну вихідної напруги.

Розглянемо роботу транзистора, ввімкненого за найбільш поширеною схемою з СЕ, в динамічному режимі (рис.12). В цій схемі напруга джерела живлення Ек ділиться між ділянкою колектор – емітер (виходом схеми) і навантажувальним опором Rк. За другим законом Кірхгофа запишемо:

$$E_K = U_{R\text{к}} + U_{\text{КЕ}}, \qquad (38)$$

де $U_{R\text{к}} = I_{\text{К}} \cdot R_{\text{К}}$, тоді (1) можемо записати так:

$$U_{\text{КЕ}} = E_K - I_{\text{К}} \cdot R_{\text{К}} \quad (39)$$

Вираз (38) представляє собою **рівняння динамічного режиму роботи транзистора**.

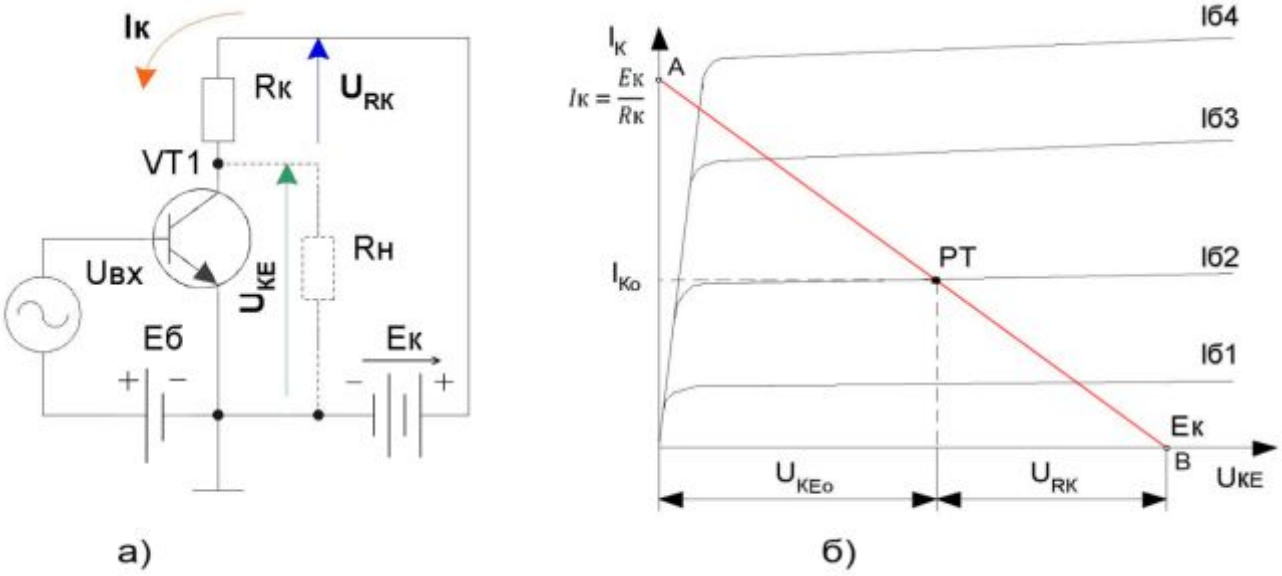


Рис.12. Динамічний режим роботи транзистора:
а) – схема ввімкнення;
б) – динамічна характеристика на сімействі статичних вихідних характеристик.

7.1. **Динамічні характеристики й поняття робочої точки**

Рівняння динамічного режиму є рівнянням вихідної динамічної характеристики. Так як це рівняння лінійне, вихідна динамічна характеристика являє собою пряму лінію й будується на вихідних статичних характеристиках (дивитеся Рис. 12,б). Вихідна динамічна характеристика АВ одержала назву навантажувальної прямої і будується за двома точками.

Точка А перетину навантажувальної прямої з віссю струмів співпадає з точкою, для якої виконується умова:

$$I\text{к} = \frac{E\text{к}}{R\text{к}}\text{, при цьому } U_{\text{КЕ}} = 0$$

Точка В перетину навантажувальної прямої з віссю струмів співпадає з точкою, в якій напруга на колекторі визначається умовою:

$$U_{\text{КЕ}} = E_{\text{К}}\text{, при цьому } I_{\text{К}} = 0.$$

Але оскільки вона дуже близька до вхідної статичної характеристики при$U_{\text{КЕ}} > 0$, то на практиці користуються вхідною статичною характеристикою. Точка перетину навантажувальної прямої з однієї з віток вихідної статичної характеристики для заданого струму бази називається **робочою точкою транзистора** (**РТ**). Робоча точка дозволяє визначати струми й напруги, що реально існують у схемі.

7.2. **Ключовий режим роботи транзистора** (**транзистор у режимі ключа**).

Залежно від стану p-n переходів транзисторів розрізняють 3 види його роботи:

- Режим відсікання. Це режим, при якому обоє його переходи закриті (і емітерний і колекторний). Струм бази в цьому випадку дорівнює нулі. Струм колектора буде дорівнює зворотньому струму. Рівняння динамічного режиму буде мати вигляд:

$$U_{\text{КЕ}} = E_K - I_{\text{КБ0}} \cdot R_{\text{Н}}, \qquad (40)$$

де $I_{КБ0}$ – зворотній струм колектора. Так як $I_{КБ0}R_Н \ll E$, то можна прийняти $U_{КЕ} \approx E_K$.

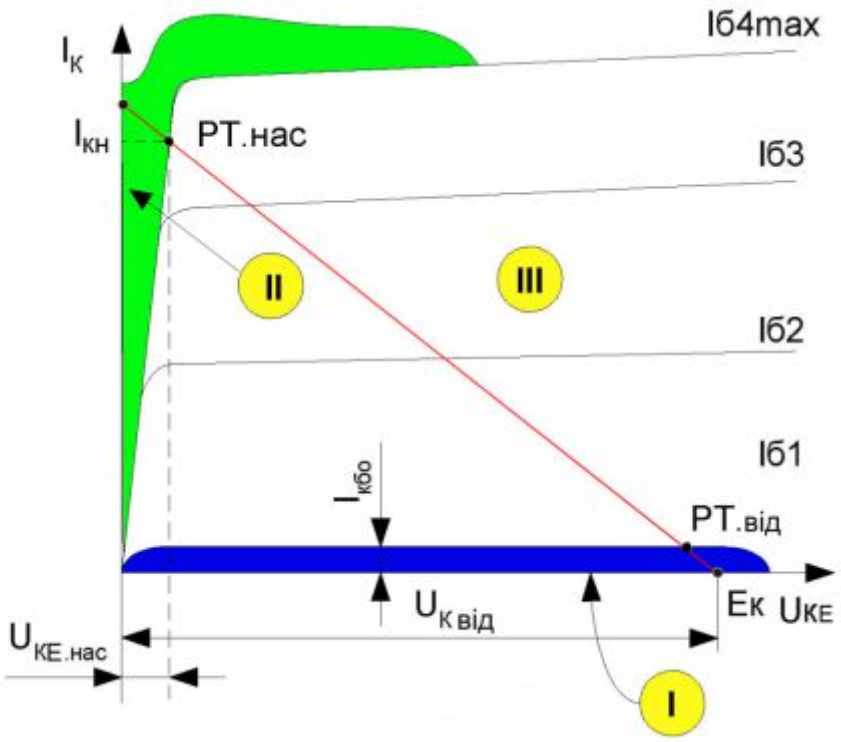


Рис.12. Графічне пояснення роботи транзистора в ключовому режимі:
I – режим відсікання;
II – режим насичення;
III – активний режим.

- Режим насичення - це режим, коли обидва переходи - і емітерний, і колекторний відкриті, у транзисторі відбувається вільний перехід носіїв зарядів, струм бази буде максимальний, струм колектора буде дорівнює струму колектора насичення$I_{КН}$:

$$I_{кн} = \frac{E_к}{R_к}$$

Струму насичення колектора відповідає струм насичення бази:

$$I_{БН} = I_{Б4max} = \frac{I_{кн}}{\beta} = \frac{E_к}{\beta R_к}$$

- Лінійний режим - це режим, при якому емітерний перехід відкритий, а колекторний закритий, при цьому:

$$0 < I_Б < I_{Б4max};$$
$$I_{КБ0} < I_К < I_{КН};$$
$$U_{КЕнас} < U_{КЕ} < E_K;$$

Цей режим використовується для підсилення електричних сигналів.

Ключовим режимом роботи транзистора називається такий режим, при якому робоча точка транзистора стрибкоподібно переходить із режиму відсікання в режим насичення й навпаки, минаючи лінійний режим (рис.13.).

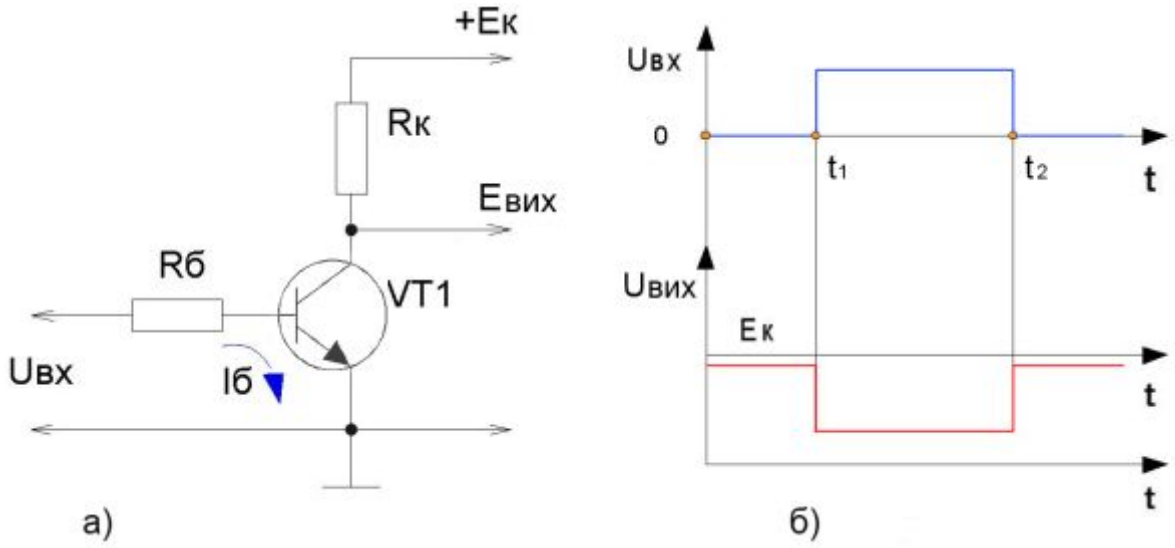


Рис.13. Ключовий режим роботи транзистора: а – схема транзисторного ключа; б – діаграма вхідних та вихідних напруг.

Резистор $Rб$ обмежує струм бази транзистора, щоб він не перевищував максимально припустимого значення. У проміжок часу від 0 до t_1(рис.13,б) вхідна напруга й струм бази близькі до нуля, і транзистор перебуває в режимі відсікання. Напруга $U_{КЕ}$, є вихідною і буде близькою до E_K. У проміжок часу від t_1 до t_2 вхідна напруга й струм бази транзистора стають максимальними, і транзистор перейде в режим насичення. Після моменту часу t_2 транзистор переходить у режим відсікання. Транзисторний ключ є інвертором, тобто змінює фазу сигналу на 180°.

8. **Транзистор**, **як активний чотириполюсник**. h – **параметри транзистора**

Відомо, що статичні вхідні і вихідні характеристики транзисторів показують нелінійну залежність в них струмів і напруг. При малих рівнях вхідного сигналу для перетворення статичні характеристики в межах робочої ділянки можна вважати лінійними, а залежності між струмами і напругами в їх колах постійними. В більшості випадків режим роботи з малими сигналами характерний для підсилювальних каскадів. В режимі малого сигналу транзистор увімкнений до джерела живлення, для змінних складових струмів і напруг можна розглядати, як лінійний активний чотириполюсник (рис.14), на вхідних затискачах 1-1 якого діють напруга U_1 і струми I_1 , а на вихідних 2-2 – напруга U_2 і струм I_2 .

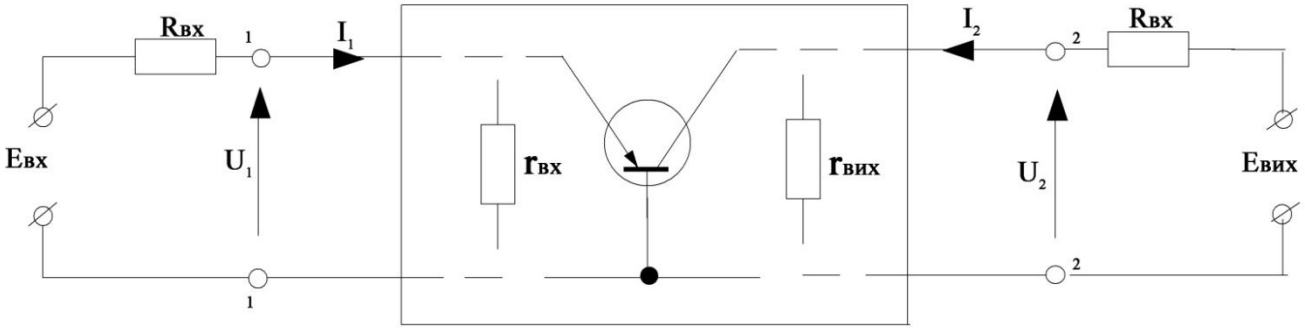


Рис.1. Транзистор як чотириполюсник

Транзистор вважається активним чотириполюсником, так як при під'єднані до нього джерела живлення, він може підсилювати потужність вхідного сигналу (трансформатор являється пасивним чотириполюсником).

Із теорії електричних кіл відомо, що зв'язок між струмами і напругами в чотириполюснику може бути представлений двома функціональними залежностями, в яких у якості аргументів можна вибрати будь-які із чотирьох величин: I_1, I_2 , U_1, U_2. Для опису транзистора, як чотириполюсника практично використовують дві функціональні залежності, в кожній з яких напруга і струм зв'язані своїми коефіцієнтами, що являються параметрами транзистора.

Система h-параметрів

В цій системі в якості незалежних змінних приймають струм I_1 і напругу U_2, а напруга U_1 і струм I_2 – їх функціями, тобто:

$$\begin{cases} U_1 = f_1(I_1, U_2) \\ U_2 = f_2(I_1, U_2) \end{cases} \qquad (41)$$

Диференціюючи величини U_1, I_2 за I_1, U_2 дістанемо таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} dU_1 = \dfrac{dU_1}{dI_1} \cdot dI_1 + \dfrac{dU_1}{dU_2} \cdot dU_2 \\ dI_2 = \dfrac{dI_2}{dI_1} \cdot dI_1 + \dfrac{dI_2}{dU_2} \cdot dU_2 \end{cases} \qquad (42)$$

Введемо позначення частинних похідних:

$$\frac{dU_1}{dI_1} = h_{11} \quad \frac{dI_2}{dI_1} = h_{21}$$

$$\frac{dU_1}{dU_2} = h_{12} \quad \frac{dI_2}{dU_2} = h_{22}$$

Тоді система (2) матиме вигляд:

$$\begin{cases} dU_1 = h_{11} \cdot dI_1 + h_{12} \cdot dU_2 \\ dI_2 = h_{21} \cdot dI_1 + h_{22} \cdot dU_2 \end{cases} \qquad (43)$$

Якщо замінити диференціали функцій незначними приростами амплітудних значень струмів ($dI = \Delta I$) та напруг ($dU = \Delta U$), то отримаємо:

$$\begin{cases} \Delta U_1 = h_{11} \cdot \Delta I_1 + h_{12} \cdot \Delta U_2 \\ \Delta I_2 = h_{21} \cdot \Delta I_1 + h_{22} \cdot \Delta U_2 \end{cases} \qquad (44)$$

Постійні коефіцієнти h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} даної системи рівнянь називаються h – параметрами транзистора. Їх можна визначати експериментальним шляхом, створюючи для змінної складової струму режим холостого ходу на вході і режим

короткого замикання на виході транзистора як чотириполюсника. Кожен із h – параметрів має відповідний фізичний смисл.

А) Режим короткого замикання на виході ($\Delta U_2 = 0$, $U_2 = const$)

із (1) визначаємоh_{11} і h_{12}.

- Вхідний опір транзистора при короткому замиканні на виході

—

- Коефіцієнт передачі струму (коефіцієнт підсилення за струмом), показує підсилення за струмом без навантаження

—

Б) Режим холостого ходу на вході ($\Delta I_1 = 0$, $I_1 = const$)

із рівнянням (4) визначають h_{12} і h_{22}.

- Коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою характеризує ступінь впливу вихідної напруги на режим вхідного кола транзистора

—

- Вихідна провідність

—

Значення h – параметрів наводиться у довідникових матеріалах на транзистори. Залежно від схеми вмикання транзистора h – параметри мають різні значення. Тому вони позначаються відповідно літерою в індексі (наприклад , для схеми з СЕ – , з СБ – і т. д.).

Існує зв'язок між фізичними та h – параметрами, а саме:

Для схеми з СЕ:

$$\left.\begin{aligned} h_{12E} &= \frac{r_E}{r_{K(E)}}(\beta+1);\\ h_{22E} &= \frac{1}{r_{K(E)}}(\beta+1);\\ h_{11E} &= r_Б + r_E(\beta+1);\\ h_{21E} &\approx \beta \end{aligned}\right\} (5)$$

Для схеми з СБ:

$$\left.\begin{aligned} r_E &= h_{11Б} - \frac{h_{11Б}}{h_{22Б}}(1+h_{21Б});\\ r_Б &= \frac{h_{12Б}}{h_{22Б}};\\ r_K &= \frac{1}{h_{22Б}};\\ \alpha &= -h_{21Б} \end{aligned}\right\} (6)$$

8.3. **Визначення** h - **параметрів транзистора за статичними характеристиками**.

В довідниках вказують переважно значення h – параметрів в типовому режимі. Для вибраного режиму – параметри визначають з сім'ї статичних вихідних і вхідних характеристик транзисторів, користуючись графо – аналітичним методом.

Для будь – якої схеми ввімкнення транзистора величини , – визначають за вхідними характеристиками, а величини , за вихідними.

1) **Визначення – параметрів для схеми з СЕ** (**рис**. 15)

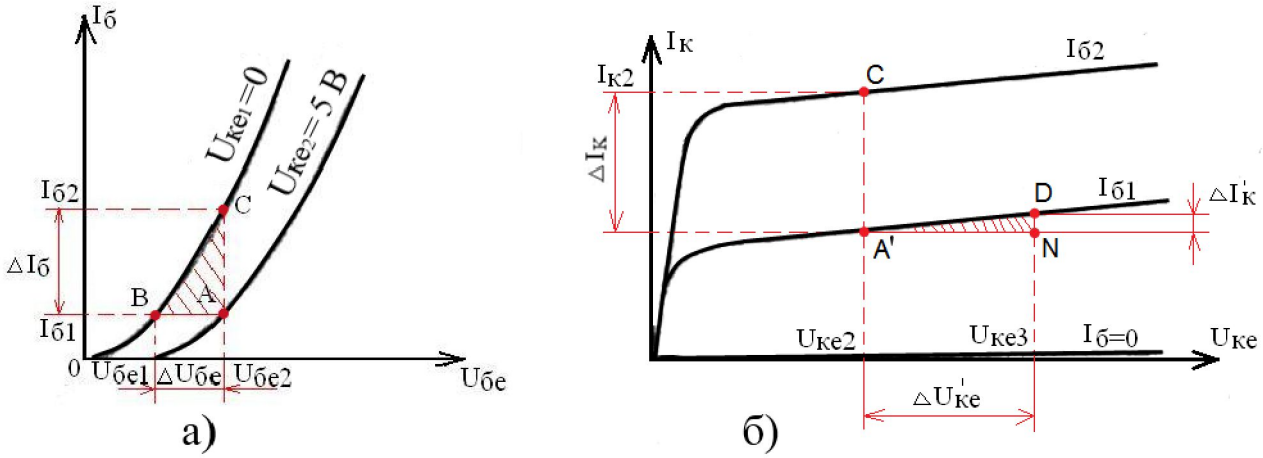


Рис.5. Визначення параметрів транзистора для схеми з СЕ

Користуючись вхідними і вихідними характеристиками неважко визначити значення h – параметрів транзистора для заданого робочого режиму. У сім'ї вхідних характеристик (рис.5,а) позначають робочу точку А. З цієї точки проводять прямі, паралельні осі абсцис і осі ординат, до перетину з другою характеристикою у точках В і С. З цього характеристичного трикутника дістають усі потрібні величини для визначення h11e і h12e. Відрізок АВ є приростом напруги бази $\Delta Uбe$ [В], а відрізок АС – приростом струму бази $\Delta Iб$ [мА]. Приріст напруги колектора визначають, як різницю напруг, при яких знімалися характеристики $\Delta Uке = Uке2 - Uке1$ [В].

Тоді

- Вхідний опір транзистора:

- Коефіцієнт зворотного зв'язку:

Параметри $h_{21}e$ і $h_{22}e$ визначають за вихідними характеристиками транзистора (рис.5,б) для цієї самої точки А. Для цього на сім'ї вихідних характеристик визначають точку , що відповідає заданому вхідному режиму. Проводять з точки вертикальну пряму до перетину з наступною характеристикою, знаходять приріст струму колектора $\Delta Iк$ при $Uке2 = const$ (відрізок АС) зумовлений приростом струму бази

- Коефіцієнт підсилення за струмом:

- Для визначення параметра h_{22E} з точки А’ проводимо пряму, паралельно осі абсцис, такої довжини, щоб можна було визначити зручний для вимірювання приріст $\Delta I'_к$. Будують трикутник ΔADN. Тоді

$$h_{22E} = \frac{\Delta I'_К}{\Delta U'_{КЕ}}\Big|_{I_{Б1}} = \text{const} = \frac{I_{KD} - I_{KN}}{U_{КЕ3} - U_{КЕ2}}\Big|_{I_{Б1}} = \text{const}$$

2) **Визначення** h – **параметрів для схеми з СБ** (рис.16)

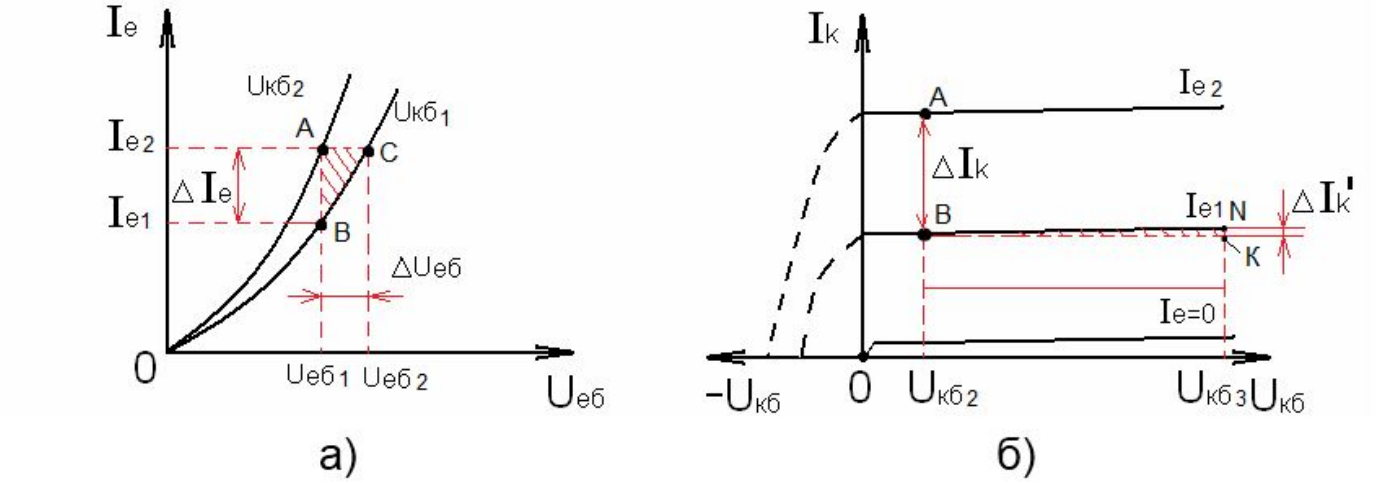


Рис.16. Визначення $h_Б$ – параметрів транзистора

Основні $h_Б$ параметри схеми легко визначити експериментально, а також графічним шляхом по статичних характеристиках транзистора.

На вхідних характеристиках (Рис.6,а) будують характеристичний прямокутник АВС, із якого знаходимо:

- Вхідний опір транзистора :

$$h_{11Б} = \frac{\Delta U_{еб}}{\Delta I_е}\Big|_{U_{кб}} = \text{const} = \frac{U_{еб2} - U_{еб1}}{I_{е2} - I_{е1}}$$

- Із цього ж трикутника визначаємо коефіцієнт зворотного зв’язку:

$$h_{12Б} = \frac{\Delta U_{еб}}{\Delta U_{кб}}\Big|_{\Delta I_е} = \text{const} = \frac{U_{еб2} - U_{еб1}}{U_{кб2} - U_{кб1}}$$

Параметри h21б і h22б визначають за вихідними характеристиками (Рис.6,б). Для цього на сім’ї вихідних характеристик визначають точку А, що відповідає заданому вхідному режиму. Проводять з точки А вертикальну пряму до перетину із сусідньою характеристикою, знаходять приріст струму колектора ΔI_K при $U_{кб}$ = const (відрізок АВ) зумовлений приростом струму емітера $\Delta I_e = I_{e2} - I_{e1}$.

- Коефіцієнт передачі струму:

$$h_{21Б} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}\Big|U_{кб} = \text{const} = \frac{I_{к2} - I_{к1}}{I_{е2} - I_{е1}}$$

Будуємо характеристичний трикутник BNK і визначаємо

- Вихідну провідність:

$$h_{22Б} = \frac{\Delta I_к{}'}{\Delta U_{кб}}|\Delta I_е = \text{const}$$

9. **Температурні і частотні властивості транзисторів**

1)**Температурні властивості транзисторів**. Діапазон робочих температур визначається температурними властивостями p –n переходу. При нагріванні від кімнатної температури (20°С) до 65°С опір бази і закритого колекторного переходу зменшуються на 15-20%. Особливо сильно нагрівання впливає на зворотний струм колектора $I_{КБО}$. Він збільшується в два рази при збільшенні температури на кожні 10°С. Приблизне значення струму при нагріванні можна визначити із рівняння:

$$I_{КБОt} \approx I_{КБОН} e^{0,07\Delta t}, \qquad (45)$$

де $I_{КБОt}$- величина $I_{КБО}$ при підвищеній температурі;

$I_{БОН}$ - величина $I_{КБО}$ при нормальній температурі (20°С) ;

Δt - різниця температур при нагріванні транзистора.

Все це впливає на характеристики транзистора і положення робочої точки (див.рис.17). Струм колектора зростає, а напруга U_{KE} зменшується, що рівнозначно відкриванню транзистора. Висновок: схеми ввімкнення транзисторів з СЕ потребують температурної стабілізації.

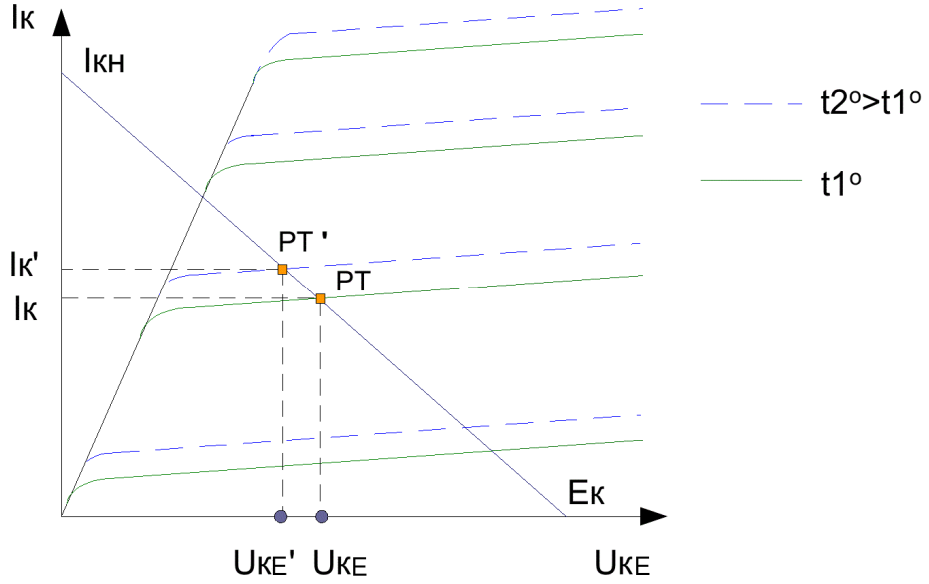


Рис.17. Вплив температури на положення робочої точки.

2) **Частотні властивості транзисторів**. Діапазон робочих частот транзистора визначається двома факторами:

- Наявність бар′єрних ємностей на p –n переходах. Колекторна ємність $C_к$ впливає значно сильніше, так як вона під'єднана паралельно до великого опору $r_к$ (див.рис.18). На високих частотах ємнісний опір $\frac{1}{\omega_в C_к}$ є значно меншим від опору $r_к$, і колекторний перехід втрачає свої основні властивості.
- Виникнення різниці фаз між змінними струмами емітера і колектора. Це зумовлюється інерційністю процесу пересування носіїв через базу від емітерного переходу до колекторного, а також інерційністю процесів нагромадження і розсмоктування заряду в базі.

Від такого зсуву фаз на високих частотах зростає струм бази, а це призводить до зниження коефіцієнта підсилення за струмом. Найзручніше простежити це явище на векторних діаграмах (рис.19)

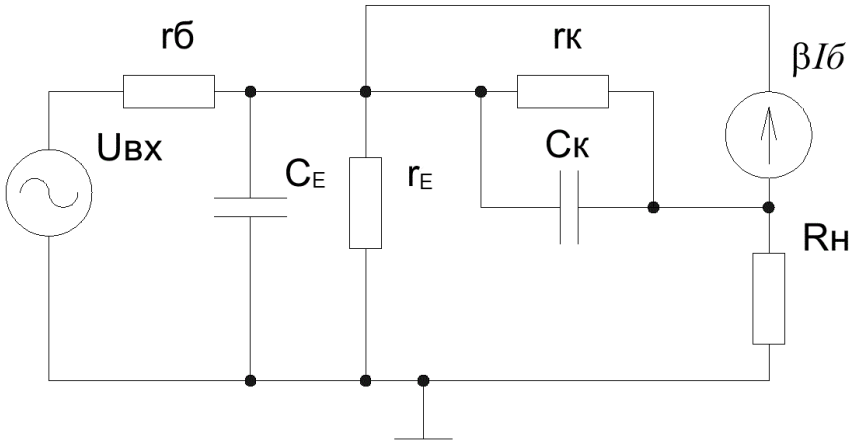


Рис.18. Еквівалентна схема транзистора

Перша з них відповідає нульовій частоті – усі струми збігаються за фазою ($\varphi_1 = 0$), а коефіцієнт β має найбільше значення $\beta = \beta_1$. При вищій частоті запізнювання струм $I_к$ на час пролітання носіїв чез базу $r_{пр}$ відносно струму$I_к$спричиняє зсув фаз $\varphi \neq 0$ між цими струмами . Тепер струм $I_б$ дорівнює не алгебраїчній, а геометричній різниці струмів I_e і $I_к$, завдяки чому він помітно зростає.

Із збільшенням частоти коефіцієнт підсилення за струмом зменшується. Тому для оцінки частотних властивостей транзистора використовується один із основних параметрів – параметр граничної частоти $f_{гр}$. Граничною частотою називається така частота, на якій коефіцієнт підсилення зменшується в $\sqrt{2}$ разів.

Для визначення коефіцієнтів підсилення за струмом на частоті *f* можуть бути використані формули:

$$\propto = \frac{\propto_0}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\propto}\right)^2}}; \qquad (45)$$

$$\beta = \frac{\beta_0}{1+\left(\frac{f}{f_\beta}\right)}, \qquad (47)$$

де $\propto_0$і β_0 – коефіцієнти підсилення за струмом при частоті *f*=0;
$f_\propto$ і f_β– граничні частоти транзистора в схемах з СБ і СЕ відповідно.

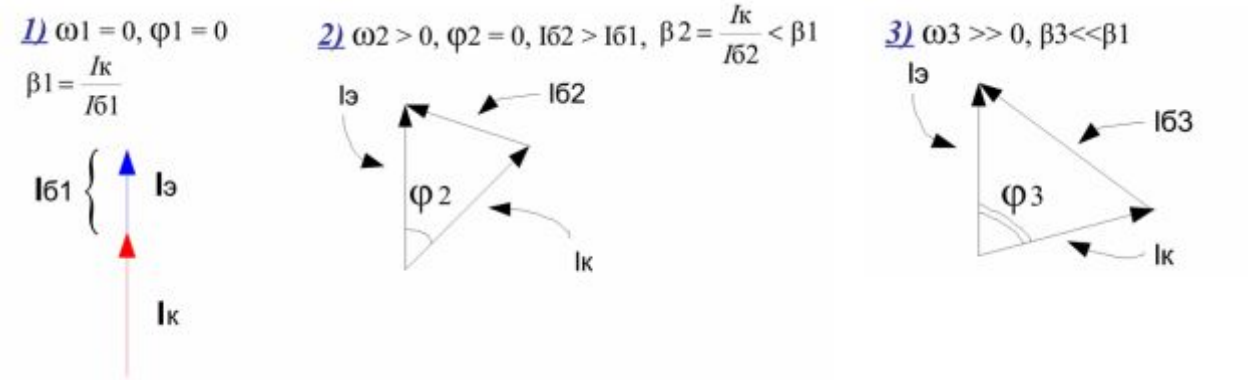


Рис.19. Векторні діаграми для струмів транзистора на різних частотах

Тема 2.4. **ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ**

План:

1. Загальні відомості;
2. Будова та принцип роботи польових транзисторів з керуючим p-n перехо-дом;
3. Польові транзистори з ізольованим затвором;
4. Польові транзистори для ІМС ре програмуючих постійних запам'ятовуючих пристроїв (РПЗП).

1. **Загальні відомості**

Польовий транзистор – це напівпровідниковий прилад, підсилювальні власти-вості якого ґрунтуються на використанні носіїв заряду лише одного знаку (елект-ронів або дірок). Керування струмом в силовому колі польових транзисторів здій-снюється зміною провідності каналу, через який протікає струм під впливом елек-тричного поля. Тому ці транзистори називають польовими (уніполярними).

Виділять два різновиди польових транзисторів (ПТ):

- з керуючим p-n переходом (канальні транзистори);
- з ізольованим затвором.

Характерною особливістю всіх польових транзисторів є високий вхідний опір за постійним струмом (10^8…..10^{10} Ом). У цьому полягає найважливіша відмінність ПТ від БТ, у вихідному колі яких протікає значний струм при прямій напрузі на еміте-рному переході, зумовлюючи тим самим дуже малий вхідний опір біполярного транзистора. Тому інколи кажуть, що польовий транзистор – це прилад, що керу-

ється напругою (електричним полем), а біполярний транзистор – прилад, що керується струмом.

2. Будова та принцип роботи польових транзисторів з керуючим p-n переходом

Польовий транзистор з керуючим p-n переходом – це напівпровідниковий прилад, в якому струм створюється тільки основними носіями зарядів під дією поздовжнього електричного поля. А керування цим струмом здійснюється поперечним електричним полем, яке створюється напругою, що прикладена до керуючого електроду.

Польовий транзистор має три напівпровідникові ділянки одного і того ж типу провідності, які називають **витоком**, **каналом** і **стоком**, а також клерувальний електрод – **затвор**.

Виділяють два типи польових транзисторів з p-n переходом:

- з p-каналом;
- з n-каналом.

На рис.1 приведена будова і умовно-графічне позначення польових транзисторів з p та n-каналами. Канал протікання струму являє собою шар напівпровідника n або p-типу і розташований між двома p-n переходами. Канал має контакти із зовнішніми електродами. Електрод (вивід), від якого витікають основні заряди називається **витоком(В**), а електрод до якого вони стікаються (рухаються), називається **стоком(С**).

На бічні поверхні каналу наносять шар напівпровідника з протилежним (в порівнянні з каналом) типом провідності. Обидва шари електрично з'єднані і мають зовнішній електрод, що називається **затвором(С**). Між затвором і каналом виникають два p-n переходи (затвор має підвищену концентрацію основних носіїв).

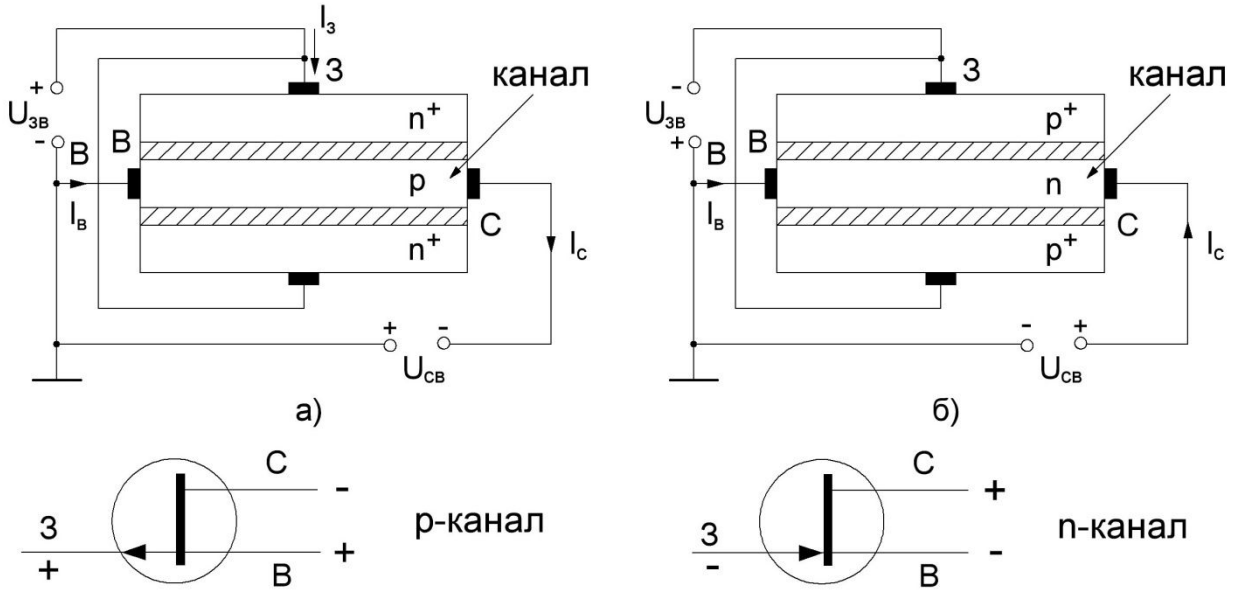


Рис.1. Будова ПТ з керуючим p-n переходом та умовні позначення: а – з каналом p-типу; б – з каналом n-типу.

Принцип дії ПТ розглянемо на прикладі транзистора з n-каналом. Вхідна (керуюча) напруга $U_{зв}$ подається між затвором і витоком. При чому на затвор подається зворотна щодо витоку напруга (зворотне ввімкнення p-n переходів). Вихідна напруга $U_{св}$ подається між стоком і витоком і створює в каналі повздовжнє електричне поле, за рахунок якого через канал рухаються основні носії зарядів (електрони), створюючи струм стоку I_c .

При зміні вхідної напруги $U_{зв}$ змінюється ширина p-n переходів, при цьому змінюється переріз каналу, а отже його провідність і відповідно відповідно вихідний струм стоку I_c . Розглянемо наступні випадки:

1. При відсутності напруги на затворі p-n переходи закриті власним внутрішнім полем, ширина їх мінімальна, ширина каналу максимальна і струм стоку буде максимальний, тобто:
$$U_{зв} = 0 ; \quad I_{c}1 = I_{c\,max}$$
2. При збільшенні закриваючої напруги на затворі ширина p-n переходів збільшується, а ширина каналу і струм стоку зменшується:
$$|U_{зв}| > 0 ; \qquad I_{c}2 < I_{c}1$$
3. При досить великих напругах на затворі ширина p-n переходів може збільшитися настільки, що вони перекриються, струм стоку стане рівний нулеві:
$$|U_{зв}| >> 0 ; \quad I_{c}3 = 0$$

Напруга на затворі при якій струм стоку рівний нулеві, називається **напругою відсікання** ($U_{відс}$).

На провідність каналу ПТ з керуючим p-n переходом впливає як напруга $U_{зв}$ так і напруга $U_{св}$. Вплив напруг на провідність каналу показана на рис.2. :

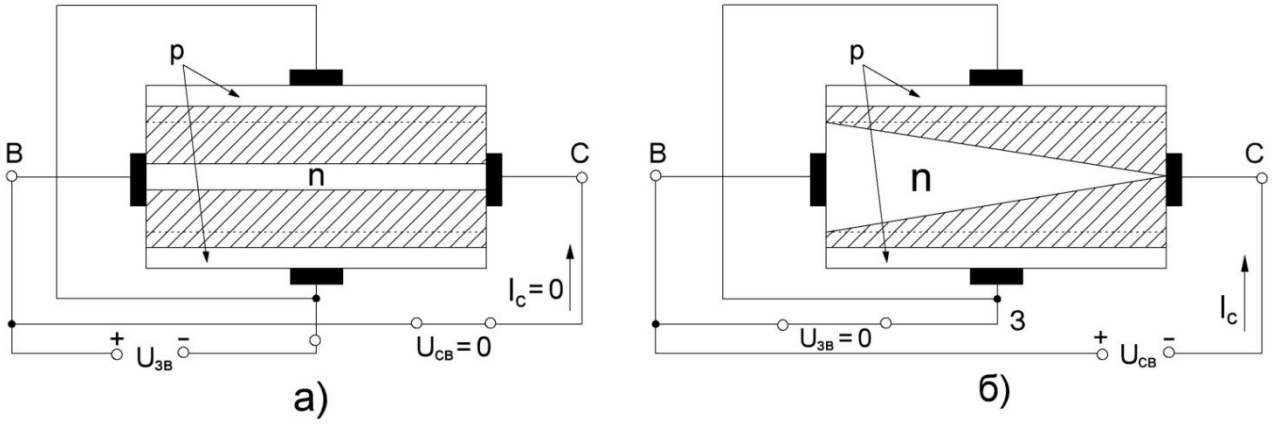


Рис.2. Вплив напруг на провідність каналу ПТ з керуючим p-n переходом: а) при $U_{св} = 0$; б) при $U_{зв} = 0$

- Зміна напруги на затворі $U_{зв}$ при $U_{св} = 0$ приводить до зміни провідності каналу за рахунок зміни його перерізу , причому величина перерізу вздовж всього каналу однакова. Так як $U_{св} = 0$, то вихідний струм $I_c = 0$ (дивись Рис.2);
- Якщо напруга на звороті відсутня ($U_{зв} = 0$), то при $U_{св} > 0$через канал протікає струм I_c . Внаслідок цього виникає спад напруги, що зростає у напрямку стоку. Відповідно, потенціали точок каналу вздовж нього неод-

накові: зростають у напрямку стоку від нуля до $U_{св}$. Потенціали точок p-області відносно витоку визначається потенціалом затвора відносно витоку (в даному випадку рівний нулеві). А тому, прикладена до p-n переходів зворотна напруга, зростає у напрямку витік-стік і p-n переходи розширюються у напрямку стоку. Це приводить до зменшення ширини каналу. Підвищення напруги $U_{св}$ викликає збільшення спаду напруги у каналі і подальше зменшення його ширини, а отже і провідності каналу. При деякому значенні напруги $U_{св}$ звуження каналу наступає до його перекриття. Наступає стан, при якому зростає опір каналу, що приводить до обмеження і зупинки росту струму I_c (режим насичення).

2.1 **Характеристики і параметри польових транзисторів**

Для оцінки ПТ як активного елемента електронних схем використовують для сім'ї статичних характеристик: стокозатворні і стокові.

- Стокозатворні (вхідні) характеристики, відображають залежність струму стоку від напруги на затворі при фіксованій напрузі стік – витік:

$$I_{\text{С}} = f(U_{\text{ЗВ}})|\, U_{\text{СВ}} = const$$

Вхідна ВАХ зображена на рис.3.

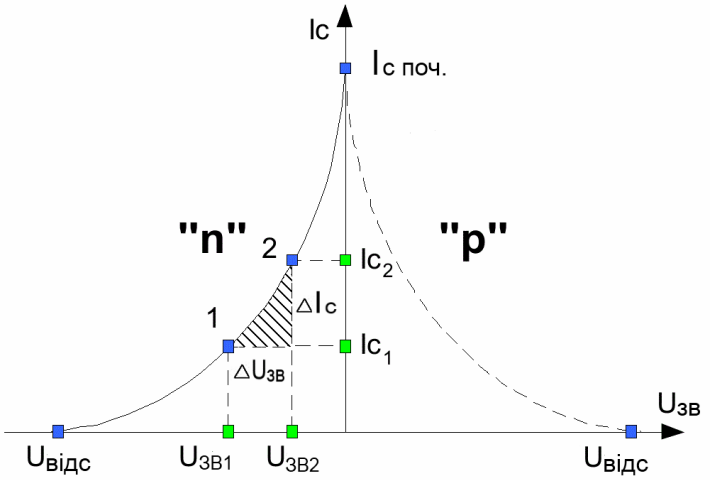


Рис.3. Стокозатворні характеристики ПТ з керуючим p-n переходом

Стокозатворна характеристика дозволяє визначити напругу відсікання $U_{відс.}$, при якій струм стоку стає рівним нулеві, та початковий струм стоку $I_{с.поч.}$, що протікає через канал при $U_{зв}$=0 .

- Стокові (вихідні) характеристики відображають залежність струму стоку від напруги на стоці відносно витоку при фіксованій напрузі на затворі:

$$I_{\text{С}} = f(U_{\text{СВ}})|\, U_{\text{ЗВ}} = const$$

На рис.4. приведено стокові ВАХ ПТ з керуючим p-n переходом

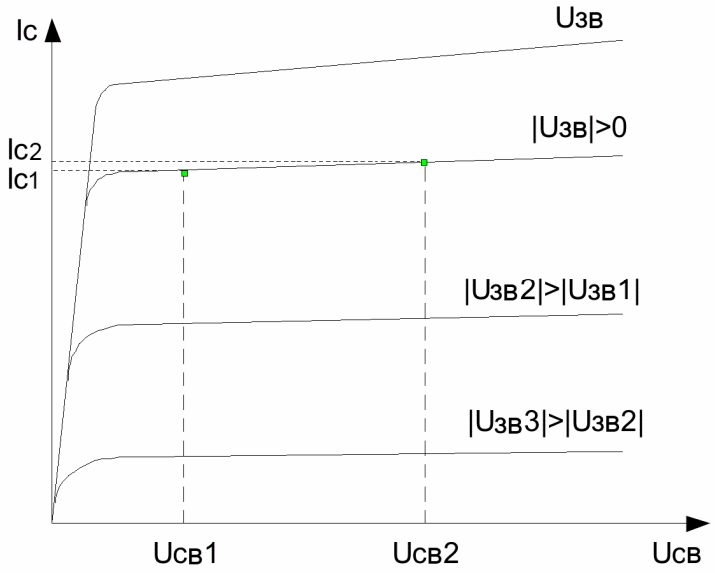


Рис.4. Стокові ВАХ з керуючим p-n переходом

3. **Польові транзистори з ізольованим затвором**

Польовий транзистор з ізольованим затвором – це ПТ в якого затвор електрично ізольований від струмопровідного каналу.

На відміну від ПТ з керуючим p-n переходом у ПТ з ізольованим затвором між металевим затвором і напівпровідником є прошарок діелектрика, тобто формується структура: метал-діелектрик – напівпровідник. Тому такі ПТ отримали назву МДН – транзистори. Коли в якості діелектрика використовують оксид кремнію і формується структура: метал – оксид – напівпровідник , ПТ відповідно називають МОН- транзистором.

Є два види ПТ з ізольованим затвором:

- З вбудованим каналом
- З індукованим (наведеним) каналом

3.1. **ПТ з вбудованим каналом**.

Структура МОН транзистора вбудованим каналом приведена на рис.5.

Основою такого транзистора являється кристал кремнію p – або n – типу провідності. У якості діелектрика використовують оксид кремнію (S_iO_2).

Сильно леговані області n^+ витоку та стоку з'єднуються тонким n – каналом.

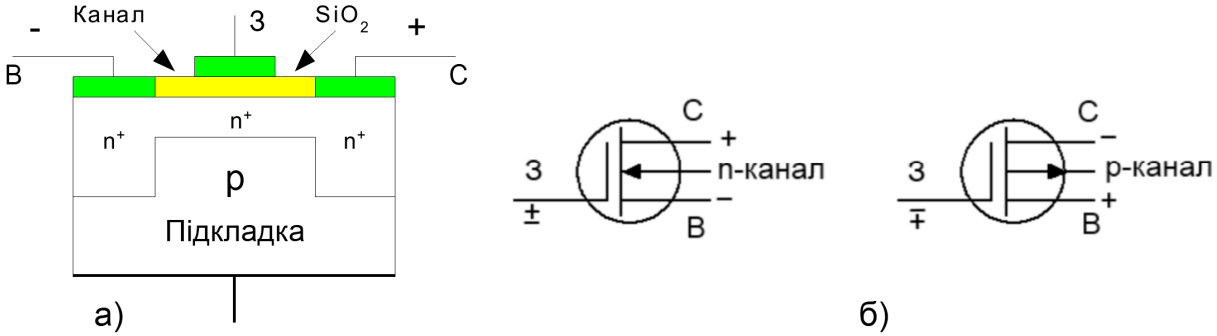


Рис.5. МОН – транзистор з вбудованим каналом:
а – структура транзистора; б – умовне графічне позначення

Діелектрик між затвором і вбудованим каналом запобігає протіканню струму в колі затвора при будь-якій полярності напруги на затворі. Підкладка в робочому режимі з'єднується з витоком, однак може бути використана як додатковий керувальний елемент.

Принцип дії. За наявності напруги між витоком і стоком ($U_{СВ} \neq 0$) струм у колі стоку I_c буде протікати навіть у разі нульової напруги на затворі:

$$U_{ЗВ} = 0\ ;\ I_{С1};$$

Якщо на затвор відносно витоку і підкладки подати від′ємну напругу то дірки з підкладки будуть втягуватися в канал, а електори виштовхуватися. Канал буде позбавлений частини електронів, в результаті чого струм стоку зменшиться:

$$U_{ЗВ} < 0;\ I_{С2} < I_{С1}$$

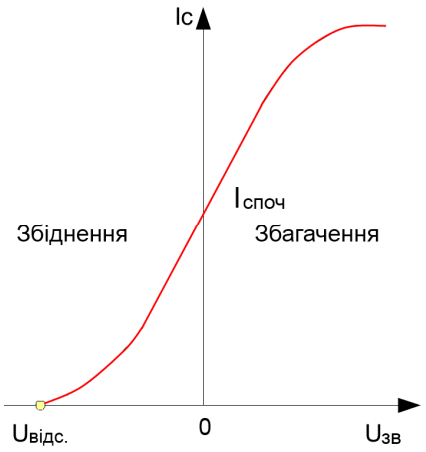
Якщо напруга на затворі досягне значення напруги відсікання $U_{ЗВ} = U_{ЗВ\ відс}$, то електрони вийдуть із каналу в підкладку, струм стоку стане рівним нулеві і вбудований канал зникає:

$$U_{ЗВ} = U_{ЗВ\ відс}\ ;\ \ I_{С3} = 0$$

Такий режим називається ***режимом збіднення***.

При подачі на затвор позитивної напруги електрони, як неосновні носії підкладки будуть втягуватися в канал. Канал збагатиться носіями заряду (електронів), і струм стоку збільшиться. Такий режим роботи МОН – транзистора називають ***режимом збагачення***.

На рис.6 приведена стокозатворна характеристика МОН – транзистора



$$I_c = f(U_{зв})\Big|_{U_{св} = const}$$

Рис.6. Стокозатворна характеристика МОН транзистора з вбудованим каналом

3.2. **ПТ з індукованим каналом**.

На рис.7 приведено МОН – транзистора з індукованим каналом.

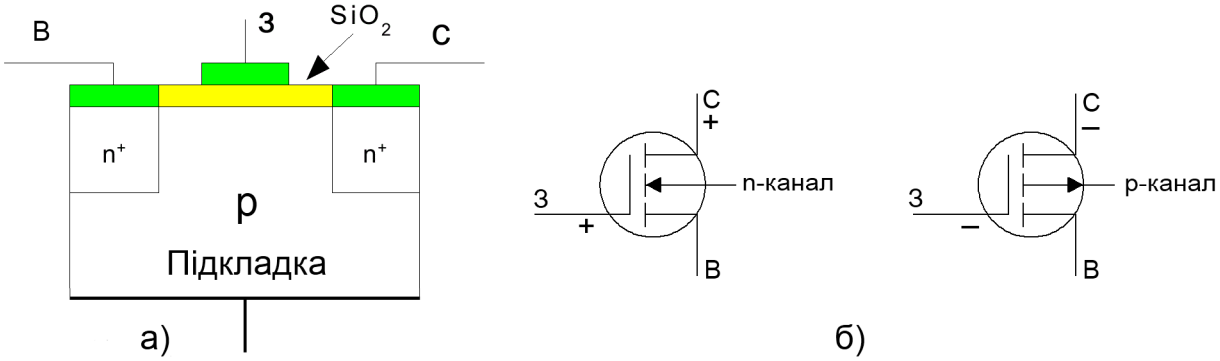


Рис.7. МОН – транзистор з індукованим каналом:
а – структура; б – умовно графічне позначення

Будова ПТ з індукованим каналом подібна до структури МОН – транзистора з вбудованим каналом. Він відрізняється від попереднього тим, що в ньому відсутній тонкий провідний канал між витоком і стоком. Дві сильно леговані ділянки однакової $n^{\pm}$ провідності розділені підкладкою протилежної р –провідності (рис.7.а)

Принцип дії:

- При відсутності напруги на затворі ($U_{\text{ЗВ}} = 0$) струм стоку рівний нулеві за будь –якої напруги між витоком і стоком:
$$U_{\text{ЗВ}} = 0\ ;\ \text{I}_{\text{С1}} = 0$$
- Струм стоку не зміниться, якщо на затвор транзистора із структурою $n^+ - \text{p} - n^+$ подати від'ємну напругу відносно витоку. За такої полярності напруги $U_{\text{ЗВ}} < 0$ дірки з підкладки втягуються в поверхневий шар і два p-n переходи залишаються ввімкненими зустрічно:
$$U_{\text{ЗВ}} < 0;\ \text{I}_{\text{С2}} = 0$$
- При позитивних напругах на затворі електрони, як неосновні носії заряду підкладки р – типу, будуть притягуватися до затвору, а дірки будуть відходити в глибину підкладки. При деякій позитивній напрузі на затворі у поверхневому шарі між витоком і стоком концентрація електронів перевищить концентрацію дірок, тобто в цьому шарі напівпровідник поміняє тип своєї провідності.

Створиться (індукується) канал, що з′єднає сильно леговані $n^{\pm}$ ділянки витоку і стоку, і в колі стоку потече струм:

$$U_{\text{ЗВ}} > 0\ ;\ \text{I}_{\text{С3}} > \text{I}_{\text{С2}}.$$

Залежність струму стоку від напруги на затворі відображає стокозатворна характеристика (рис.8)

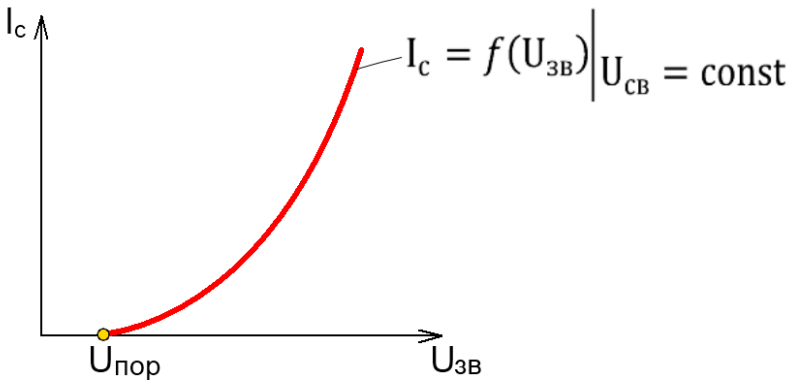


Рис.7.Стокозатворна характеристика МОН – транзистора з індукованим каналом.

4. **Польові транзистора для ІМС репрограмуючих постійних запам'ятовуючих пристроїв** (**РПЗП**).

В інтегральних мікросхемах РПЗП у виді для зберігання 1 біт інформації використовуються польові транзистори МНОН або МОН – транзистори з плаваючим затвором. Абревіатура МНОН розшифровується так: М – метал, Н – сплав (нітрид кремнію) $S_i N_4$, О –оксид, Н –напівпровідник.

Принцип дії цих транзисторів оснований на тому, що в сильних електричних полях електрони можуть проникати в діелектрик на глубину до 1 мкм. МНОН – структура транзистора приведена на рис.8.

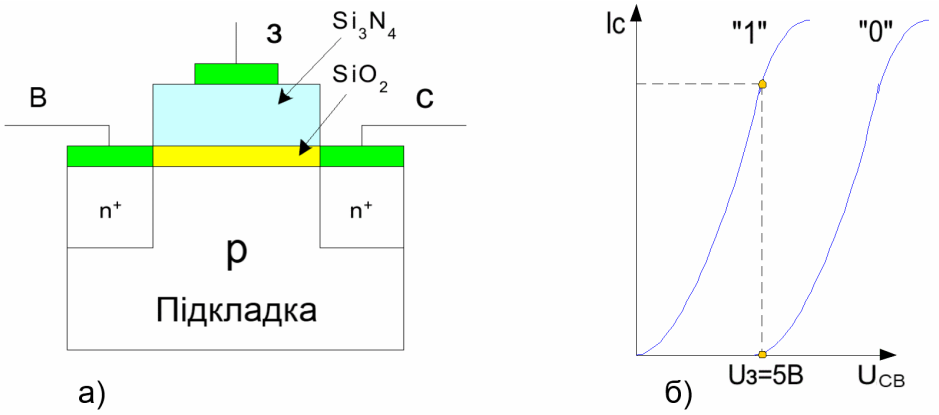


Рис.8. ПТ для інтегральних мікросхем РПЗП:
а – структура; б – стокозатворна характеристика

Транзистори структури МНОН мають двохшаровий діелектрик. Перший шар, товщиною менше 1 мкм – це оксид кремнію, другий шар – нітрид кремнію.

Інформація, записана в МНОН – транзистор , визначається величиною заряду, накопиченого на границі двох шарів діелектрика. В транзисторі, виготовленому на кристалі р-типу, наявність позитивного заряду відповідає рівню «1», а від'ємного – рівню «0». В залежності від величини заряду, накопиченого в затворній структурі, змінюється порогова напруга транзистора. Під пороговою напругою розуміють таку напругу, яку необхідно подати на затвор для ввімкнення транзистора. В транзисторі, виготовленому на кристалі р-типу, від'ємний заряд підвищує, а позитивний понижує порогову напругу (рис.8, б). В режимі зчитування на затвор подається на-

пруга $U_{зч}$, що знаходиться в діапазоні між U^1і U^0 (3 ÷ 5 В), при цьому, якщо в транзисторі записана «1», то значеня струму буде суттєво більшим, ніж у випадку зберігання«0».

Без програмування цей транзистор працює як звичайний МОН – транзистор і знаходиться в стані логічної «1».

Для програмування логічного нуля «0» на затвор подають короткочасний імпульс позитивної напруги ($U = 25 - 30\text{В}$). Під дією цієї напруги електрони проходять із підкладки через оксид S_iO_2 малої товщини, але не можуть пройти шар нітриду кремнію S_iN_4 і накопичуються на границі цих шарів. Так як імпульс напруги короткочасний, то вони залишаються на границі шарів цих діелектриків. Накопичені електрони створюють об'ємний від'ємний заряд, який може зберігатися як завгодно довго. За рахунок цього заряду виникає електричне поле, яке протидіє полю затвора. Щоби індукувати канал в транзисторі, на затвор необхідно подавати більшу напругу, щоби протидіяти дії поля об'ємного заряду. Це відповідає зсуву стокозатворної характеристики вправо по осі напруг.

При подачі на затвор імпульсу опитування амплітудою 5В канал індукуватися не буде, струм стоку і струм в навантаженні відсутні. На навантаженні буде напруга, що відповідає рівневі логічного нуля «0».

Для стирання інформації на затвор подають імпульс напруги $(25 \div 30\text{В})$ тільки від'ємної полярності.

Тема 2.5 **ТИРИСТОРИ**

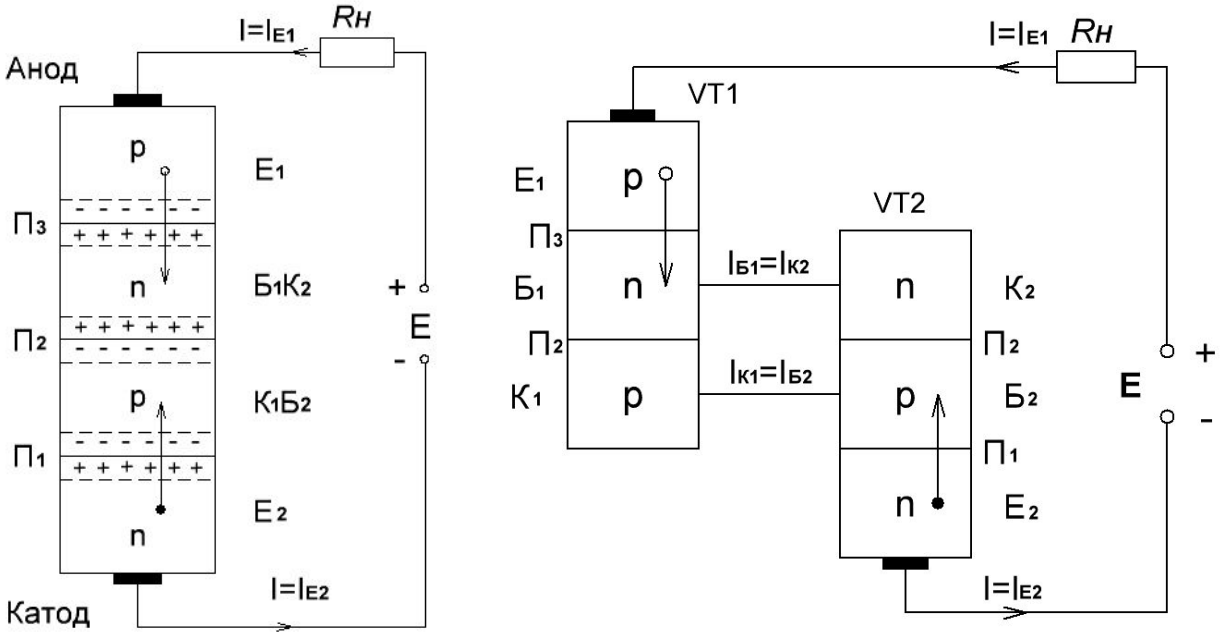
План

1. Будова і принципи диністорів
2. Тринистори
3. Спеціальні типи тиристорів (симістори, фототиристои, оптронний тиристор).

1. **Будова принципи роботи диністорів**

Тиристор – це напівпровідниковий прилад з трьома або більше p – n переходами, вольт – амперна характеристика якого має ділянку з негативним диференціальним опором і який використовується для перемикання.

Диністор – це тиристор, який має два зовнішніх виводи. Диністор має чотиришарову структуру, як зображено на рис. 1. Він має три p-n переходи, при- чому, за вказаної полярності джерела Е, два крайніх з них (П1 і П3) зміщені в прямому напрямку, а середній (П2)-у зворотному (рис.1,а).



а) б)

Рис. 1. Структура диністора та його модель у вигляді двох транзисторів.

Тиристор можна представити у виді еквівалентної схеми (моделі), яка складається із двох транзисторів VT1 та VT2 p-n-p та n-p-n типу відповідно (Рис.1.,б). При цьому виходить, що переходи П1 і П3 є емітерними переходами цих транзисторі, а перехід П2 для обох транзисторів є колекторним.

Область бази Б1 транзистора VT1 одночасно э колекторною областю транзистора VT2, а область бази Б2 транзистора VT2 - колекторною областю транзистора VT1.

Як правило, тиристори виготовляють із кремнію, причому емітерні переходи можуть бути сплавними, а колекторний перехід виготовляється методом дифузії. Використовується також планарна технологія. Концентрація домішок в базових областях значно менша, ніж в емітерних областях.

Колекторний струм першого транзистора є базовим для другого $I_{к1=}I_{Б2}$, а колекторний струм другого транзистора базовим першого $I_{к2=}I_{Б1}$. Таке вмикання забезпечує внутрішній додатній зворотний зв’язок: якщо увімкнеться хоча б один транзистор, то надалі вони будуть підтримувати один одного в увімкненому стані.

Струм диністора – це емітерний струм першого транзисторного I_{E1} або другого I_{E2}, тобто

$$I = I_{E1} = I_{E2} \qquad (1)$$

З другого боку струм I можна розглядати як суму двох колекторних струмів I_{k1} і I_{k2}, рівних відповідно:

$$I_{k1} = \alpha_1 I_{E1};$$
$$I_{k2} = \alpha_2 I_{E2},$$

де α_1, α_2 - коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів VT1, VT2. Крім цього до складу струму диністора I входить початковий некерований (тепловий) струм колекторного переходу I_{K0}.

Таким чином можемо записати

$$I = I_{K1} + I_{K2} + I_{K0} = \alpha_1 I_{E1} + \alpha_2 I_{E2} + I_{K0}$$

або $$I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{K0} = I(\alpha_1 + \alpha_2) + I_{K0} \quad (2)$$

Звідки $$I = \frac{I_{K0}}{1-(\alpha_1+\alpha_2)} \quad (3)$$

Проаналізуємо отриманий вираз. Для малих значень струмів $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ і струм I теж порівняно невеликий. Із зростанням напруги на діністорі коефіцієнти α_1 та α_2 зростають (за рахунок звуження баз транзисторів через розширення зворотного зміщення переходу $П_2$), а одже зростає і струм через диністор I.

При деякому значенні струму, що зветься струмом вмикання $I_{ВМ}$ диністора, отримаємо $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$ і вихідний струм мав би зростати до нескінченості, якби не обмежуюча дія опору навантаження $R_Н$. Надалі прилад утримується в увімкненому стані за рахунок внутрішнього зворотного зв'язку. Вольт-амперна характеристика (ВАХ) диністора представлена на рис. 2.

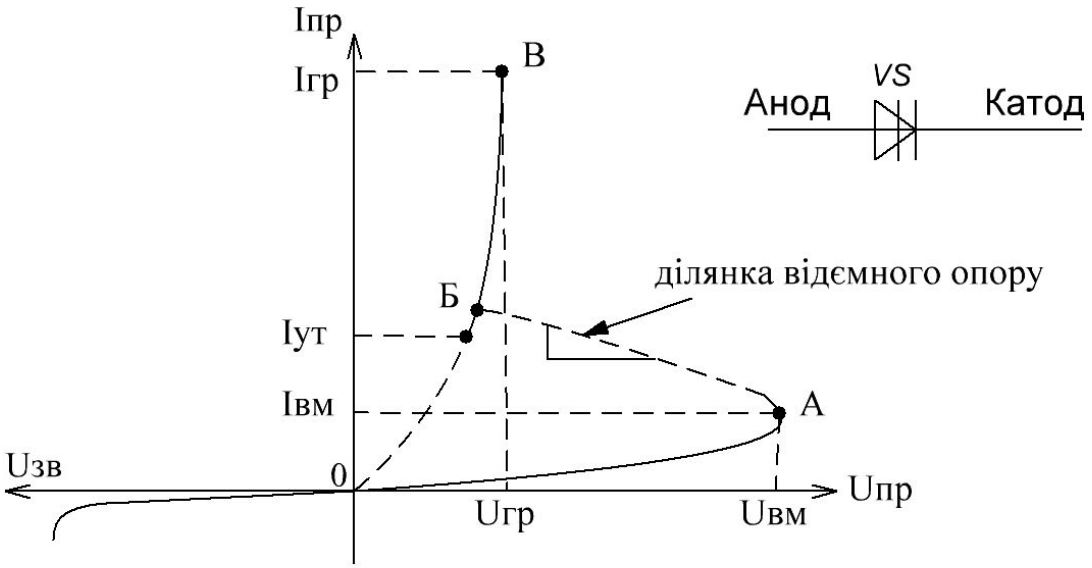


Рис.2. ВАХ диністора та його умовне позначення, де

$U_{ВМ}$ – напруга вмикання диністора;

$I_{ВМ}$ – струм вмикання;

$I_{УТ}$ – струм утримання;

$I_{ГР}$ – гранично допустимий стрим приладу;

$U_{ГР}$ – напруга що відповідає $I_{ГР}$.

На ділянці ОА струм невеликий і росте повільно. В цьому режимі диністор закритий. На опір колекторного переходу $П_2$ впливають два взаємо протилежні

процеси. З однієї сторони, підвищення зворотної напруги на цьому переході збільшує його опір, так як під дією зворотної напруги основні носії виходять в різні сторони від границі, перехід Π_2 збіднюється основними носіями заряду. Але, з іншої сторони, підвищення прямої напруги на емітерних переходах Π_1, і Π_3 підсилює інжекцію носіїв, які підходять до переходу Π_2, збагачують його і зменшують його опір. До точки А перевагу має перший процес і опір росте, але все повільніше і повільніше, так як поступово підсилюється другий процес.

Поблизу точки А при деякій напрузі, яка називається напругою вмикання, вплив обох процесів зрівноважується, а потім навіть дуже мале збільшення вхідної напруги створює перевагу другого процесу і опір переходу Π_2 починає зменшуватися. Тоді виникає процес відкривання диністора.

Струм скачко подібно зростає (ділянка АБ), так як збільшення напруги на Π_1 і Π_3 зменшує опір Π_2 і напругу на ньому, за рахунок чого ще більше зростають напруги на Π_1 і Π_3, а це приводить до ще більшого зростання струму, зменшенню опору Π_2. В результаті цього процесу встановлюється режим (ділянка БВ) , коли диністор відкритий. Струм в цьому режимі визначається опором Rн.

2. **Триністори**

Тринистор (тиристор) – це чотиришаровий перемикаючий прилад, у якого від однієї з базових областей зроблено вивід-керуючий електрод.

Структура та умовне позначення тринистора (тиристора) приведена на рис.2.

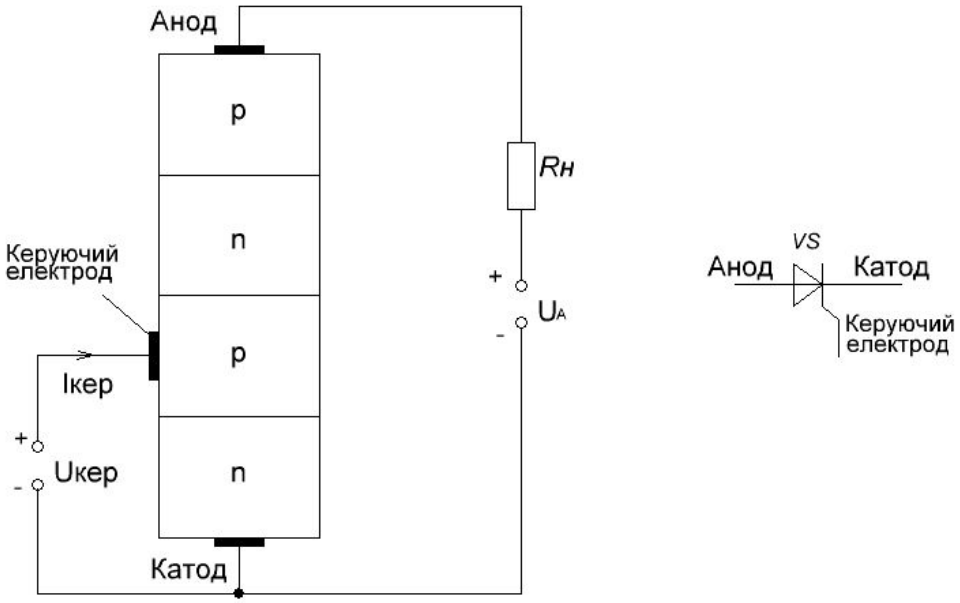


Рис.2. Структура та умовне позначення тиристора

Подаючи між керуючим електродом та катодом пряму напругу на p-n перехід, що працює у прямому напрямку, можна регулювати величину $U_{\text{вм}}$. Ця властивість тиристора приведена на його ВАХ (рис.3.)

Якщо подати в керуюче коло імпульс прямої напруги, тиристор вмикається і залишається увімкненим після знаття сигналу керування.

Вимкнути тиристор можна лише зниженням струму у його основному колі нижче струму утримання $I_{ут}$. На рис.4. приведена схема вмикання тиристора.

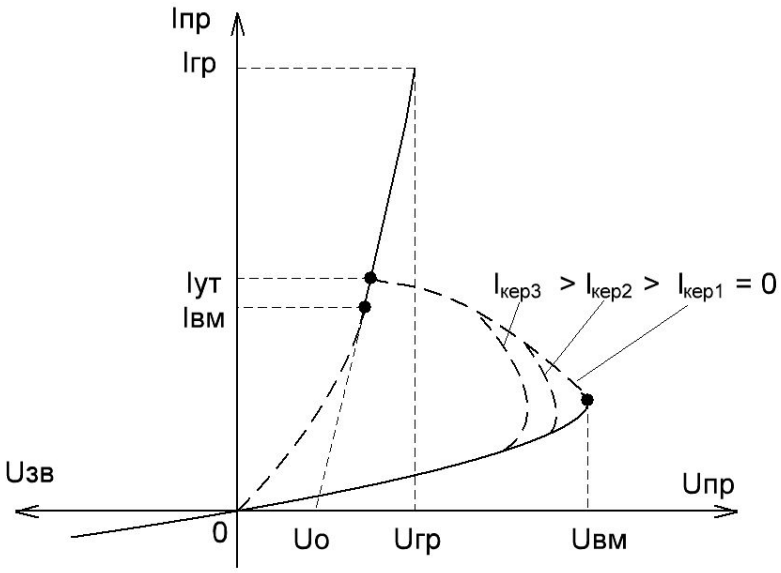


Рис.3. ВАХ тиристора

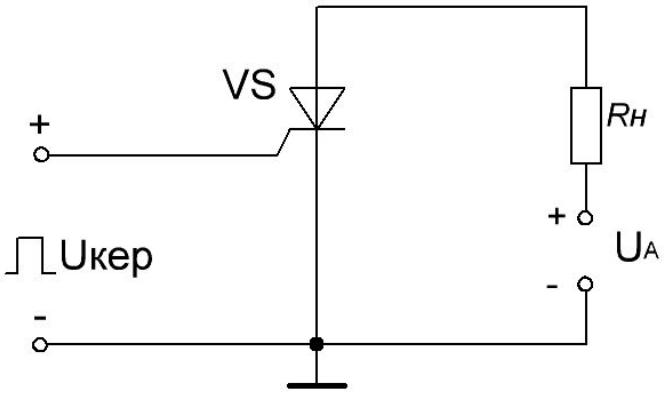


Рис.4. Найпростіша схема вмикання тиристора

У колах змінного струму тиристори використовуються у якості керованих електронних перемикачів. На рис. 5 приведено схему найпростішого однофазного регулятора та часові діаграми його роботи.

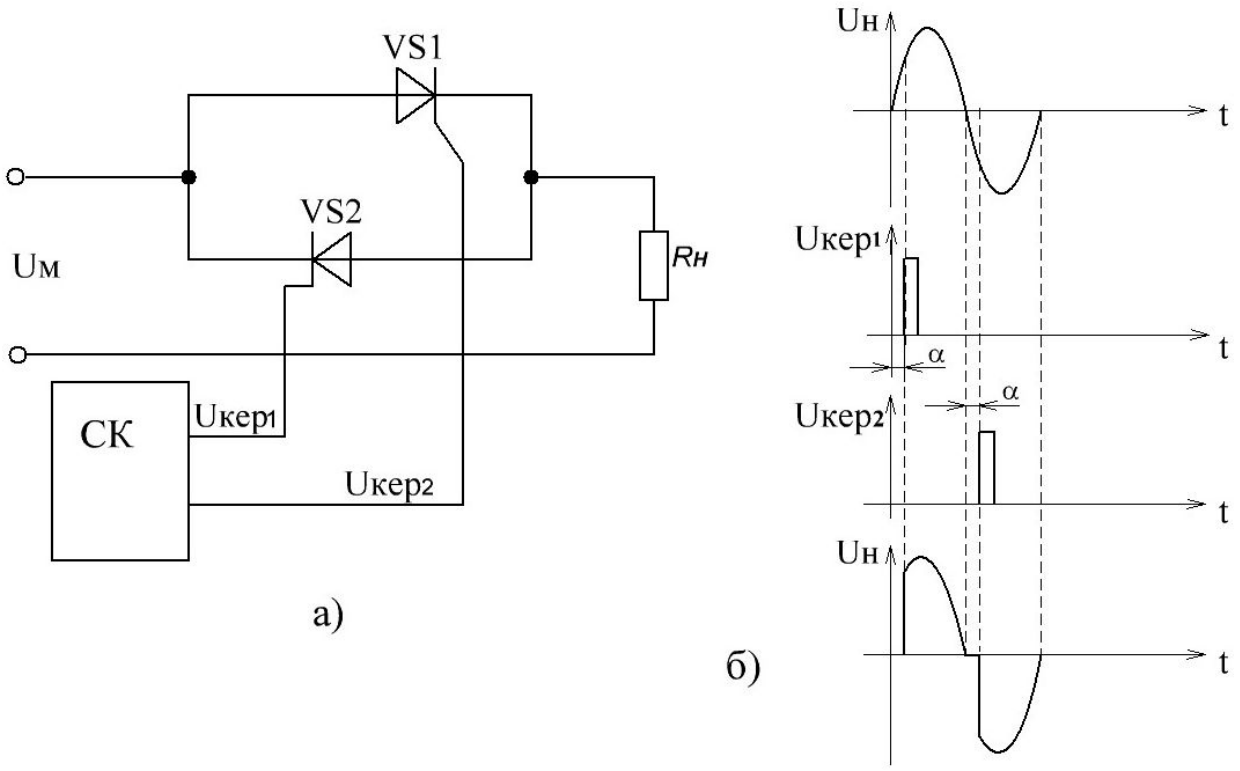


Рис.5 Однофазний регулятор:

а) електрична схема;

б) часові діаграми;

Схема керування СК виробляє імпульсні сигнали $U_{\text{кер1}}$ і $U_{\text{кер2}}$. Змінюючи затримку подачі сигналу керування відносно переходу напруги мережі $U_{\text{м}}$ через нуль – кут регулювання α - від О до π, можна регулювати напругу на навантаженні $U_{\text{м}}$ від нуля до максимуму.

Основні параметри тиристорів:

1) Статичні параметри:

- струм вмикання $I_{\text{вм}}$

- струм утримання (мінімальний прямий струм увімкненого тиристора при розімкнутому колі керування, при подальшому значенні якого тиристор переходить у непровідний стан);

2) Граничні параметри:

- максимально допустиме значення середнього струму через тиристор $I_{\text{гр}}$;

- максимально допустиме амплітудне значення зворотної напруги $U_{\text{зв}}$;

- допустима середня потужність втрат у відкритому стані;

3) Динамічні параметри:

- час вмикання $_{\text{вм}}$ (час переходу тиристора із непровідного стану в провідний);

- час вимикання $_{вим}$ (мінімальний проміжок часу між проходженням через нуль прямого струму та повторним прикладанням напруги до тиристора).

3. **Спеціальні види тиристорів** (**симістори**, **фототиристори**, **оптронний тиристор**).

Симістор або симетричний тиристор – це тиристор, який має одинакові вольтамперні характеристики при різних полярностях прикладеної напруги. На рис.6 приведена структура симістора і його ВАХ та умовне позначення.

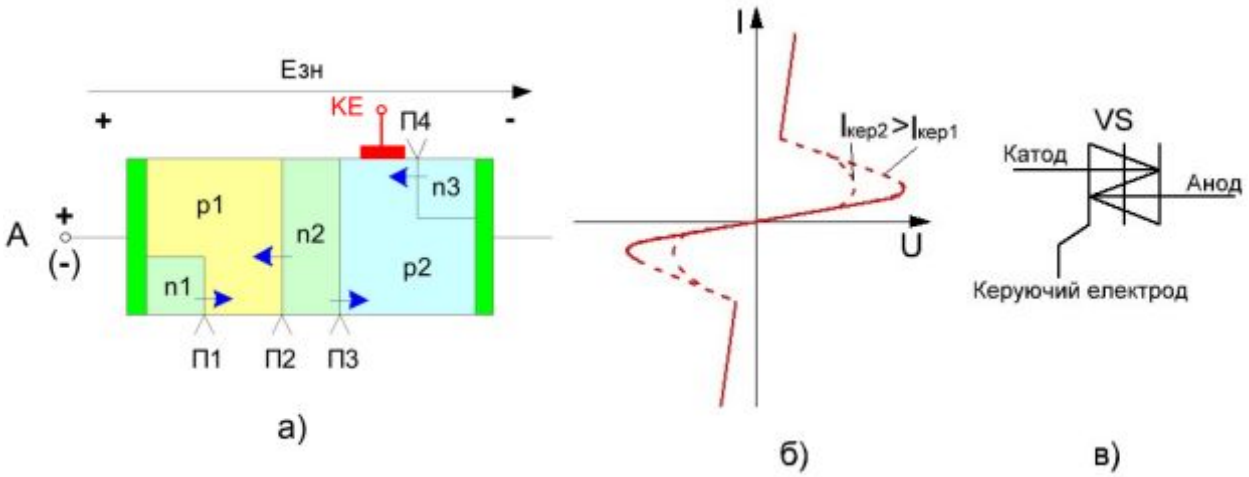


Рис.6. Структура симістора (а), ВАХ (б) та умовне позначення (в)

Симістор являє собою п’ятишарову структуру. Його параметри подібні до параметрів триністора. Особливістю структури являється те, що переходи П1 і П4 шунтуються металічними контактами (рис.6,а).

Подамо позитивну напругу на області p1, n1, а від'ємну на області p2, n3. Перехід П1 закритий і виключається із роботи область n1. Переходи П2 і П4 відкриті і виконують функцію емітерних переходів. Перехід П3 закритий і виконує функцію колекторного переходу. Таким чином, структура симістора буде представляти області p1, n2, p2, n3, де n1 буде виконувати функцію анода, а n3 – катода при прямому ввімкненні.

Подамо напругу плюсом на області p2, n3, а мінусом на області p1,n1. Перехід П4 закриється і вимкне із роботи область n3. Переходи n1 і n3 відкриються і будуть виконувати функцію емітерних переходів. Перехід П2 закриється і буде виконувати функцію колекторного переходу. Структура симістора буде мати вигляд p2, n2,p1,n1, де область p2 буде являтися анодом, а n1 – катодом. В результаті отримаємо структуру в прямому ввімкненні , але при зворотній напрузі.

В такій структурі як при одній, так і при другій полярності прикладеної напруги виконуються умови для пропускання робочого струму в прямому і зворотному напрямках, якщо на керуючий електрод КЕ подавати позитивний відносно електрода К керуючий імпульс. На рис.6,б показані ВАХ симістора при різних струмах керування.

Фототиристор – прилад, що керується світловим потоком. Параметри його силового кола приблизно такі, як і у триністора. Умовне позначення фототиристора показано на рис.7,а.

Оптронний тиристор - це поєднання світлодіода та фототиристора в одному корпусі. Якщо через світлодіод пропускати струм (під дією Uкер), він генеруватиме світловий потік, який, падаючи на структуру тиристора в зоні керуючого p-n переходу, призведе до генерації в напівпровіднику вільних носіїв заряду. Ці носії під дією прикладеної до тиристора напруги створюють струм керування і тиристор вмикається. Головна перевага оптронних тиристорів – це відсутність гальванічного зв’язку між колом керування та силовим колом. Умовне позначення оптронного тиристора наведеного на рис.7,б.

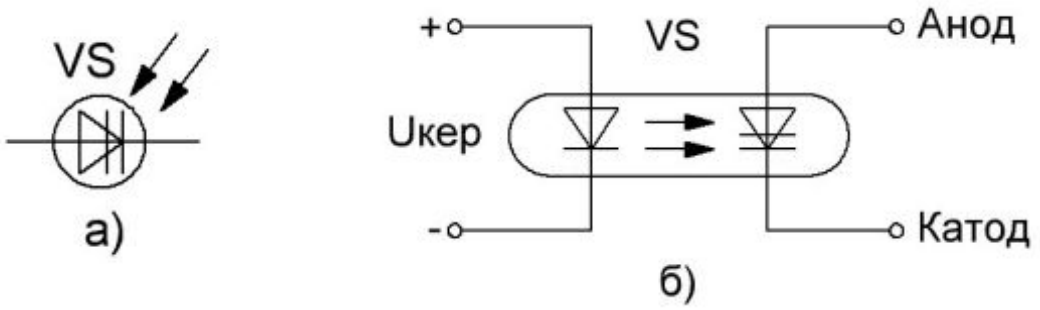


Рис. 7. Умовні позначення фототиристора (а) та оптронного тиристора(б).

Розділ 3
ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ
Тема 3.1. КЛАСИФІКАЦІЯ І ОСНОВНІ ТЕХНІЧНІ ПОКАЗНИКИ ПІДСИЛЮВАЧІВ

План

1. Класифікація підсилювачів
2. Основні технічні параметри підсилювачів
3. Характеристики підсилювачів

1. Класифікація підсилювачів

Електронним підсилювачем називається пристрій, призначений для підсилення потужності електричних сигналів

Підсилювачі класифікують по декількох ознаках:

1) За призначенням (підсилювачі напруги,струму та потужності)
2) За формою сигналу (підсилювачі гармонійних сигналів,імпульсні підсилювачі і т.д.)
3) За діапазоном частот електричних сигналів.

Основою класифікацією підсилювачів є діапазон частот підсилюваних сигналів. За частотою підсилювачі поділяють на:

1. Підсилювачі низької частоти (ПНЧ) – діапазон підсилювальних частот від 10 Гц до 100 кГц.
2. Підсилювачі високої частоти (ПВЧ) – діапазон підсилювальних частот від 100 кГц до 100 мГц.
3. Підсилювачі постійного струму (ППС). Вони можуть підсилювати постійний струм. Діапазон підсилювальних частот від 0 Гц до одиниць мегагерц.
4. Вибірні (селективні) або резонансні підсилювачі. Вони підсилюють сигнали в дуже вузькій смузі частот.
5. Широкосмугові підсилювачі. Діапазон частот від декількох кілогерців до декількох мегагерців. Ці підсилювачі призначені для підсилення сигналів в пристроях імпульсного зв’язку, радіолокації і телебачення. Часто широкосмугові підсилювачі називають ***відео-підсилювачами***.

Найпростіший вузол, що забезпечує підсилення електричного сигналу, називають ***підсилювальним каскадом.***

За видом зв’язку між джерелом сигналу та каскадами підсилювачі поділяються на такі типи:

- з безпосереднім зв’язком,
- резистивним зв’язком,
- оптронним зв’язком,
- резистивно – ємнісним зв’язком
- трансформаторним зв’язком.

2. **Основні технічні параметри підсилювачів**.

1) **Коефіцієнт підсилення**. Коефіцієнт підсилення за напругою, струмом або потужністю показує, у скільки разів встановлена напруга (струм або потужність) на виході підсилювача більша, ніж її значення на вході:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{BX}};\ K_I = \frac{I_{\text{ВИХ}}}{I_{BX}};\ K_p = \frac{P_{\text{ВИХ}}}{P_{BX}} \quad (1)$$

Як правило, підсилювачі складаються із декількох каскадів, що виконують послідовне підсилення сигналу (рис.1.) При цьому загальне підсилення становить:

$$\text{К} = \text{К}_1 \cdot \text{К}_2 \cdot \text{К}_3 \qquad (2)$$

Для структурної схеми, приведеної на рис.1.

$$\text{К} = \text{К}_1 \cdot \text{К}_2 \cdot \text{К}_3 \qquad (3)$$

$$\text{або} \qquad K_U = \frac{U_{\text{ВИХ3}}}{U_{BX1}}$$

Легко перевірити, що

$$\text{К}_1\text{К}_2\text{К}_3 = \frac{U_{\text{ВИХ1}}}{U_{BX1}} \cdot \frac{U_{\text{ВИХ2}}}{U_{\text{ВИХ1}}} \cdot \frac{U_{\text{ВИХ3}}}{U_{\text{ВИХ2}}} = \frac{U_{\text{ВИХ3}}}{U_{\text{ВХ1}}}$$

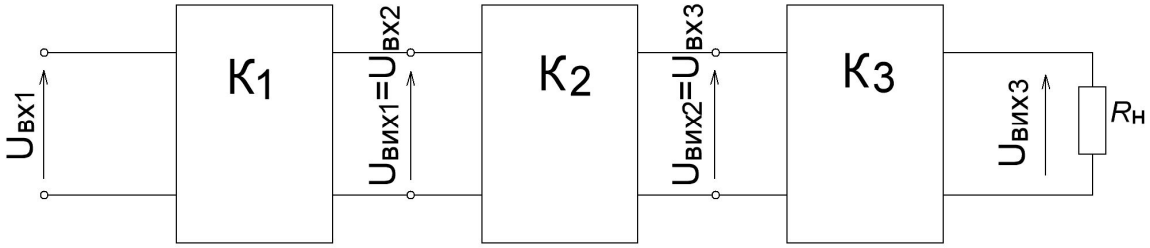


Рис. 1. Структурна схеми підсилювача

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

$$K_{U\text{ДБ}} = 20lg\frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{BX}} = 20lgK_U \qquad (4)$$

$$K_{I\text{ДБ}} = 20lg\frac{I_{\text{ВИХ}}}{I_{BX}} = 20lgK_I \qquad (5)$$

$$K_{P\text{ДБ}} = 100lg\frac{P_{\text{ВИХ}}}{P_{BX}} = 100lgK_P \qquad (6)$$

Зворотний перехід від децибел до безрозмірної величини здійснюється так:

$$K_U = 10^{K_{U\text{ДБ}/20}},\ K_I = 10^{K_{I\text{ДБ}/20}},\ K_P = 10^{K_{P\text{ДБ}/10}} \qquad (7)$$

Якщо коефіцієнт підсилення каскадів виражені в децибелах, то загальний коефіцієнт підсилення дорівнює їх сумі:

$$\text{К}_{\text{ДБ}} = \text{К}_{1\text{ДБ}} + \text{К}_{2\text{ДБ}} + \text{К}_{3\text{ДБ}} \qquad (8)$$

Це легко отримати, логарифмуючи вираз (3)

2) **Вхідний і вихідний опори**. Підсилювач можна розглядати як активний чотириполюсник, до вхідних затискачів якого під'єднано джерело підсилювального сигналу, а до вихідних – опір навантаження (рис.2)

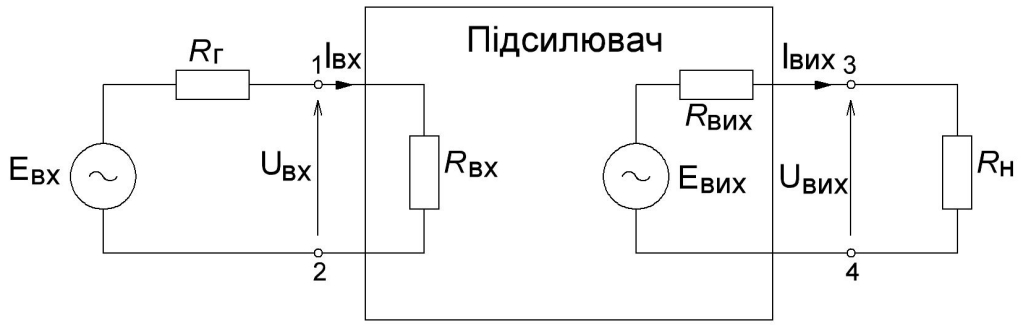


Рис.2. Підсилювач як активний чотириполюсник

Джерело вхідного сигналу представлено в виді генератора напруги з ЕРС $E_{вх}$, що має внутрішній опір $R_г$. Зі сторони вихідних затискачів підсилювач показаний у виді генератора напруги з ЕРС $E_{вих}$ і внутрішнім опором $R_{вих}$.

Вхідний опір підсилювача представляє собою опір між вхідними клемами підсилювача і визначається так:

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} \qquad (9)$$

Вихідний опір підсилювача $R_{вих}$ визначається як опір між вихідними клемами підсилювача при вимкненому опорові навантаження $R_н$.

В залежності від співвідношення між опорами $R_г$ і $R_{вх}$ джерело сигналу може працювати в режимі холостого ходу ($R_{вх} >> R_г$), короткого замикання ($R_{вх} << R_г$), і узгодження ($R_{вх} \approx R_г$). Аналогічні режими роботи можливі для вихідного кола ($R_н >> R_{вих}$ – холостий хід; $R_н << R_{вих}$ – коротке замикання; $R_н \approx R_{вих}$ – узгодження). У відповідності з цим і розрізняють режими підсилення наруги , струму і потужності.

3) **Вихідна потужність**. При активному характері опору навантаження вихідна потужність підсилювача дорівнює:

$$P_{вих} = \frac{U^2_{вих}}{R_н} = \frac{U^2_{mвих}}{2R_н} \qquad (10)$$

де $U_{вих}$ – діюче значення вихідної напруги;

$U_{mвих}$ – амплітудне значення вихідної напруги.

4) **Коефіцієнт корисної дії** (к.к.д.) підсилювача дає змогу оцінити його економічність

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_0}, \qquad (11)$$

де P_0 – загальна потужність, що відбирається від всіх джерел живлення.

5) **Діапазон підсилювальних частот**, або смуга пропускання підсилювача – це область частот, в якій коефіцієнт підсилення змінюється не більше , ніж це допустимо за технічними умовами.

6) **Динамічний діапазон амплітуд** – це відношення амплітуд найсильнішого і найслабшого сигналів на виході підсилювача. Динамічний діапазон амплітуд звичайно виражають в децибелах:

$$D = 20\lg\frac{U_{вих.max}}{U_{вих.min}} \quad (12)$$

Рівень найслабшого сигналу обмежується в підсилювачі його власними шумами. Причини виникнення завад на виході підсилювача різні. Їх можна поділити на три основні групи: 1) теплові шуми; 2) шуми підсилювальних елементів; 3) завади що виникають в наслідок пульсацій напруг живлення і наведення збоку зовнішніх електричних і магнітних полів.

7) **Нелінійні спотворення** – це зміна форми підсилювальних сигналів, яка зумовлена нелінійними властивостями кола, через яке ці сигнали проходять. Основною причиною виникнення нелінійних спотворень у підсилювачі є нелінійність характеристик транзисторів і намагнічування транзисторів, що мають осердя з магнітних матеріалів.

Ступінь нелінійних спотворень підсилювача оцінюють величиною коефіцієнта нелінійних спотворень (коефіцієнта гармонік)

$$К_г = \sqrt{\frac{P_2+P_3+\cdots+P_n}{P_1}}, \quad (13)$$

де $P_2 + P_3 + ... + P_n$ – сума електричних потужностей, що виділяються на навантаженні гармоніками, які виникають в наслідок нелінійного підсилення;

P_1 – електрична потужність першої гармоніки.

Якщо опір навантаження має незмінну величину для всіх гармонічних складових, можна записати вираз для $К_г$ так:

$$К_г = \frac{\sqrt{I_2^2+I_3^2+\cdots+I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{U_2^2+U_3^2+\cdots+U_n^2}}{U_1}, \quad (14)$$

де I_1, I_2, I_3, I_n,- діючі (або амплітудні) значення першої, другої, третьої і т. д. гармонік струму на виході;

U_1, U_2, U_3, U_n – діючі (або амплітудні) значення першої, другої, третьої і т. д. гармонік вихідної напруги.

Коефіцієнт нелінійних спотворень звичайно виражають у відсотках, тому знайдені за формулами (13) і (14) значення $К_г$ слід помножити на 100. Загальну величину коефіцієнта нелінійних спотворень підсилювача визначають за формулою:

$$К_{г.заг.} = К_{г1} + К_{г2} + \cdots + К_{гn}, \quad (15)$$

де $К_{г1}$, $К_{г2}$, $К_{гn}$ – нелінійні спотворення, внесені кожним каскадом підсилювача.

8) **Частотні спотворення**. Вони зумовлені змінами величини коефіцієнта підсилення на різних частотах. Причиною частотних спотворень є наявність у схемі підсилювача реактивних елементів – конденсаторів, котушок індуктивності, міжелектродних ємностей транзисторів. Залежність величини реактивного опору від частоти не дає змоги дістати сталий коефіцієнт підсилення в широкій смузі частот.

Ступінь спотворень на окремих частотах виражається коефіцієнтом частотних спотворень М, що дорівнює відношенню коефіцієнта підсилення на середній частоті $К_{ср}$ до коефіцієнта підсилення на даній частоті $К_f$,

$$M = \frac{К_{ср}}{К_f} \qquad (16)$$

Найбільші частотні спотворення виникають на межах діапазону частот $f_н$ і $f_в$. Коефіцієнт частотних спотворень для цих частот:

$$M_н = \frac{К_{ср}}{К_н}; \; M_в = \frac{К_{ср}}{К_в}, \qquad (17)$$

де $К_н$ і $К_в$ – відповідно коефіцієнти підсилення на нижніх і верхніх частотах діапазону.

Коефіцієнт частотних спотворень багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів частотних спотворень окремих каскадів

$$M_{заг} = M_1 M_2 \ldots M_n \qquad (18)$$

Коефіцієнт частотних спотворень зручно виражати в децибелах

$$M_{дб} = 20\lg M \qquad (19)$$

Для багатокаскадного підсилювача

$$M_{заг.дб} = M_{1дб} + M_{2дб} + \cdots + M_{nдб} \qquad (20)$$

3. **Характеристики підсилювачів**

1) Амплітудна характеристика – це залежність амплітуди вихідного сигналу від амплітуди вхідного сигналу (рис.3):

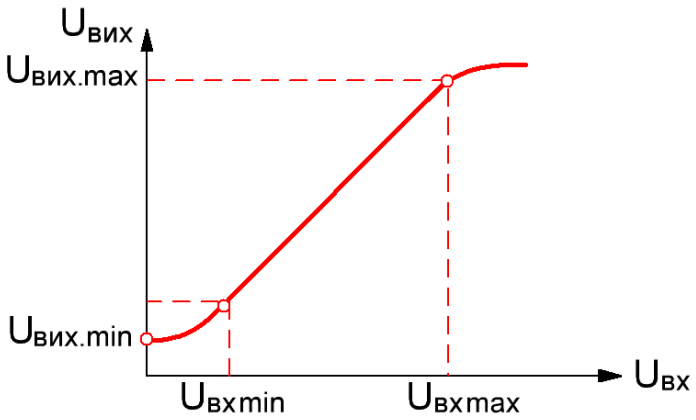


Рис.3. Амплітудна характеристика підсилювача.

2) Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) представляє собою залежність амплітуди вихідного сигналу від частоти при постійній амплітуді вхідного сигналу (рис. 4)

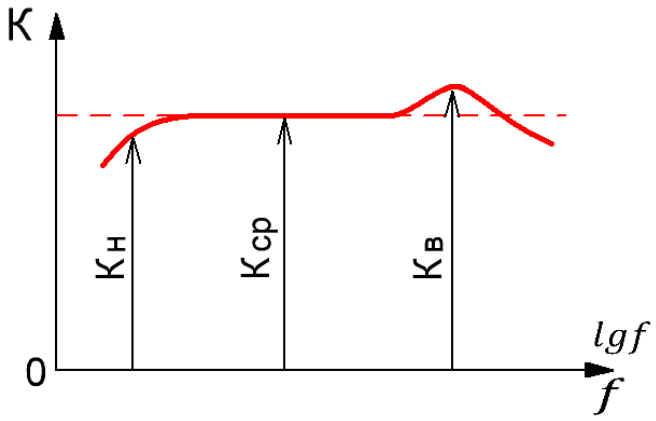


Рис.4. АЧХ підсилювача.

Для зручності визначення частотних спотворень АЧХ будують в логарифмічному масштабі.

3) Фазова характеристика – це залежність різниці фаз між вхідними і вихідними сигналами (рис. 5): φ = F(f)

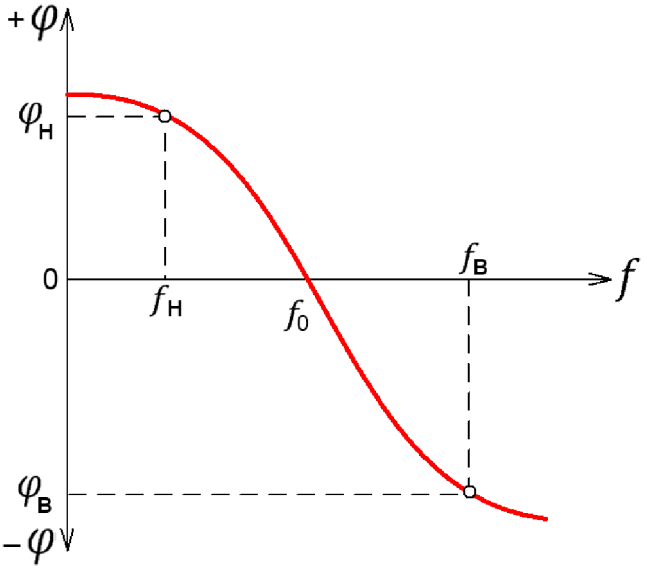


Рис.5. Фазова характеристика підсилювача.

Тема 3.2. **КАСКАДИ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛІВ НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ**

План

1. Призначення та структурна схема підсилювача сигналів низької частоти (ПНЧ)
2. Кола зміщення підсилювальних каскадів.
3. Температурна стабілізація режимів роботи підсилювачів.
4. Графоаналітичний розрахунок підсилювального каскаду.
5. Підсилювальні каскади на польових транзисторах.
6. Види міжкаскадних зв'язків в підсилювачах.
7. Еквівалентна схема підсилювального каскаду з резистивно-ємнісними зв'язками.

1. **Призначення та структурна схема підсилювача сигналів низької частоти (ПНЧ**)

Основне призначення підсилювача – це підсилення потужності вхідного електричного сигналу.

В якості джерела вхідного сигналу в ПНЧ можуть використовуватися такі пристрої як мікрофон, звукознімач, фотоелемент, термопара і т.п. Типи навантажень теж можуть бути різними, зокрема: гучномовець, вимірювальний прилад, осцилограф, реле, наступний підсилювач.

Більшість джерел вхідного сигналу розвивають низьку напругу. Подавати її безпосередньо на каскад підсилення потужності не має смислу, так як при такій малій керуючій напрузі неможливо отримати значну зміну вихідного струму, а відповідно і вихідної потужності. Тому структурна схема ПНЧ складається із ряду послідовно – з'єднаних попередніх каскадів підсилення та вхідного каскаду, який віддає необхідну потужність корисного сигналу в навантаження (рис.1)

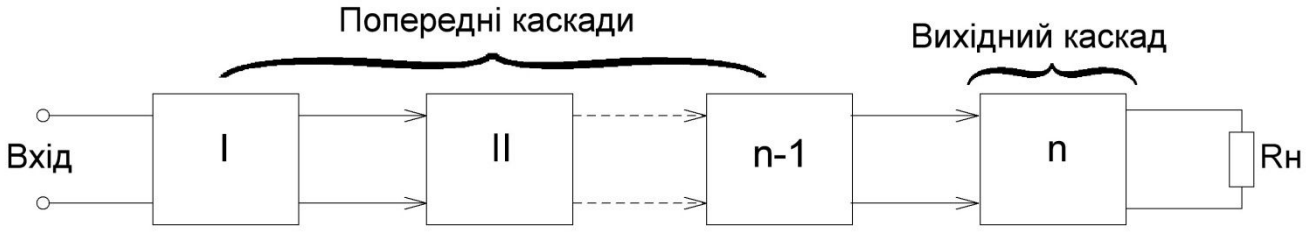


Рис.1. Структурна схема ПНЧ

Слід зауважити, що для будь – якого каскаду підсилення, вхідний малопотужний сигнал керує енергією, що подається в навантаження від джерела живлення значно більшої потужності. Таким чином, завдяки використанню підсилювального елементу (біполярного або польового транзистора) і зовнішнього джерела живлення стає можливим підсилення потужності вхідного сигналу (рис.2)

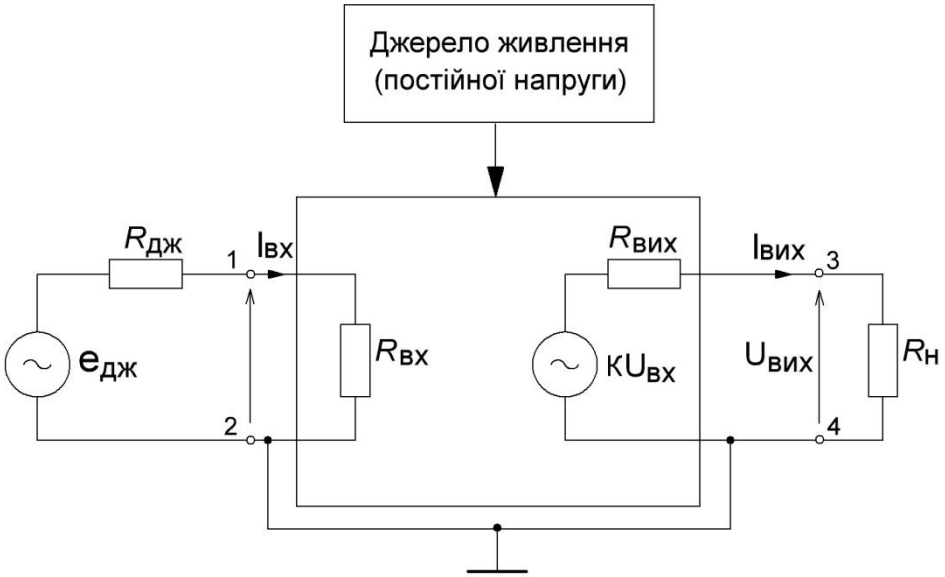


Рис.2. Структурна схема каскаду ПНЧ

2. **Кола зміщення підсилювальних каскадів**.

Режим роботи підсилювача за постійним струмом (режим спокою) визначається положенням робочої точки на навантажувальній прямій. Щоб задати робочу точку при відсутності вхідного змінного сигналу, необхідно на вхід підсилювального каскаду подати певне значення постійної напруги, яка має назву напруги зміщення. Кола, що забезпечуються подачу цієї напруги називають колами зміщення.

Існують дві схеми задання початкової напруги: з фіксованим струмом та фіксованою напругою.

2.1. **Схема підсилювального каскаду з фіксованим базовим струмом**

Схему зміщення фіксованим струмом бази за наявності одного джерела напруги зображено на рис.3. Схема представляє собою підсилювальний каскад з СЕ. Вхідний сигнал поступає на базу і змінює її потенціал відносно заземленого емітера. Це приводить до зміни струму бази,а значить, до зміни струму колектора і напруги на навантажувальному опорові $R_{\text{К}}$.

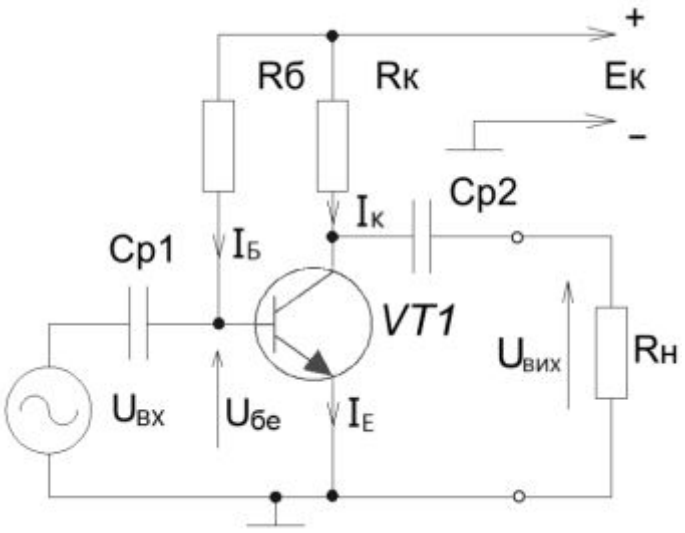


Рис.3. Схема резистивного каскаду з фіксованим базовим струмом.

Розглянемо склад схеми та призначення елементів:

VT1 – біполярний транзистор - підсилювальний елемент,

$R_К$ – колекторне навантаження транзистора за постійним струмом,

$E_К$ – джерело живлення.

Розділяючий конденсатор $C_{р1}$ виключає потрапляння постійної напруги $U_{БЕ}$ на джерело вхідного сигналу. Розділяючий конденсатор $C_{р2}$ виключає потрапляння постійної напруги на колекторі $U_{КЕ}$, яка змінюється за законом вхідного сигналу, але значно перевищує його за велечиною.

Для цієї схеми $C_{р1}$ та $C_{р2}$ вибирають із наступних умов:

$$\frac{1}{\omega_н C_р \cdot 1} \ll R_{вх}; \quad \frac{1}{\omega_н C_р \cdot 2} \ll R_н, \quad (1)$$

де $\omega_н$ –нижня границя діапазону частот підсилювального сигналу

Навантаження каскаду за змінним струмом

$$R_{н\sim} = \frac{R_н R_k}{R_н + R_k} \qquad (2)$$

Резистор $R_Б$ в колі бази, забезпечує вибір робочої точки Р на характеристиках транзистора і визначає режим роботи каскаду за постійним струмом. Процес підсилення сигналу ілюструється на рис.4.

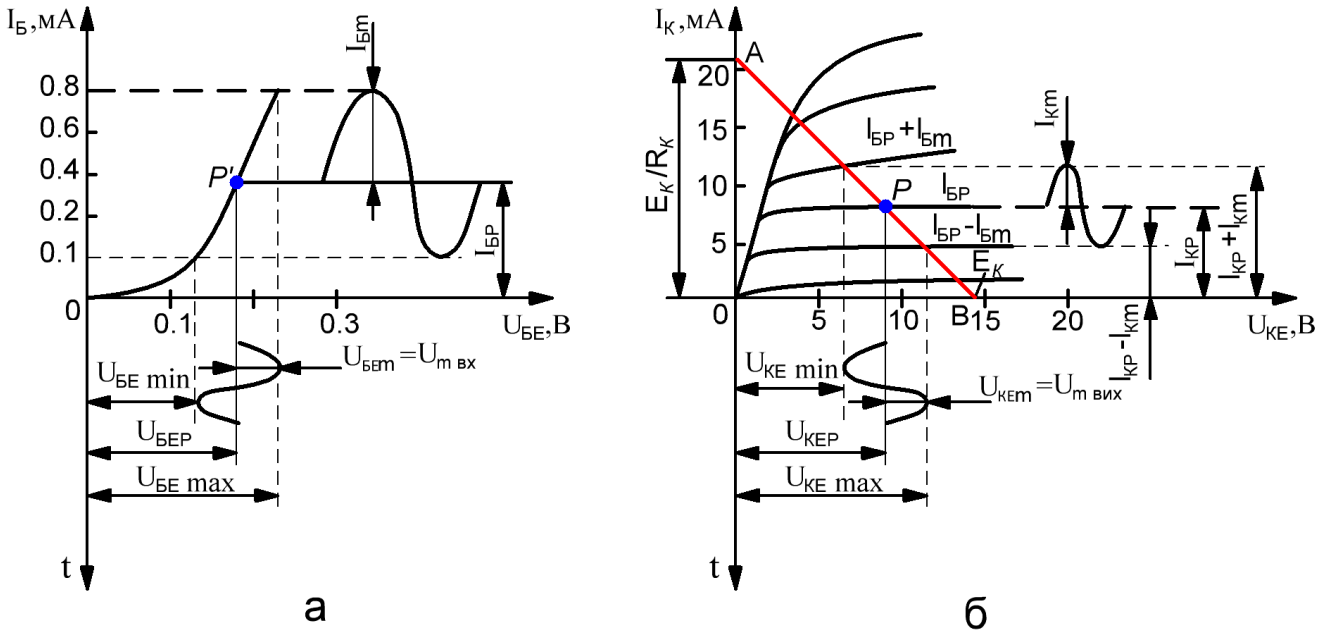


Рис.4. Графічне пояснення процесу підсилення сигналу схемою з СЕ

Із рисунку видно, що напруга вхідного сигналу з амплітудою $U_{твх} = U_{бет}$ синфазно змінює величину струму бази. Ці зміни базового струму викликають в колекторному колі пропорційні зміни струму колектора і напруги на колекторі. Амплітуда колекторної напруги $U_{кет}$ (з врахування масштабу по осі абсцис) виходить значно більшою за амплітуду напруги на базі $U_{бет}$.

Слід звернути увагу на то, що напруга сигналу на вході і на виході каскаду зсунуті між собою за фазою на 180°, тобто знаходяться в противофазі.

Для отримання найменших спотворень підсилювального сигналу робочу точку Р слід розміщувати на середині відрізку АВ навантажувальної прямої, побудованої в сім'ї вихідних характеристик транзистора. Із рисунку 4,б видно, що положення робочої точки Р відповідає струмові зміщення $\mathrm{I}_{\mathrm{БР}}$, що забезпечується величиною опору резистора $R_{\mathrm{Б}}$.

$$R_{\mathrm{Б}} = \frac{E_k - U_{\mathrm{бер}}}{\mathrm{I}_{\mathrm{БР}}} \approx \beta \frac{E_k}{\mathrm{I}_{\mathrm{БР}}}, \quad (3)$$

2.2. **Схема підсилювального каскаду з фіксованою базовою напругою**

Схема з фіксованим базовим струмом використовується лише тоді, коли каскад працює при малих коливаннях температури транзистора.

Більш ефективною являється схема зміщення з фіксованою базовою напругою (див.рис.5)

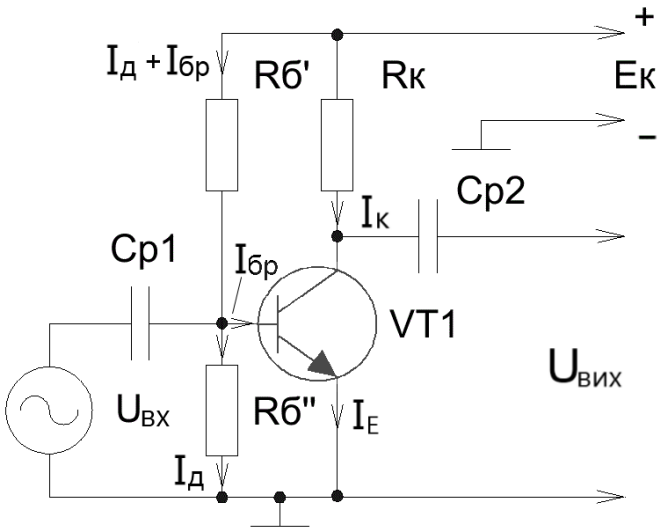


Рис.5. Схема підсилювача з фіксованою напругою зміщення

В цій схемі резистори $R_{\mathrm{б}}^{'}$ і $R_{\mathrm{б}}^{''}$ представляють подільник напруги, який ввімкнений паралельно джерелу живлення $\mathrm{E}_{\mathrm{к}}$. Опори дільника вибираються із наступних співвідношень:

$\mathrm{E}_{\mathrm{к}} = U_{R'\mathrm{б}} + U_{R''\mathrm{б}}$

$U_{R\mathrm{б}}^{'} = R_{\mathrm{б}}^{'}(I_{\mathrm{БР}} + I_{\mathrm{Д}})$; $R_{R\mathrm{б}}^{''} = U_{\mathrm{БЕР}}$

$I_{\mathrm{Д}}$ – струм, що проходить через подільник напруги

Тоді, $\mathrm{E}_{\mathrm{к}} = R_{\mathrm{б}}^{'}\left(I_{\mathrm{БР}} + I_{\mathrm{Д}}\right) + U_{\mathrm{БЕР}}$

Звідки $R_{\mathrm{б}}^{'} = \frac{\mathrm{E}_{\mathrm{к}} - U_{\mathrm{БЕР}}}{I_{\mathrm{БР}} + I_{\mathrm{Д}}}$ (3)

$$R_{б}^{"} = \frac{U_{БЕР}}{I_{Д}} \qquad (4)$$

Зазвичай струм дільника $I_{Д}$ вибирають в границях:

$$I_{Д} \approx (2 \div 5)\, I_{БР}$$

При цьому підвищується стабільність режиму роботи схеми, так як зміни струму в колах емітера і колектора транзистора незначно випливають на величину напруги зміщення.

3. **Температурна стабілізація режимів роботи підсилювачів**

При зміні температури навколишнього середовища положення робочої точки змінюється. Так, при нагріванні транзистора робоча точка зміщується по навантажувальній прямій, що приводить до збільшення колекторного струму $I_{к}$ і зменшенню напруги $U_{КЕ}$ (див.рис.6). Це рівнозначно привідкриванню транзистора.

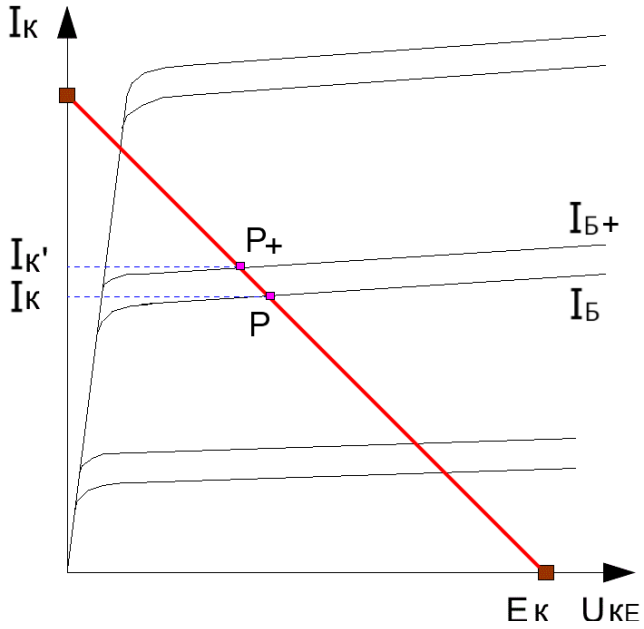


Рис.6. Температурний дрейф робочої точки

Для забезпечення температурної стабілізації положення робочої точки на характеристиках використовують різні способи термостабілізації режимів роботи транзисторних каскадів. Найбільш поширені із них приведені на рис.7.

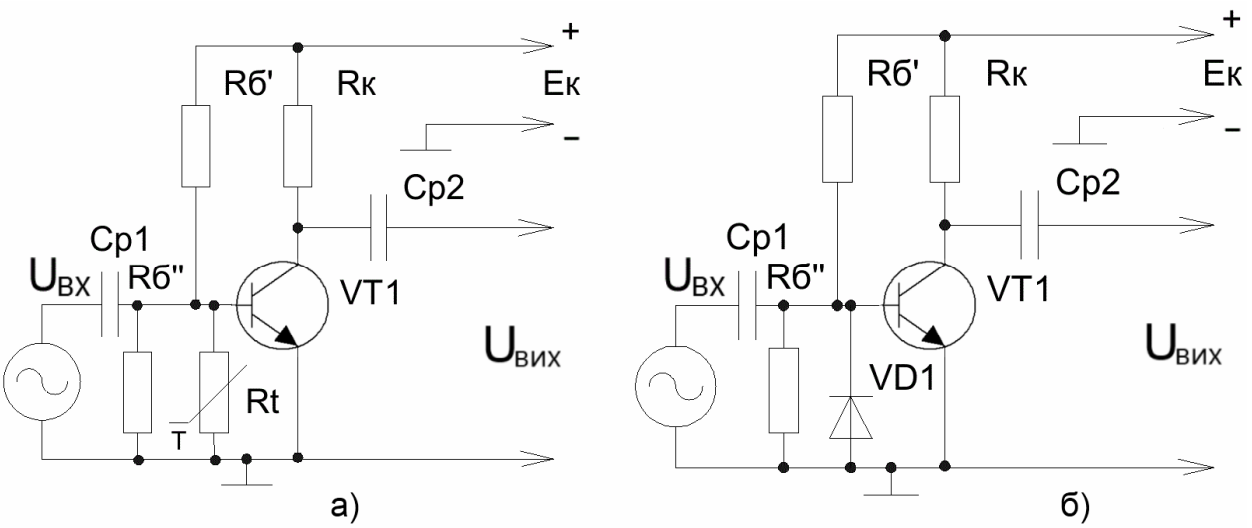


Рис.7. Схема термостабілізації режиму транзисторного каскаду :
а – з терморезистором; б – з діодом

В схемі на рис.7,а терморезистор з від'ємним ТКО ввімкнений в базове коло транзистора паралельно до резистора $R_б^{"}$. При нагріванні опір терморезистора зменшується, що приводить до зменшення загального опору ввімкнених в паралель резисторів $R_б^{'}$ і R_t. За рахунок цього напруга $U_{БЕ}$ буде зменшуватися, емітерний перехід транзистора призакривається, і робоча точка збереже своє положення на навантажувальній прямій.

На рис 7,б приведена схема термостабілізації режиму транзистора за допомогою напівпровідникового діода. В цій схемі діод ввімкнений в зворотному напрямі, а температурна характеристика зворотного струму діода VD1 повинна бути аналогічній температурній характеристиці зворотного струму колектора транзистора VT1. При підвищенні температури опір діода в зворотному ввімкненні буде зменшуватися за рахунок термогенерації носіїв заряду в напівпровіднику. Загальний опір ввімкнених паралельно резистора $R_б^{"}$ і діода VD1 буде зменшуватися, що приведе до зменшення напруги $U_{БЕ}$, транзистор при закриється і робоча точка збереже своє положення.

Недоліком схем з терморезистором і напівпровідниковим діодом являється те, що і терморезистор, і напівпровідниковий діод повинні підбиратися за своїми температурними властивостями для кожного конкретного транзистора. Тому найбільш поширеними є схеми температурної стабілізації з від'ємним зворотним зв'язком (ВЗЗ) за постійним струмом і напругою (див.рис.8)

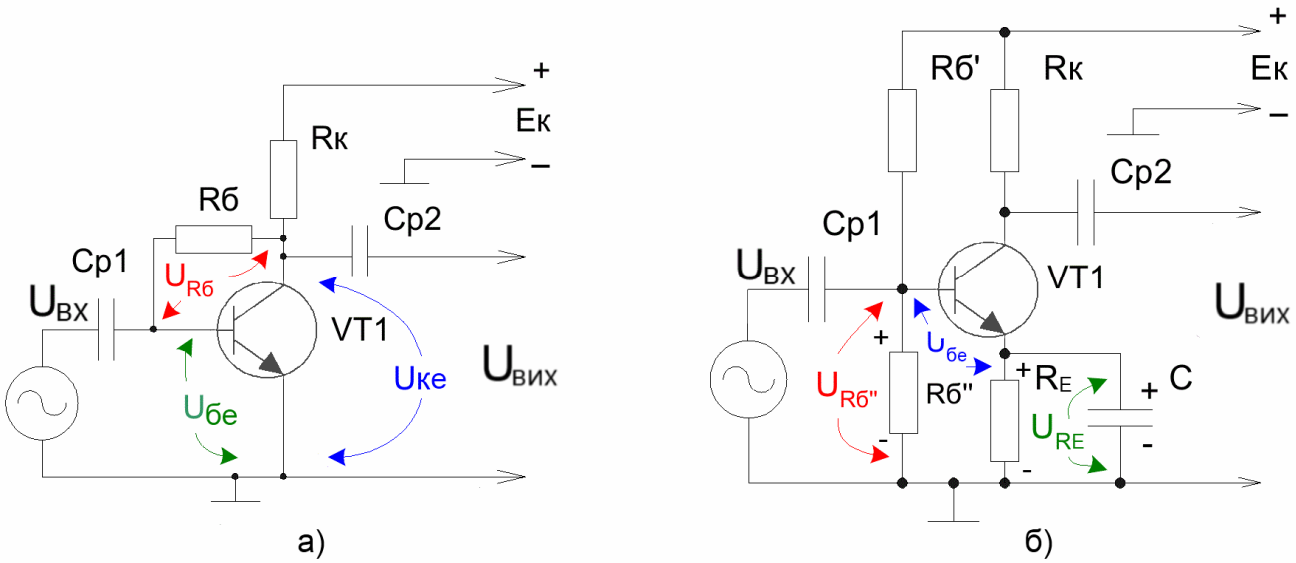


Рис.8. Схема термостабілізації робочої точки за допомогою від'ємного зворотного зв'язку
а – за постійною напругою; б – за постійним струмом.

Термостабілізація робочої точки за допомогою ВЗЗ за постійною напругою (рис.8)

Цей вид термостабілізації використовується при живленні кола бази фіксованим струмом бази. В цьому випадку резистор $R_{\text{Б}}$ під'єднується до колектора транзистора. Користуючись рівняннями Кірхгофа запишемо:

$U_{\text{КЕ}} = U_{R\text{Б}} + U_{\text{БЕ}}$

$U_{\text{БЕ}} \downarrow = U_{\text{КЕ}} \downarrow - U_{R\text{Б}}$ так як $U_{R\text{Б}} = const$

При підвищенні температури напруга $U_{\text{КЕ}}$ зменшується. Це зменшення напруги через коло зворотного зв'язку $(R_{\text{Б}})$ передається на базу транзистора. Напруга $U_{\text{БЕ}}$ зменшується. Емітерний перехід транзистора при закривається, і робоча точка зберігає своє положення.

Термостабілізація робочої точки за допомогою ВЗЗ за постійним струмом (рис.8,б)

Термостабілізація робочої точки за допомогою ВЗЗ за постійним струмом використовується при живленні бази за схемою з «фіксованою напругою бази».

Згідно рівнянь Кірхгофа запишемо:

$$U_{R\text{Б}} = U_{\text{БЕ}} + U_{R\text{E}} = U_{\text{БЕ}} + I_{\text{E}} \cdot R_{\text{E}}$$

Звідки $U_{\text{БЕ}} \downarrow = U_{R\text{Б}} - I_{\text{E}} \cdot R_{\text{E}} \uparrow$ (5)

При зростанні температури транзистора збільшується його коефіцієнт передачі β, що приводить до зростання колекторного струму $I_{\text{К}}$, а відповідно струму емітера I_{E}. Падіння напруги R_{E}, а це виходячи з (5), викликає зменшення $U_{\text{БЕ}}$ що призведе до зменшення струму бази, при закривання емітерного переходу, і робоча точка зберігає своє положення.

В більшості випадків резистор $R_{\text{Е}}$ шунтується конденсатором $\text{C}_{\text{Е}}$. Це роблять для відводу змінної складової струму емітера від резистора $R_{\text{Е}}$(вимкнення ВЗЗ за вхідним сигналом). Ємність конденсатора визначається із співвідношення:

$$1/\omega \text{C}_{\text{Е}} \ll R_{\text{Е}}, \quad (6)$$

де $\omega_{\text{Н}}$ – нижняя границя діапазону робочих частот підсилювального сигналу.

4. **Графоаналітичний розрахунок підсилювального каскаду на БП транзисторі**

Основні параметри підсилювача можуть бути визначені одним із двох методів: графоаналітичним або аналітичним.

Графоаналітичний метод являється більш точним, так як він враховує нелінійні властивості транзистора. Крім того, графоаналітичний метод дозволяє зробити більш повний розрахунок: в ньому визначаються величини (рис.5), які зв'язані не тільки із змінними, але із постійними складовими струмів і напруг.

Розрахунок за постійним струмом дозволяє визначити елементи схеми, які забезпечують потрібний режим роботи транзистора, тобто необхідні початкові напруги на виводах транзистора, а розрахунок за змінним струмом – параметри каскаду як однієї з ланок передачі інформаційного сигналу($R_{вх}$,$R_{вих}$,K_u,K_i, K_p).

Розрахунок каскаду виконується з використанням сім'ї статичних вихідних характеристик (Рис. 9а) і статичної вхідної (Рис. 9б) характеристики, знятої при $U_{ке}\neq 0$.

В сім'ї вихідних характеристик будуємо **лінію навантаження** за заданим або вибраним значенням напруги джерела живлення $E_к$ і опору резистора в колекторі $R_к$.

Графоаналітичний метод дозволяє розраховувати спільні струми і напруги у разі з'єднання лінійної і нелінійної схем. Лінійна схема у цьому випадку утворюється джерелом живлення і резистором $R_к$, нелінійна представлена безпосередньо транзистором. Для пошуку необхідних струмів і напруг за графоаналітичним методом необхідно побудувати ВАХ лінійної і нелінійної схем і відмітити точку їх перетину. Ці точки перетину визначають збіжні струми і напруги.

Для вихідного кола транзистора справедливе рівняння:

$$E_{\text{к}} = U_{\text{ке}} + I_{\text{ке}} R_{\text{к}}$$

Побудова лінії навантоження проводиться по точках її перетину з осями координат. При $I_{\text{к}} = 0$ отримуємо $E_{\text{к}} = U_{\text{ке}}$, тобто відкладаємо $E_{\text{к}}$ по осі напруги(точка М). При $U_{\text{ке}} = 0$ отримуємо $I_{\text{к}} = E_{\text{к}}/R_{\text{к}}$ і відкладаємо це значення по осі струму(точка N). З'єднуючи ці точки отримуємо пряму лінію– лінію навантаження (рівняння (1) є рівнянням лінії навантаження). Потім на ній вибираємо робочий участок.

Наприклад, для отримання великої вихідної потужності слід вибрати робочий участок АБ. За проекціями робочого участку на осі координат визначаються подвійні амплітуди перших гармонік змінних складових вихідного струму і вихідної напруги: $2I_{\text{к}m}$ і $2U_{\text{к}m}$.

Після цього можна знайти вихідну потужність:

$$\text{P}_{\text{ВИХ}} = 1/(2I_{\text{к}m} 2U_{\text{к}m}) \qquad (7)$$

На рис. 9а заштриховано так званий трикутник корисної потужності. Його гіпотенузою являється робочий участок АБ, а катетами – відповідно подвійні амплітуди струму $2I_{кт}$ і напруги $2U_{кт}$. Площа трикутника відповідає $4P_{вих.}$

Якщо опір джерела коливань $R_г$ набагато більший за вхідний опір транзистора $R_{ВХ}$, то нелінійністю $R_{ВХ}$ можна нехтувати, так як властивість вхідного кола визначається $R_г$. Якщо він являється лінійним, то при синусоїдній ЕРС джерела коливань струм $i_{ВХ}$ теж буде синусоїдним. В цьому випадку робоча точка Р відповідає струмові $I_{БР}$, який являється середнім по відношенню до струмів бази в точках А і Б.

Робоча точка Р визначає амплітуду першої гармоніки $I_{бт}$ як половину різниці струмів бази в точках

А і Б, а також струм $I_{кр}$ і напругу $U_{кер}$ в режимі спокою (вхідний сигнал відсутній). За цими значеннями

можна знайти потужність Ркр, що виділяється в транзисторі в режимі спокою і яка не повинна перевищувати граничну потужність $Рк_{max}$, яка являється одним із параметрів транзистора:

$$P_{кр}=I_{кр}U_{кр} \le Рк_{max} \qquad (8)$$

Якщо є сімейство вхідних характеристик транзистора, то можна побудувати вхідну робочу характеристику шляхом перенесення по точках в це сімейство вихідну робочу характеристику. Так як в довідниках приводяться вхідні характеристики лише для $U_{кe}$=0В і для деякого $U_{кe}$>0 і вони розміщені дуже близько один до одного, то і робоча характеристика має відрізнятися від них.

Тому розрахунок вхідних струмів і напруг можна приблизно робити за вхідною характеристикою для значення $U_{кe}$=5В, взятої із довідника. На цю криву переносять точки $А_1$, Р,Б вихідної робочої характеристики і отримується точки $А_1$,Р', $Б_1$ (Рис.9 б). Проекція робочого участку $А_1$,$Б_1$ на вісь напруг виражає подвійну амплітуду вхідної напруги $U_{бет}$, а на вісь струмів – подвійний вхідний струм $I_{бт}$.

Користуючись графічними побудовами, приведеними на рис.9 можна визначити наступні величини:

Вхідний опір:

$$R_{вх} = U_{твх}/I_{твх} = U_{бет}/I_{бт} \qquad (9)$$

Вхідну потужність каскаду:

$$P_{вх} = \frac{1}{2}U_{твх} \cdot I_{твх} = \frac{1}{2}U_{бет} \cdot I_{бт} \qquad (10)$$

Коефіцієнт підсилення за напругою:

$$K_U = U_{твих}/U_{твх} = U_{кет}/U_{бет} \qquad (11)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом:

$$K_I = I_{твих}/I_{твх} = I_{кт}/I_{бт} \qquad (12)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю:

$$K_P = K_U \cdot K_I \qquad (13)$$

Потужність споживана від джерела живлення:

$$P_0 = E_K \cdot I_{KP} \qquad (14)$$

Елементи схеми напруги зміщення:

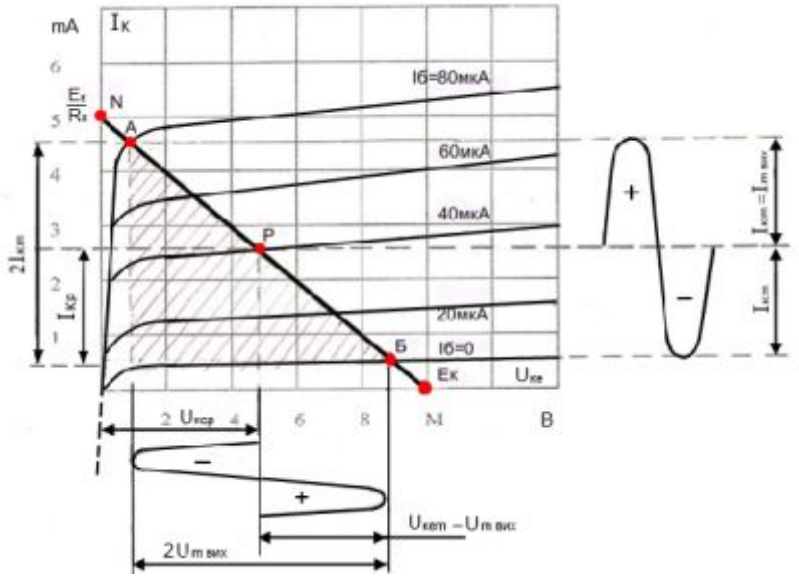
$$R'_Б = E_к - U_{бер}/(I_д + I_{бр}) \qquad (15)$$

— , (16)

де - струм дільника; ≈ (2÷5)

На рис.9б показано, що при робочій точці Р’ вхідний струм мало спотворений: дві його півхвилі мають однакові амплітуди. Вхідні напруги при цьому сильно спотворені(позитивна півхвиля значно менша за від’ємну). При цьому вихідний струм і вихідна напруга виходять мало спотворені. Такий результат отримують, коли джерело вхідного сигналу працює як генератор струму(при $R_r >> R_{вх}$) і задає на вхід транзистора синусоїдний струм. Якщо джерело сигналу працює як генератор напруги (при $R_r << R_{вх}$) і задає на вхід синусоїдну напругу, то робоча точка буде знаходитись в положенні P_1’, а вхідним струм буде сильно спотворений. Відповідно будуть сильно спотворені вихідний струм і вихідна напруга.

а)



б)

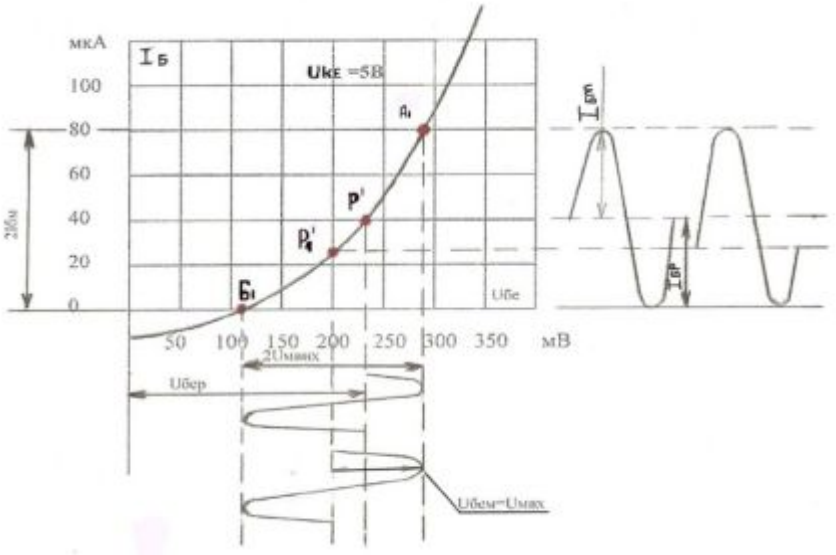


Рис.9 Статичні характеристики транзистора:
а-вихідна; б-вхідна.

5. **Підсилювальні каскади на польових транзисторах**.

Існують три схеми ввімкнення польових транзисторів: з спільним витоком(СВ), спільним затвором(СЗ) і спільним стоком(СС) (див. рис.1)

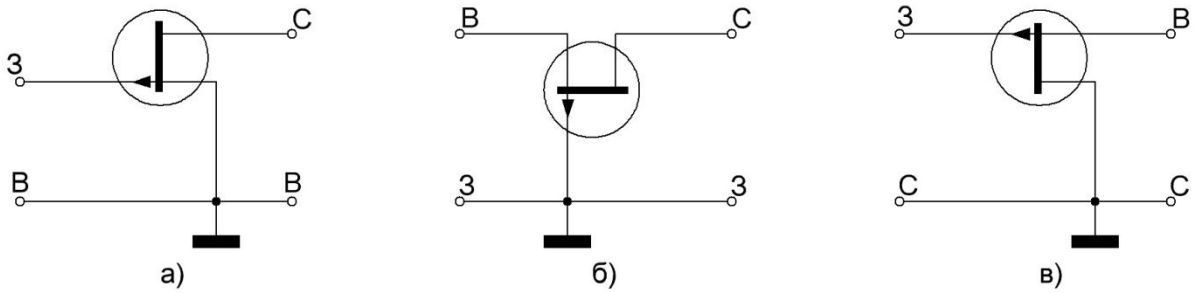
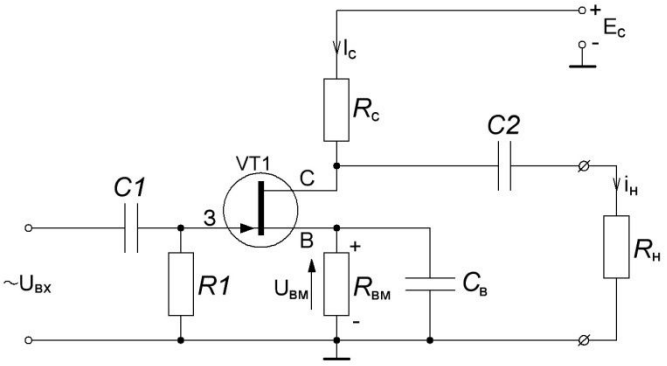
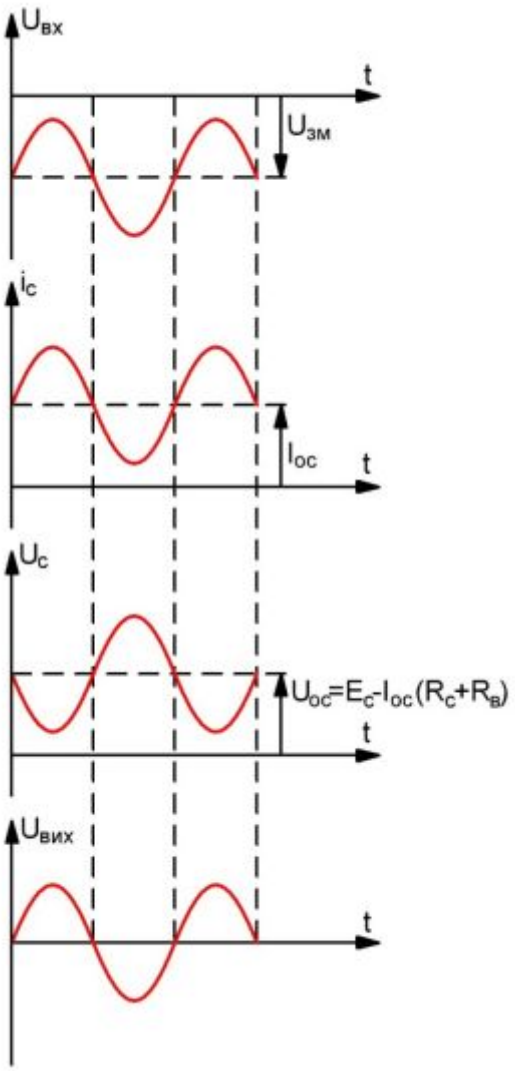


Рис.10. Схеми ввімкнення польового транзистора:
а – з спільним витоком(СВ); б – з спільним затвором(СЗ);
в – з спільним стоком(СС)

Найбільш поширеним являється підсилювальний каскад із спільним витоком. Принципова схема такого каскаду приведена на рис.11.



а)



б)

Рис.11. Резистивний підсилювальний каскад на польовому транзисторі з СВ:
а – схема електрична принципова каскаду з СВ;
б – часові діаграми роботи каскаду з СВ

Будова 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.

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

R_B, C_B – утворюють коло автоматичного зміщення, яке задає режим спокою класу А шляхом подачі напруги зміщення до затвору VT1 через резистор R_1. Одночасно коло автоматичного зміщення забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою.

C_1, C_2 – розділяючи конденсатори.

C_B – включає від'ємний зворотній зв'язок за струмом для змінного вхідного сигналу.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис.12.

Графоаналітичний розрахунок схеми проводиться наступним чином. На сім'ї стокових характеристик польового транзистора будуємо навантажувальну пряму, як це показано на рис.12.

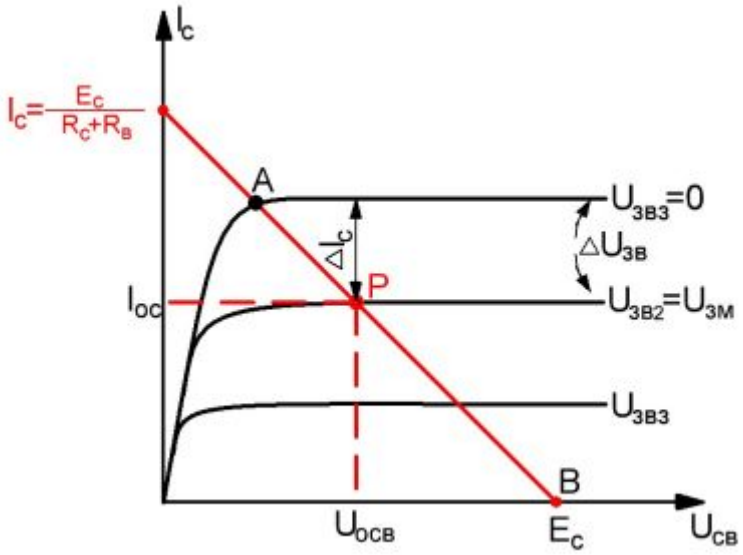


Рис.12. Графоаналітичний спосіб визначення точки спокою Підсилювача на ПТ

Положення прямої визначається рівнянням на основі другого закону Кірхгофа:

$$E_C = I_C(R_C + R_B) + U_{CB}, \quad (17)$$

де E_C – ЕРС джерела живлення

$I_C = E_C/(R_C + R_B)$, якщо $U_C = 0$;

$U_{CB} = E$, якщо $I_C = 0$

На навантажувальній прямій вибираємо положення робочої точки Р та визначаємо наступні параметри: $I_{ОС}$, $U_{ОСВ}$, $U_{ЗМ} = U_{ЗВ2}$.

Використовуючи ці дані знаходимо

$$R_B = \frac{U_{ЗМ}}{I_{ОС}} \quad (18)$$

Розв'язуючи рівняння (1) відносно R_C отримаємо:

$$R_C = [(E_C - U_{\text{ОСВ}})/I_{\text{ОС}}] \quad (19)$$

Визначаємо в районі точки спокою Р крутизну

$$S = \frac{\Delta I_{\text{С}}}{\Delta U_{\text{ЗВ}}} | U_{\text{ОСВ}=CONST}$$

Знаходимо коефіцієнт підсилення каскаду за напругою

$$K_u = \frac{U_{\text{вих}\,m}}{U_{\text{вх}\,m}} \approx s \cdot R_C$$

6. **Види міжкаскадних зв'язків в підсилювачах**

Існують три основні способи зв'язку між каскадами в багатокаскадному підсилювачі:

- Резистивно-ємнісний зв'язок;
- Транзисторний зв'язок;
- Гальванічний зв'язок.
-

1) **Резистивно – ємнісний зв'язок** (**див**. **рис**.13.)

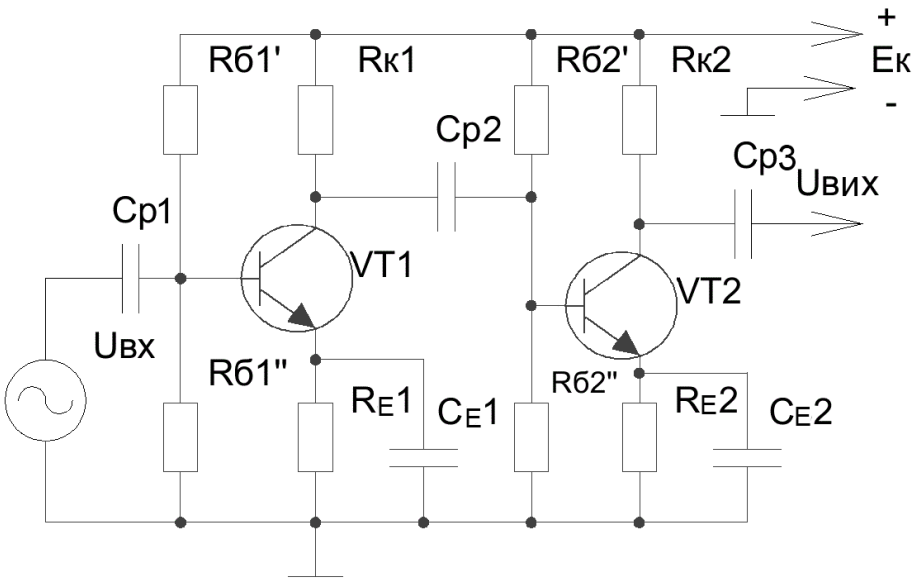


Рис.13. Двокаскадний підсилювач з резистивно – ємнісним зв'язком.

Цей вид зв'язку є одним із поширених в підсилювачах змінної напруги. Підсилювач (Рис.13.) складається з двох каскадів підсилення, виконаних на транзисторах VT1 і VT2 за схемою СЕ.

Вхідний сигнал після підсилення першим каскадом через конденсатор Ср2 надходить на вхід другого каскаду, з виходу якого підсилений сигнал через конденсатор Ср3 подається в навантаження.

2)**Трансформаторний каскад** (**див.рис**.14)

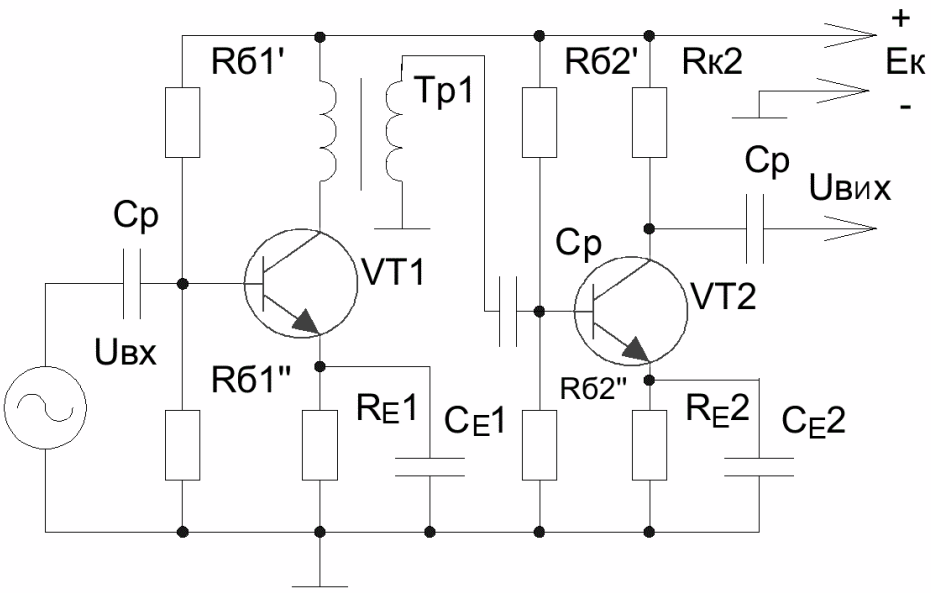


Рис.14. Двокаскадний підсилювач з трансформаторним зв’язком.

Трансформаторний зв'язок дозволяє здійснити узгодження між каскадами шляхом підбору коефіцієнта трансформації трансформатора.

Недоліки:

- Відносно великі габарити і вага трансформаторів;
- Великі частотні спотворення, так як опір обмотки трансформатора залежить від частоти ($X_L = \omega L$), тому цей зв’язок використовують на низьких частотах.

3) **Гальванічний безпосередній зв'язок** (**див.рис**.15)

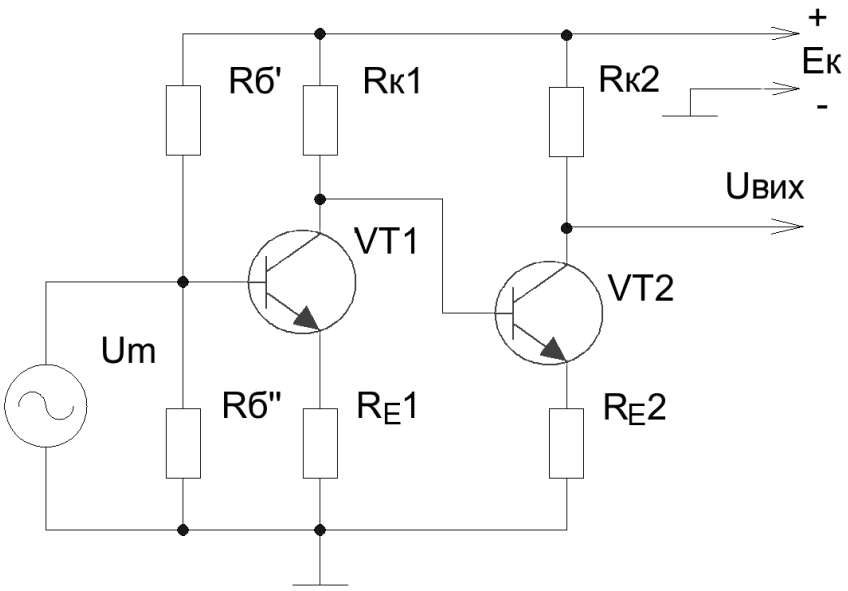


Рис.15. Двокаскадний підсилювач з гальванічним зв’язком

Гальванічний зв'язок використовують в підсилювачах постійного струму (ППС).

7. **Еквівалентна схема підсилювального каскаду з резистивно – ємнісними зв'язками**

На рис.16 приведена схема транзисторного підсилювального каскаду, а на рис.17 повна еквівалентна схема підсилювального каскаду з резистивно – ємнісними зв'язками.

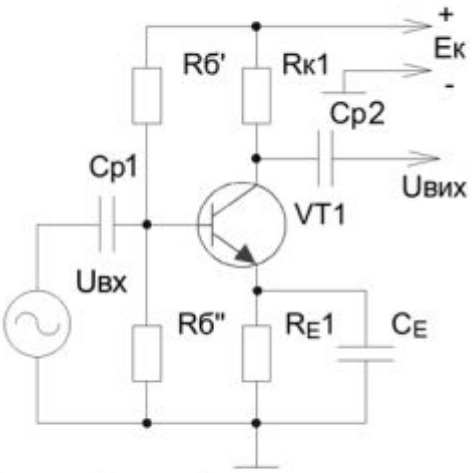


Рис.16. Схема підсилювального транзисторного каскаду

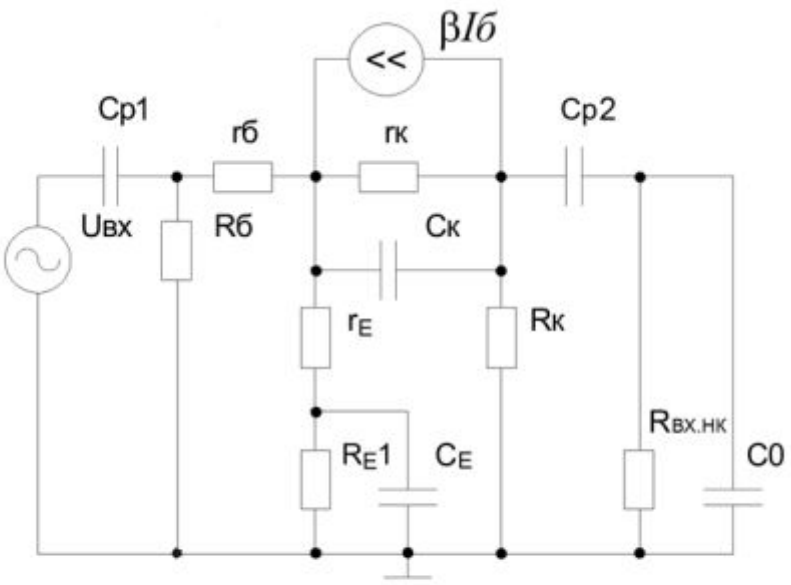


Рис.17. Повна еквівалентна схема підсилювального каскаду з резистивно - ємнісними зв'язками

Повна еквівалентна схема підсилювача (рис.17), а також еквівалентні схеми, які відображають його властивості в області низьких, середніх і високих частот(рис.18) складаються так, що в них показують лише ті елементи, які мають найбільший вплив на властивості каскаду в відповідному діапазоні частот. Так, транзистор зміняють Т – подібною еквівалентною схемою, а паралельно або послідовно з'єднані опори і ємності заміняють їх еквівалентами.

Резистори $R_Б^{'}$ і $R_Б^{''}$ заміняють еквівалентним опором

$$R_Б = \frac{R_Б^{'} \cdot R_Б^{''}}{R_Б^{'} + R_Б^{''}};$$

Ємність C_0 представляє собою повну ємність, якою навантажується каскад і визначається так:

$$C_0 = C_{вх.нк} + C_м,$$

де $C_{вх.нк}$ – вхідна наступного каскаду;

$C_м$ – сумарна монтажна ємність схеми.

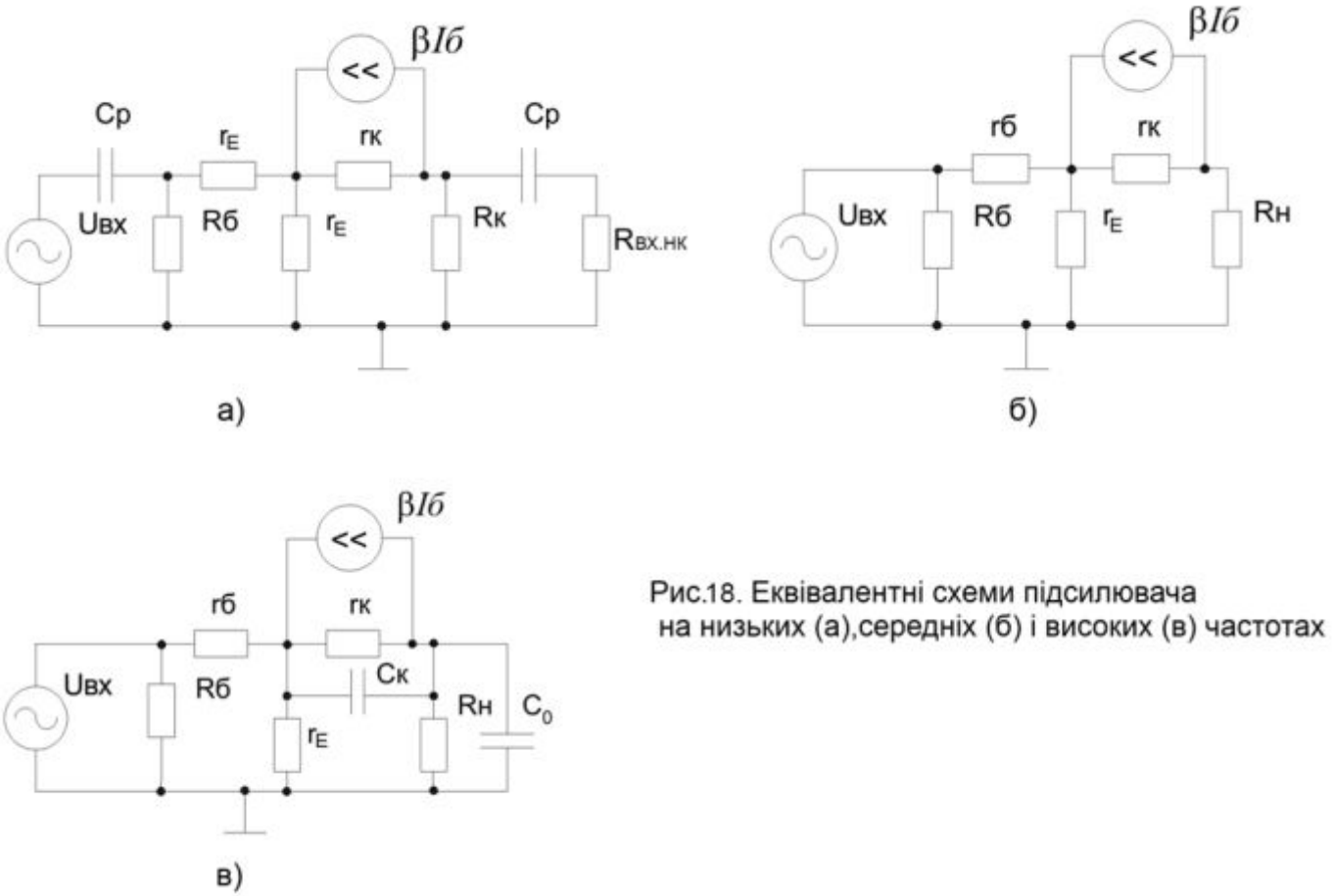


Рис.18. Еквівалентні схеми підсилювача на низьких (а),середніх (б) і високих (в) частотах

На низьких частотах (НЧ) ємнісний опір паралельно ввімкнених $C_к$ і C_0 буде мати велику величину і на роботу схеми не впливатиме. Ємність C_E має велику величину, значить ємність опір буде малий, атому трати напруги на елементах $R_E C_E$ нехтуємо. В результаті еквівалентного схема буде мати вигляд показаний на рис.18,а. Розділяючі конденсатори ввімкнені послідовно. На Н4 опір буде великий, що приводить до зменшення коефіцієнта підсилення.

На середніх частота (Ср.Ч) опір розділяючи конденсаторів зменшиться до такої величини, що їх вплив можна не враховувати. Опір ємностей $C_к$ і C_0 зменшується не на стільки, щоби здійснювати шунтуючу дію, і тому на Ср.4 їх теж можна не враховувати. На середніх частотах еквівалента схема буде мати вигляд, показаний на рис.18,б. Так як на Ср.4 ні бар'єрна ємність колекторного переходу $C_к$, ні C_0 не впливають на роботу підсилювача, то коефіцієнт підсилення на цих частотах буде найбільшим.

На високих частотах (ВЧ) розділяючи конденсатори мають дуже малий опір, і так як вони ввімкнені послідовно, то вони не впливають на роботу схеми підсилювача. Ємності $C_к$ і C_0 ввімкнені в паралель, шунтують колекторний перехід транзистора і вихід підсилювача своїм малим опором, що приводить до зменшення коефіцієнта підсилення. Еквівалентна схема підсилювача на ВЧ зображена на рис.18,в.

На рис.19. приведена АЧХ підсилювача з резистивно – ємнісним міжкаскадним зв'язком, яка показує вплив зміни частоти на коефіцієнт підсилення.

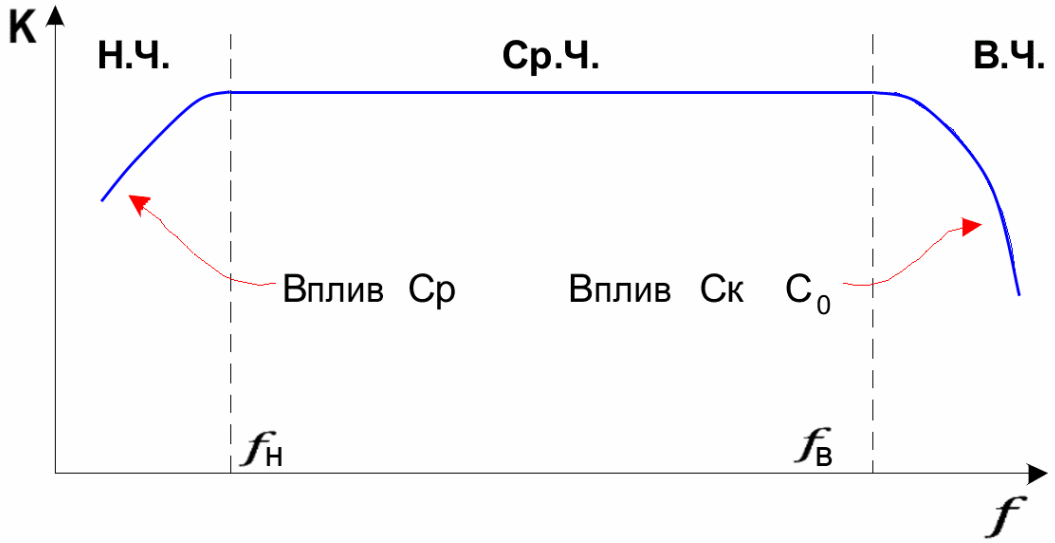


Рис.19. АЧХ підсилювача з резистивно – ємнісним зв'язками

Тема 3.3. **ВИХІДНІ КАСКАДИ ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛІВ НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ**

План

1. Прохідна динамічна характеристика транзистора.
2. Режими роботи підсилювальних каскадів.
3. Вихідні каскади підсилювачів.

1. **Прохідна динамічна характеристика транзистора**

Режими роботи підсилювальних елементів визначають положенням робочої точки на прохідній динамічній характеристиці. **Прохідною динамічною характеристикою** називається залежність вихідного струму від вхідної напруги. Для транзистора ввімкненого за схемою з СЕ, залежність буде мати вигляд: $\mathrm{I_к} = f(U_{\mathrm{БЕ}})$

Прохідна динамічна характеристика будується за вхідною та вихідною характеристиками транзистора (рис.1). Алгоритм побудови прохідної динамічної характеристики наступний:

- В сім'ї статичних вихідних характеристик транзистора за заданими величинами $\mathrm{E_К}$і $R_{\mathrm{Н}}$ будуємо навантажувальну пряму АВ (рис.1а);
- Відмічаємо точки перетину навантажувальної прямої зі статичними характеристиками (1,2,3,4) і знаходимо відповідні цим точкам величини вихідного струму ($\mathrm{I_{К1}}$ … $\mathrm{I_{К4}}$) і вхідного струму (струму бази) (рис.1,а);
- Переносимо знайдені значення струму бази на вхідну статичну характеристику транзистора, зняту при $U_{\mathrm{КЕ}} \neq 0$(рис.1,б)
- По осі абсцис графіка вхідної характеристики знаходимо відповідні значення вхідних напруг ($U_{\mathrm{БЕ}}$), що відповідають кожному значенню струму бази (в точках 1^1,2^1, 3^1, 4^1) (рис.1,б);

- За знайденими значеннями $\mathrm{I_к}$ та $U_{\mathrm{БЕ}}$ будуємо графік залежності $\mathrm{I_к} = f(U_{\mathrm{БЕ}})$, тобто $\mathrm{I_{вих}} = f(U_{\mathrm{вх}})$ (рис.1,в)

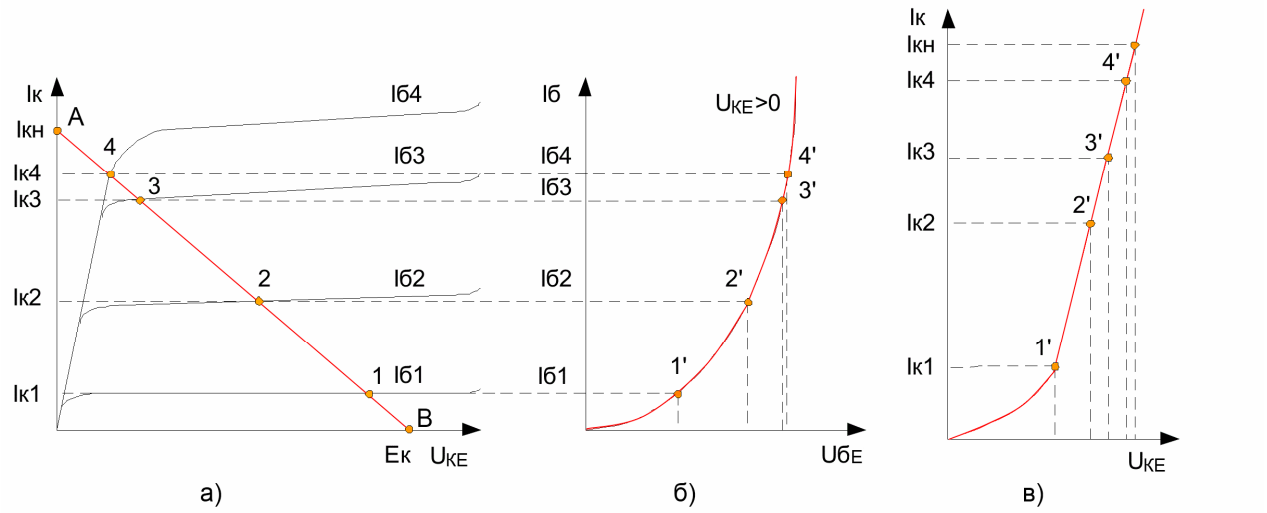


Рис 1.Побудова прохідної динамічної характеристики транзистора:
а – навантажувальна пряма в вихідних статичних характеристиках;
б – вхідна характеристика; в – перехідна динамічна характеристика

2. **Режими роботи підсилювальних каскадів**

В залежності від вибору робочої точки на прохідній динамічній характеристиці транзистора розрізняють три основні режими підсилювальних каскадів : А,В і АВ.

Режим роботи класу А. В режимі роботи класу А на базу подається така напруга зміщення, щоби робоча точка, що визначає початковий стан схеми при відсутності вхідного сигналу, розміщувалася приблизно по середині прямолінійного участку (рис.2). В цьому режимі напруга зміщення $\mathrm{E_{ЗМ}}$ за абсолютною величиною завжди більша за амплітуду вхідного сигналу ($\mathrm{E_{ЗМ}} \geq U_{m\mathrm{BX}}$), а струм спокою $\mathrm{I_0}$ завжди більший за амплітуду змінної складової вихідного струму ($\mathrm{I_0} > \mathrm{I}_{mK}$).

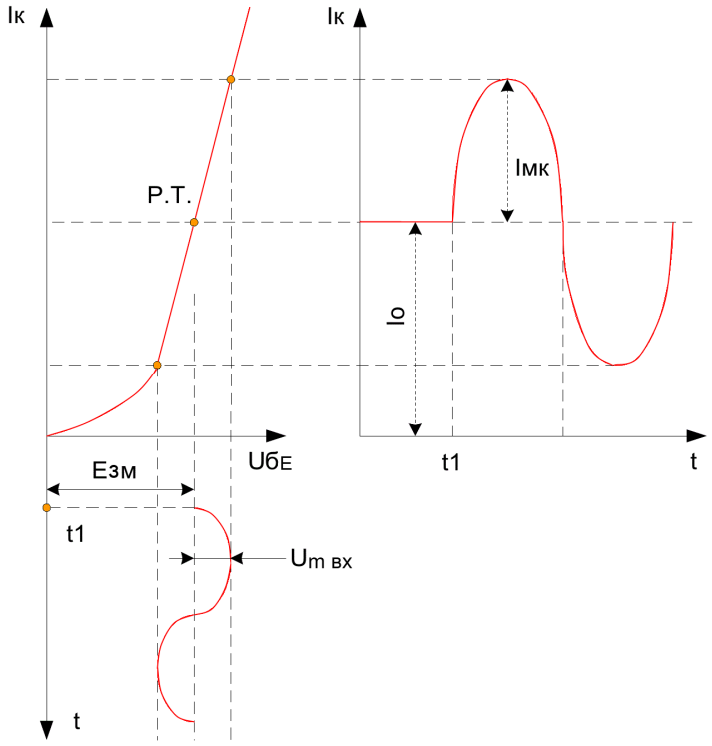


Рис.2. Графіки сигналів підсилювального каскаду в режимі класу А

До моменту часу t_1 змінна складова вхідного сигналу відсутня, і під дією величини $E_{ЗМ}$ в колекторному колі транзистора буде протікати постійна складова колекторного струму, яка називається струмом спокою. Режим роботи класу А характеризується мінімальними нелінійними створеннями, так як транзистор працює на лінійному участку характеристики. Недоліком режиму класу А являється низький К.К.Д, (20 -30)%. Це пояснюється тим, що енергія від джерела живлення витрачається не тільки на підсилення змінної складової, але і на створення постійної складової I_0, яка не являється корисною і надалі відсікається розділяючим конденсатором. Режим класу А використовується, в основному, в попередніх каскадах підсилення.

Режим роботи класу В (рис.3). В цьому режимі робоча точка вибирається так, щоби струм спокою був рівним нулеві. При подачі на вхід сигналу струм у вихідному колі каскаду протікає лише протягом половини періоду зміни напруги сигналу. В цьому випадку вихідний струм має форму імпульсів з кутом відсікання $\theta = 90°$.

Кутом відсікання називається половина тої частини періоду, протягом якої в вихідному колі протікає струм.

Режим класу В характеризується високим К.К.Д підсилювача (60-70 %), так як постійна складова вихідного струму значно менша, ніж в режимі А. Недоліком режиму класу В являються великі нелінійні спотворення. Використовується цей режим у вихідних двотактних підсилювачах потужності.

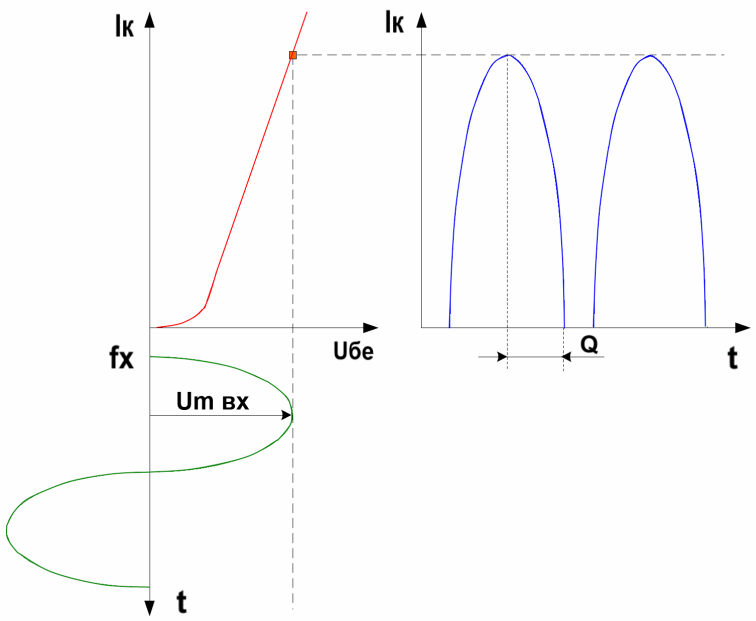


Рис.3. Графіки сигналів підсилювального каскаду в режимі класу В

Режим класу АВ. Цей режим являється проміжним між режимами А і В (див.рис.4).

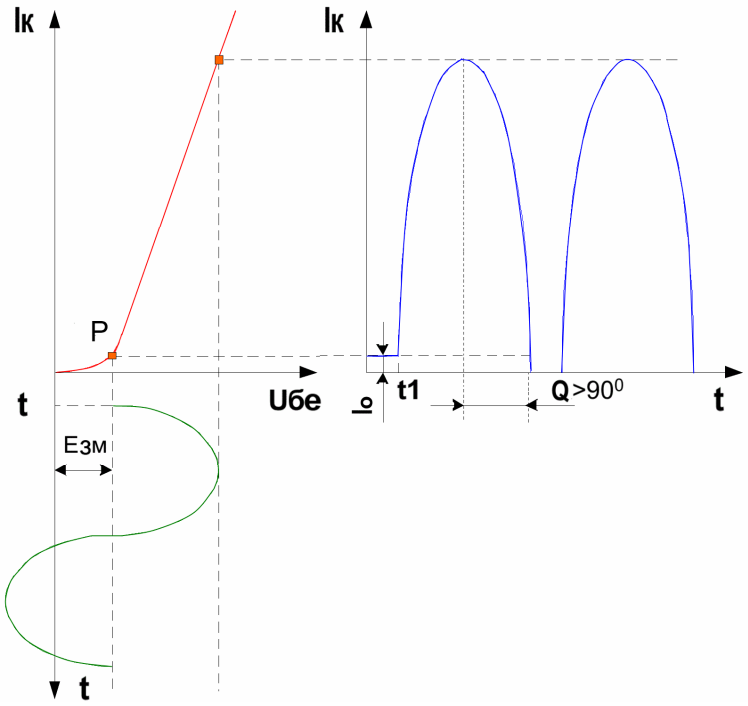


Рис.4. Графіки сигналів підсилювального каскаду в режимі класу АВ.

В режимі класу АВ має місце струм спокою I_0, але величина його буде значно меншою ніж в режимі класу А. Кут відсікання θ в режимі класу АВ буде більший 90° . К.К.Д дещо менший ніж в режимі класу В (= 50 ÷ 60%) і дещо менші нелінійні спотворення. Використовується цей режим в двотактних підсилювачах потужності.

3. **Вихідні каскади підсилювачів**

Вихідний каскад підсилювача призначений для віддачі заданої величини потужності сигналу в заданий опір навантаження. В порівнянні з каскадами попереднього підсилення вихідні каскади мають ряд особливостей.

Так як вихідні каскади споживають від джерел живлення значно більшу потужність, то їх К.К.Д повинен бути досить високим, так як він в кінцевому рахунку визначає економічність всього підсилювача. Для виділення в навантаженні заданої потужності на вхід каскаду потужного підсилювача подається велика амплітуда сигналу, яка охоплює значну область характеристик транзистора. Тому збільшення потужності в навантаженні викликає збільшення нелінійних спотворень.

Величина максимальної неспотвореної потужності і К.К.Д кінцевого каскаду залежить від типу транзистора, режиму роботи і схеми каскаду.

Для отримання середньої і великої потужності (одиниці – десятки ват і вище) використовують спеціальні потужні транзистори.

Вихідні каскади підсилювачів можуть бути побудовані за **однотактною** або **двотактною** схемами.

3.1.**Однотактний вихідний трансформаторний каскад**

Однотактний вихідний трансформаторний каскад працює в режимі класу А. Схема каскаду наведена на рис.5.

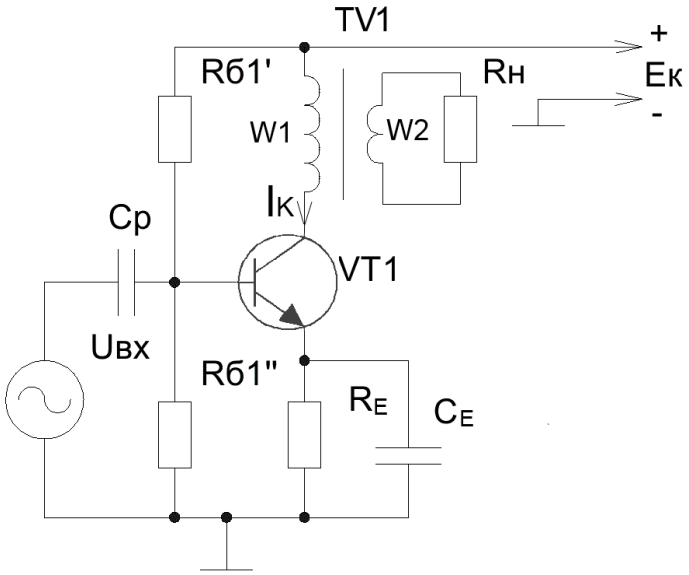


Рис.5. Однотактний вихідний каскад транзисторного підсилювача

У колекторне коло транзистора VT1 увімкнено первинну обмотку трансформатора TV1, вторинна обмотка якого підімкнена до навантаження $R_{\text{Н}}$. Призначення решти елементів те ж саме, що і в попередніх схемах.

Вихідний трансформатор служить для узгодження опору навантаження з вихідним опором транзистора. Якщо нехтувати втратами в трансформаторі, то можна вважати, що потужність в первинній і вторинній обмотках однакова, тобто:

$$\mathrm{P_1 = P_2},$$

де P_1 – потужність в первинній обмотці; P_2 – потужність у вторинній обмотці.

В цьому випадку запишемо:

$$\frac{\mathrm{U_1^2}}{\mathrm{R_1}} = \frac{\mathrm{U_2^2}}{\mathrm{R_2}}, \qquad (1)$$

де R_1, R_2 – опори первинного і вторинного кіл трансформатора за змінним струмом.

Для отримання максимальної потужності корисного сигналу опір R_1 повинен бути рівний оптимальному опорові колекторного навантаження $R_{\text{н опт}}$, при якому добуток змінних складових напруг і струму в колекторному колі є максимальний.

Тому приймаємо: $R_1=R_{\text{н опт}}$

$R_2=R_{\text{н}}$.

Тоді (1) перепишемо так:

$$\frac{\mathrm{U_1^2}}{\mathrm{R_{н.опт}}} = \frac{\mathrm{U_2^2}}{\mathrm{R_н}} \qquad (2)$$

Розділимо обидві частини рівняння (2) на U_1^2, отримаємо :

$$\frac{1}{\mathrm{R_{н.опт}}} = \frac{\mathrm{U_2^2}}{\mathrm{U_1^2}} \cdot \frac{1}{\mathrm{R_н}}, \qquad (3)$$

де $\frac{\mathrm{U_2}}{\mathrm{U_1}} = n$ - коефіцієнт трансформації

Значить, $$n = \sqrt{\frac{R_н}{R_{н.опт}}} \qquad (4)$$

Величина $R_н$ зазвичай задається. Опір $R_{н\ опт}$ слід визначити графічним шляхом із умови отримання максимальної неспотвореної потужності.

На рис. 6 приведено графічний аналіз вихідного каскаду в режимі класу А. На рисунку зображено сім'ю статичних вихідних характеристик транзистора. На цьому ж графіку показана лінія гранично допустимої потужності, розсіюваної на колекторі транзистора ($P_{к.max}$), яка має вид гіперболи (приводиться в довідниках).

Необхідно встановити положення робочої точки. При цьому спочатку проводять так звану лінію статичного навантаження (ЛСН), яка відповідає вибраній напрузі $E_к$ і практично вертикальна (опір навантаження за постійним струмом дуже малий).

Знаходимо перетин ЛСН зі статичною характеристикою, що займає середнє положення в сім'ї характеристик (на рис. 6 ця точка відповідає струмові бази $I_{Б2}$). Попередньо цю точку приймаємо за робочу Р.Т.

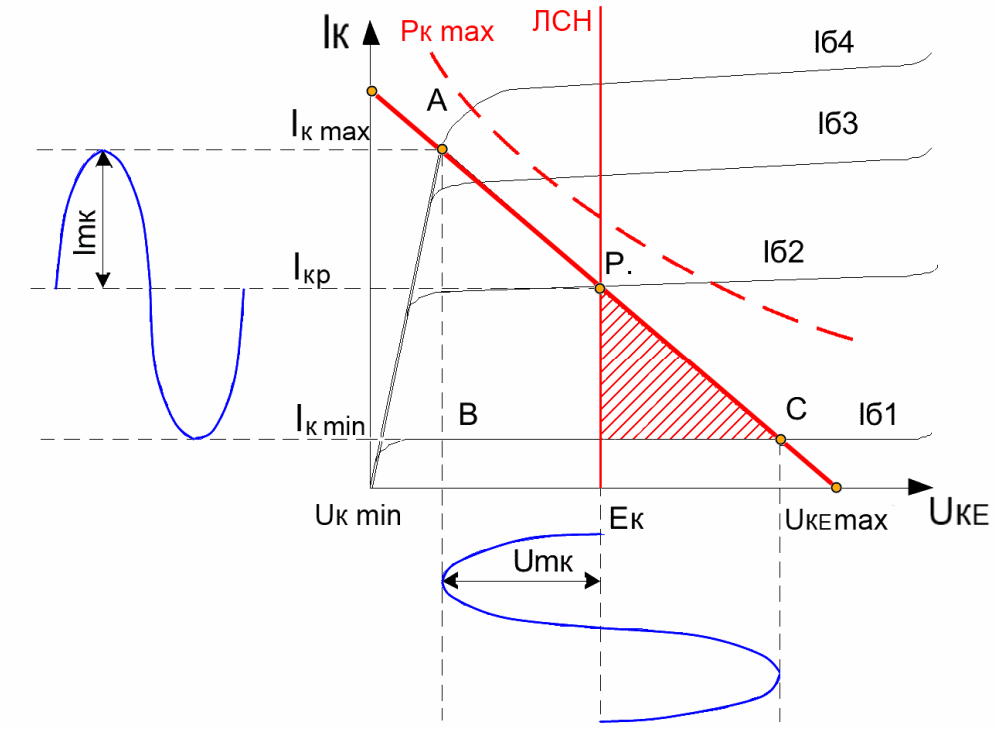


Рис. 6. Графічний аналіз роботи однотактного вихідного каскаду в режимі класу А

Тепер через робочу точку слід провести навантажувальну пряму (НП) під таким кутом, щоби вибрана робоча точка ділила цю пряму на дві однакові частини (АР і РС, де точки А і С відповідають перетину навантажувальної прямої з крайніми статичними характеристиками транзистора). Якщо цього не вдається зробити, то треба розмістити робочу точку вище або нижче від попереднього положення, але обов'язково на ЛСН, і повторити побудову. При цьому необхідно, щоби робоча точка лежала нижче графіка $P_{к.max}$.

В точках перетину навантажувальної прямої з крайніми статичними характеристиками транзистора визначаємо мінімальні і максимальні значення струму і напруги колекторного кола: $I_{К.min}$, $U_{КЕ.min}$, $I_{К.max}$, $U_{КЕ.max}$ (рис. 6)

Вихідна потужність каскаду при максимальному рівні вхідного сигналу залежить від площі заштрихованого трикутника. З врахуванням к.к.д. вихідного транзистора ($\eta \approx 0{,}7 \ldots 0{,}9$) ця потужність визначається так:

$$P_{вих.max} = \eta_т \frac{I_{кm} U_{кm}}{2} \qquad (5)$$

Величину оптимального опору навантаження $R_{н\ опт}$ визначається за формулою:

$$R_{н.опт} = \frac{U_{кm}}{I_{кm}} \qquad (6)$$

Недоліками наведеної схеми є: низький к.к.д. ($\eta = 0{,}6 \div 0{,}7$ %); наявність сталого підмагнічування осердя трансформатора внаслідок протікання постійного струму $I_{кр}$ по його первинній обмотці; відносно великі нелінійні та частотні спотворення.

3.2. **Двотактний вихідний трансформаторний каскад**

На рис.7 приведено схему двотактного трансформаторного підсилювача потужності. Підсилювач складається з двох однотактних каскадів, виконаних на транзисторах VT1 і VT2. Параметри транзисторів повинні бути практично однаковими.

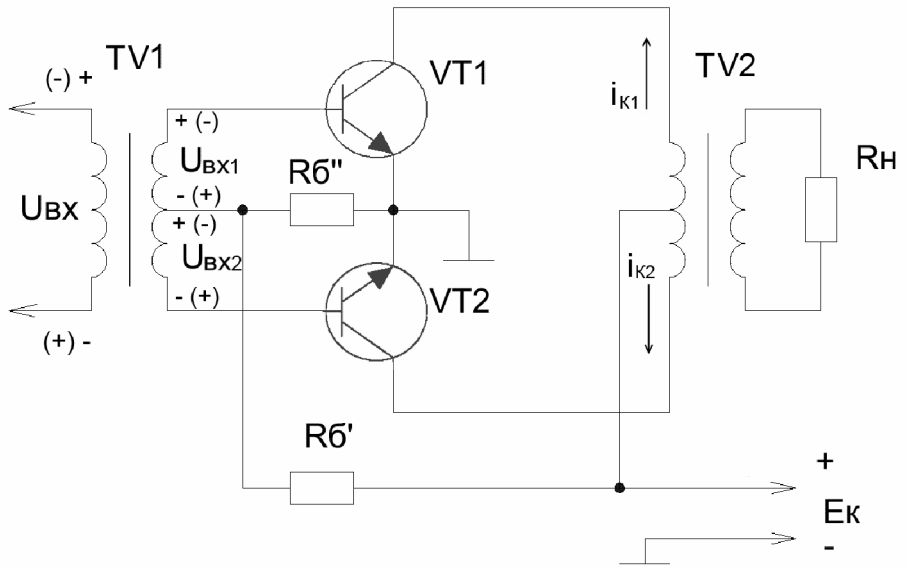


Рис.7. Двотактний вихідний каскад транзисторного підсилювача

Трансформатор TV1 призначений для подачі на вхід підсилювача двох напруг $U_{вх1}$ та $U_{вх2}$, рівних за величинами, але зсунутих за фазою на 180°. Трансформатор TV2 узгоджує вихід підсилювача з навантаженням і має вивід від середньої точки первинної обмотки. Резистори $R'_б$ і $R''_б$ створюють подільник напруги, що забезпечує подачу напруги зміщення на бази транзисторів. Через середній вивід трансформатора TV2 подається постійна напруга на колектори транзисторів.

Цей підсилювач може працювати в режимах класу В або АВ. Розглянемо роботу підсилювача при відсутності $U_{вх}$. Вхідний сигнал на базах обох транзисторів відсутній і в колекторних колах VT1, VT2 проходять тільки постійні складові $I_{кр1}$ $I_{кр2}$.

Як видно із рис.7, струми спокою протікають по первинних напівобмотках вихідного трансформатора від середньої точки в протилежних напрямах. Значить, магнітні поля, створені цими струмами, компенсуються , і в осерді трансформатора відсутня постійна складова магнітного потоку (постійне підмагнічування). Це є перевагою двотактної схеми перед однотактною, так як зменшуються нелінійні спотворення у вихідному трансформаторі.

Нехай на вхід первинної обмотки TV1 поступає синусоїдний сигнал.

Якщо полярність $U_{вх1}$ відповідає вказаній на схемі без дужок, транзистор VT1 працює в режимі підсилення, а VT2 закритий. При цьому в колекторному колі VT1 з'являється підсилена напівхвиля струму, яка через верхню первинну напівобмотку трансформатора TV2 передається до навантаження (див. рис.8).

При полярності $U_{вх1}$, вказаній у дужках, транзистор VT1 закритий, а VT2 знаходиться у режимі підсилення під дією $U_{вх2}$. Напівхвиля струму, що протікає у колекторному колі VT2, має протилежний напрямок і через нижню первинну напівобмотку трансформатора TV2 передається до навантаження. Таким чином, транзистори VT1 і VT2 працюють по черзі, створюючи підсилену змінну напруги на навантажені за два такти.

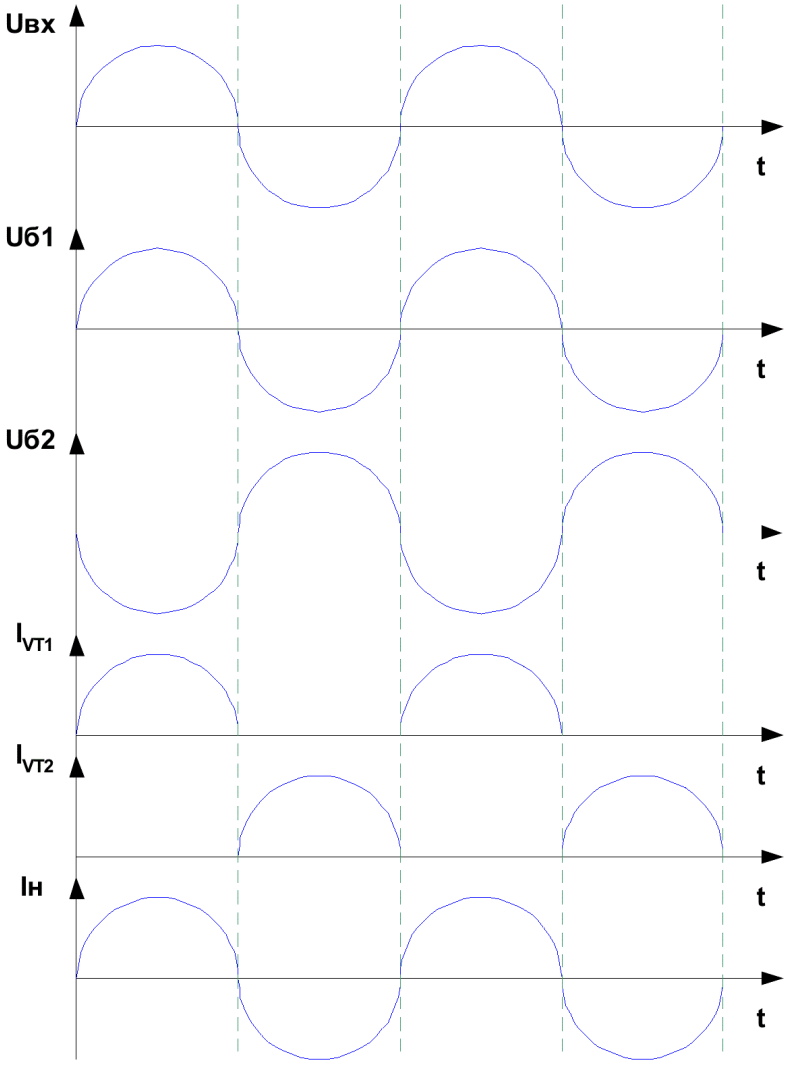


Рис.8. Часові діаграми роботи двотактного транзисторного каскаду транзисторного підсилювача

Ця схема використовується для підсилення великих потужностей.

Переваги: малі нелінійні спотворення, так як в осерді трансформатора відсутня постійна складова магнітного потоку і не має насичення; схема не чутлива до пульсацій напруг живлення.

Недоліки: всі недоліки трансформаторних схем – малий діапазон частот, великі габарити і вага трансформатора, великі частотні спотворення.

3.3. **Фазоінверсний каскад**.

Частково недоліки трансформаторних каскадів можна усунути, якщо на вході замість трансформатора TV1 поставити фазоінверсний каскад, що має два виходи (див.рис.9).

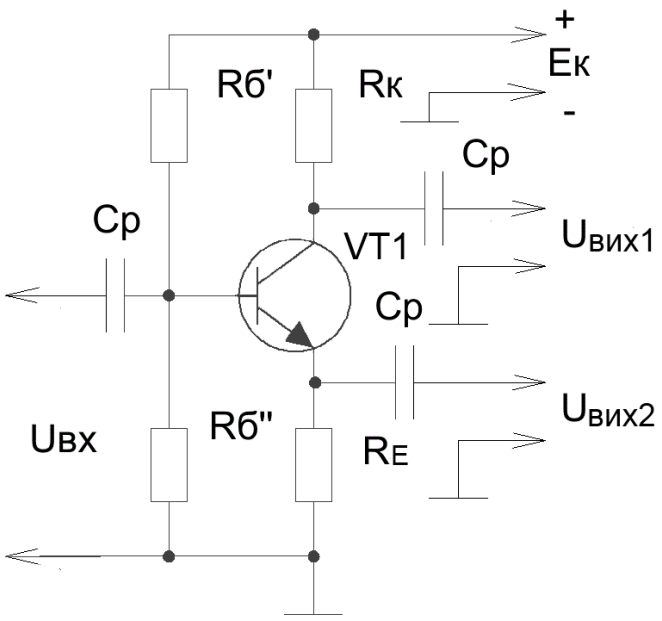


Рис.9. Фазоінверсний каскад

Напруга з виходу 1 – $U_{вих1}$ буде в противофазі з вхідною напругою, як для схеми з СЕ, а напруга з виходу 2 – $U_{вих2}$ буде в фазі з вхідною напругою, як для схеми емітерного повторювача. Якщо при цьому опір Rк буде рівний опорові R_E, то і амплітуди напруг з виходів 1 і 2 будуть однаковими.

3.4. **Двотактний вихідний без трансформаторний каскад**.

Безтрансформаторні вихідні каскади широко використовують як у складі ІМС, так і в дискретному виконанні. Для їх побудови використовують транзистори різного типу провідності – комплементарні пари транзисторів. Схема безтрансформаторного каскаду наведена на рис.10,а.

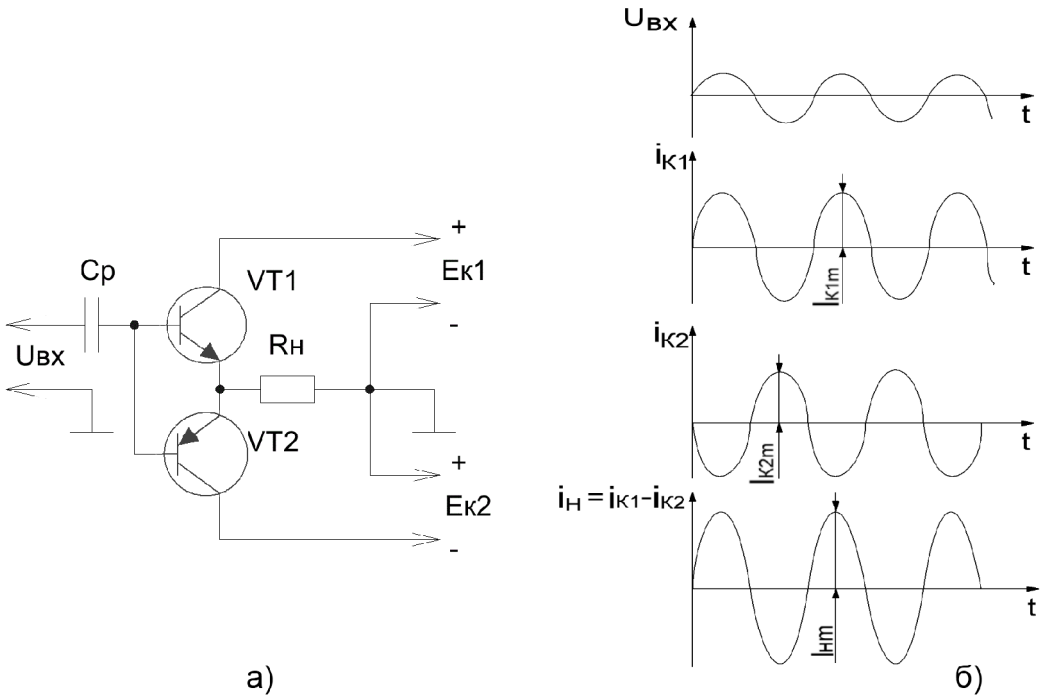


Рис. 10. Безтрансформаторний вихідний каскад підсилювача:
а – схема; б – графіки, пояснюючі роботу схеми.

Працює каскад в режимі класу В. Кожен з транзисторів VT1, VT2 разом з навантаженням $R_н$ утворює схему з СК. Транзистори VT1 і VT2 ввімкнені в коло джерела постійного струму послідовно один з одним за постійним струмом і в той же час їх входи і виходи з'єднані паралельно за напругою змінного струму. Кола змішення на схемі не показані.

При подачі на вхід позитивної напівхвилі напруги (рис. 10,б) транзистор VT1, структури n-p-n, буде відкритий а транзистор VT2, структури p-n-p, буде закритий, і через $R_н$ буде протікати струм по колу: «+»$E_{к1}$, колектор-емітер VT1, $R_н$, загальний провід («-»$E_{к1}$).

При від'ємній напівхвилі вхідної напруги транзистор VT1 закривається, а VT2 відкривається, і через нього буде протікати струм по колу: «+»$E_{к2}$, $R_н$,емітер-колектор VT2, «-»$E_{к2}$.

Таким чином струми в навантажені будуть відніматися, тобто:

$$i_н = i_{к1} - i_{к2}$$

За рахунок цього в навантажені $R_н$ появиться подвоєна амплітуда струму (рис.10,б), значить і подвоєна потужність.

Характерна особливість такої системи: для неї потрібен фазо інверсний каскад, що є перевагою безтрансформаторного каскаду.

Недолік такої схеми: трудність підбору строго симетричних різнотипних транзисторів.

Тема 3.4: **ЗВОРОТНІЙ ЗВ'ЯЗОК В ПІДСИЛЮВАЧАХ**

План:

1. Зворотний зв'язок та його види
2. Вплив зворотного зв’язку на коефіцієнт підсилення і вхідний опір підсилювача
3. Вплив від’ємного зворотного зв’язку на нелінійні і частотні спотворення

1. **Зворотній зв'язок та його види**

Зворотнім зв’язком називають зв'язок між електричними колами підсилювача, коли підсилювальний каскад із виходу підсилювача поступає знову на його вхід (рис.1)

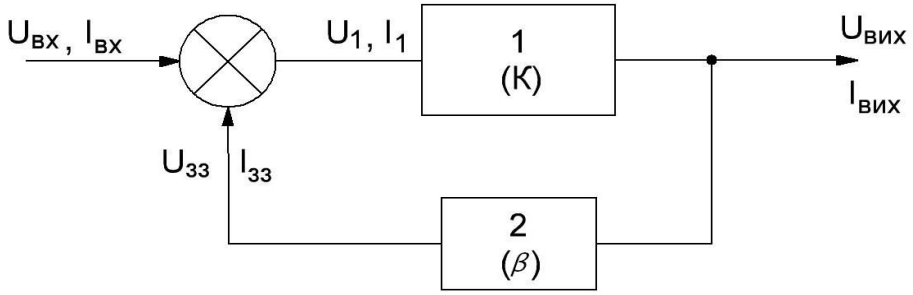


Рис.1.Структурна схема підсилювача з зворотним зв’язком

Вихідний сигнал підсилювача 1 ($U_{вих}$ або $I_{вих}$) через коло зворотного зв’язку 2 частково або повністю поступає на точку порівняння (елемент). Символ ⊗ означає точку, в якій проходить віднімання (або додавання) вхідного сигналу $U_{вх.}$ або $I_{вх}$ і сигналу зворотного зв’язку $U_{зз}$ або $I_{зз}$.

Таким чином, на вхід підсилювача буде поступати сигнал, який дорівнює різниці або сумі вхідного сигналу і сигналу зворотного зв’язку.

В якості зворотного зв’язку як правило використовують пасивні кола, коефіцієнти перетворення і частотна характеристики яких суттєво впливають на властивості підсилювача.

Петля зворотного зв’язку – це замкнений контур, який включає в себе коло зворотного зв’язку і частину підсилювача між точками підмикання зворотного зв’язку (рис.2.а).

Місцевим зворотним зв’язком (місцева петля зворотного зв’язку) прийнято називати зворотний зв'язок, який охоплює окремі каскади або частини підсилювача (рис.2.б)

Загальний зворотний зв'язок – це такий зворотний зв'язок, коли петля охоплює весь підсилювач (рис.2.б).

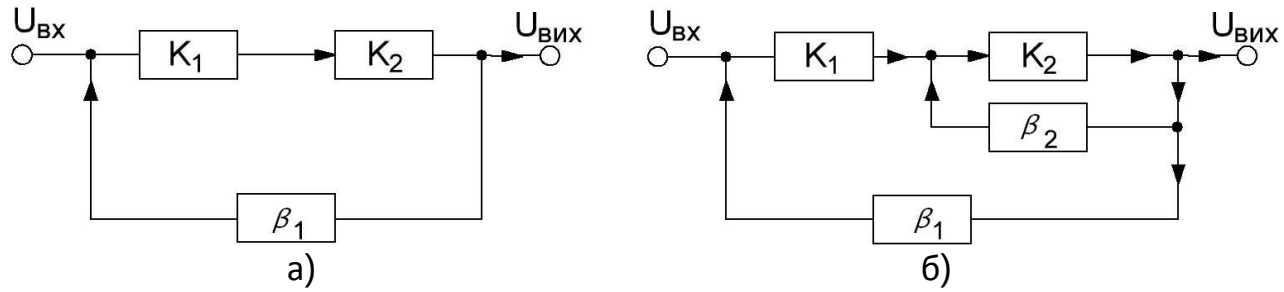


Рис.2. Види петльових зворотних зв’язків:

а) однопетльовий; б) багатопетльовий з місцевою петлею.

Зворотні зв’язки поділяються на зв’язки за **напругою** та за **струмом**. Якщо коло зворотного зв’язку підмикається до виходу підсилювача паралельно його навантаженню $R_н$, то напруга зворотного зв’язку $U_β$ буде прямо пропорційною напрузі на виході; такий зв'язок називають **зворотним зв’язком за напругою** (рис.3.а,г).

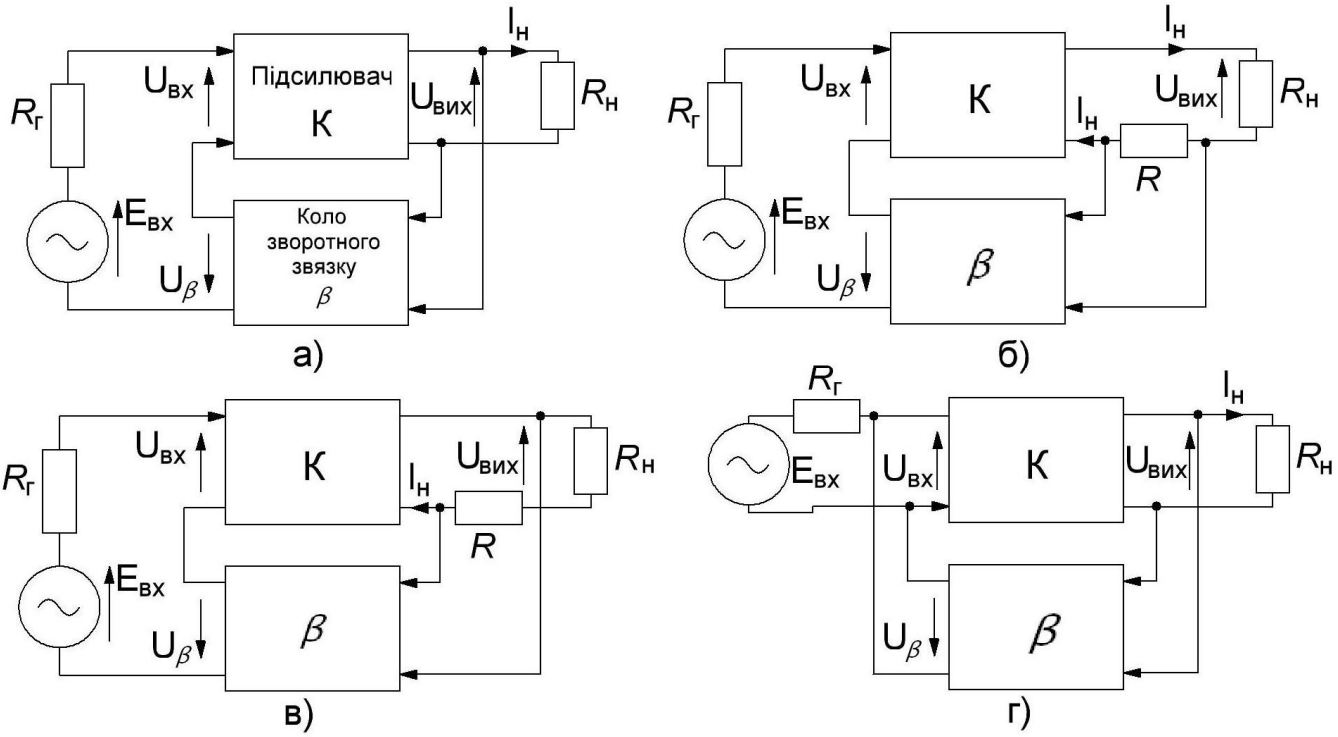


Рис.3. Структурні схеми підсилювачів зі зворотним зв’язком:
а – за напругою, послідовний; б – за струмом, послідовний;
в – змішаний, послідовний; г – за напругою, паралельний.

Якщо коло зворотного зв’язку підімкнено до виходу підсилювача послідовно з його навантаженням, то напруга $U_β$ буде прямо пропорційною струму в навантаженні $R_н$; такий зворотній зв'язок називають **зворотним зв’язком за струмом** (рис.3.б).

Можлива комбінація цих способів відімкнення кола зворотного зв’язку до виходу при якій напруга $U_β$ складається з двох складових , пропорційній вихідній напрузі й струму; такий зворотний зв'язок називають **змішаним**. (рис.3.в).

Зворотній зв'язок може бути **паралельним** або **послідовним**. Якщо коло зворотного зв’язку підмикається до входу підсилювача послідовно з джерелом вхідного сигналу, то зворотний зв'язок називають **послідовним** (рис.3.а,б,в). Якщо коло зворотного зв’язку підмикається до входу паралельно джерела сигналу, то зворотній зв'язок називають **паралельним**.

Зворотний зв'язок може бути **позитивним** або **від’ємним**. **Позитивний зворотній зв'язок** (**ПЗЗ**) виникає тоді, коли напруга зворотного зв’язку $U_β$ співпадає за фазою з ЕРС джерела вхідного сигналу $E_{вх}$. **Від’ємним зворотнім зв’язком** (**ВЗЗ**) називають такий зв'язок між виходом і входом, коли напруга зворотного зв’язку $U_β$ протилежна за фазою ЕРС джерела сигналу $E_{вх}$, тобто зсунені між собою за фазою на 180°.

2. **Вплив зворотного зв’язку на коефіцієнт підсилення і вхідний опір підсилювача**.

Впливи зворотного зв’язку на коефіцієнт підсилення розглянемо для схеми підсилювача з послідовним зворотним зв’язком за напругою (рис.4).

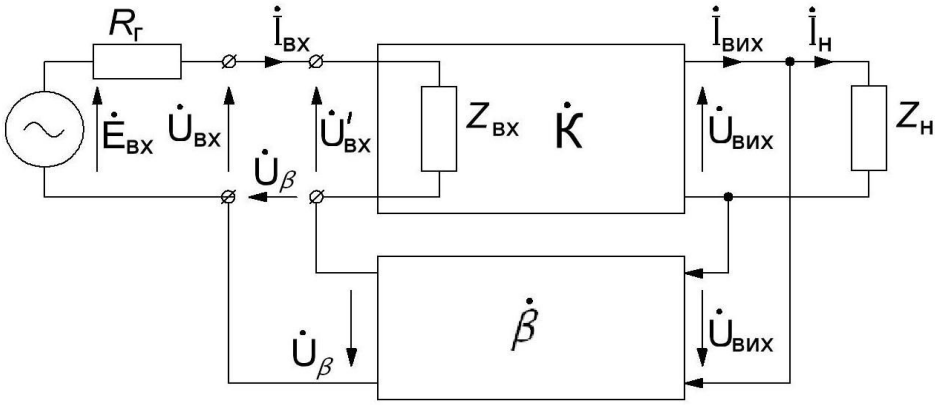


Рис.4. Структурна схема підсилювача з послідовним зворотним зв’язком за напругою

Параметри, які характеризують підсилювач з зворотним зв’язком, в загальному мають комплексний характер.

Для вхідного кола згідно закону Кірхгофа запишем рівняння:

$$\dot{U}'_{вх} = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_\beta \qquad (1)$$

Запровадимо наступні позначення:

1. Коефіцієнт підсилення підсилювача за напругою без зворотного зв’язку:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}'_{вх}} \qquad (2)$$

2. Коефіцієнт передачі напруги кола зворотного зв’язку:

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_{вих}} \qquad (3)$$

Коефіцієнт β також може мати значення від 0 до +1 при позитивному і від 0 до -1 негативному зворотному зв’язку. Із рівняння (3) маємо:

$$\dot{U}_\beta = \pm\dot{\beta}\dot{U}_{вих} \qquad (4)$$

3. Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого колом зворотного зв’язку:

$$\dot{K}_{зз} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}} \qquad (5)$$

Поділимо ліву і праву частину рівняння (1) на $\dot{U}_{вих}$

$$\frac{\dot{U}'_{вх}}{\dot{U}_{вих}} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\dot{U}_{вих}} + \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_{вих}} \qquad (6)$$

З врахуванням виразів (2), (3) (4) останню рівність запишемо так

$$\frac{1}{\dot{K}} = \frac{1}{\dot{K}_{зз}} + \dot{\beta} \qquad (7)$$

Із (7) знаходимо вираз для обчислення коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого зворотнім зв’язком

$$\dot{К}_{зз} = \frac{\dot{К}}{1-\dot{\beta}\dot{К}} \qquad (8)$$

Зобразимо $\dot{К}$ та $\dot{\beta}$ у вигляді

$$\dot{K} = Ke^{j\varphi_k};$$
$$\dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_k};$$

φ_k, φ_β – фазовий зсув сигналу у колі прямої передачі та колі зворотного зв’язку

Вираз (8) набуває вигляду

$$\dot{К}_{зз} = \frac{Ke^{j\varphi_k}}{1-\beta Ke^{j(\varphi_k+\varphi_\beta)}} \qquad (9)$$

Розглянемо випадок, коли $(\varphi_{k+}\varphi_\beta) = \pi$, тобто підсилювач охоплений ВЗЗ

Тоді $e^{j\pi} = -1$, а $\varphi_k = 0$ і вираз (9) матиме вигляд

$$К_{зз} = \frac{К}{1+\beta К} \qquad (10)$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого ВЗЗ зменшується в $(1 + \beta К)$ разів. Незважаючи на це ВЗЗ широко використовують для підвищення стабільності роботи підсилювачів і покращення інших параметрів.

У випадку, коли $\varphi_{k+}\varphi_\beta = 0$ (тобто сигнал зворотного зв’язку співпадає за фазою з вхідним сигналом) вираз (9) матиме вигляд

$$К_{зз} = \frac{К}{1-\beta К} \qquad (11)$$

Позитивний зворотній зв'язок суттєво підвищує коефіцієнт підсилення підсилювача при $\beta К < 1$. При $\beta К = 1$ знаменник виразу (11) перетворюється в нуль, а $К_{зз} \to \infty$; фактично це відповідає самозбудженню пристрою, який при $\beta К < 1$ перетворюється в генератор незатухаючих коливань. Цей режим роботи називається генераторним і використовується при створенні генераторів різного виду.

Вплив ВЗЗ на стабільність коефіцієнта підсилення. При роботі підсилювача його коефіцієнт підсилення змінюється внаслідок різних причин: нестабільність напруги живлення, температури, старіння підсилювальних елементів і т. д.

При наявності ВЗЗ коефіцієнт нестабільності підсилення

$$\xi = \frac{\Delta К_\beta}{К_\beta} = \frac{\Delta К}{К} \cdot \frac{1}{1+\beta К}, \qquad (12)$$

зменшується в $(1 + \beta К)$ разів, чим досягається стабілізація підсилення незалежно від причин, що визвали ці зміни.

Припустимо,що підсилювальний каскад з коефіцієнтом підсилення К=80 охоплює ВЗЗ, причому $\beta = 0{,}2$. Тоді коефіцієнт підсилення каскаду із зворотним зв’язком становить

$$К_{зз} = \frac{К}{1 + \beta К} = \frac{80}{1 + 0{,}2 \cdot 80} = 4{,}7$$

Нехай коефіцієнт підсилення К змінився (підвищився) на 10%. Тоді коефіцієнт підсилення каскаду із ВЗЗ становитиме

$$К_{зз} = \frac{К + \Delta К}{1 + \beta(К + \Delta К)} = \frac{80 + 8}{1 + 0{,}2(80 + 8)} = 4{,}73$$

Отже, при застосування ВЗЗ коефіцієнт підсилення змінився менш ніж на 1%.

Вплив ВЗЗ на вхідний опір підсилювача. Для визначення впливу послідовного зворотного зв'язку на вхідний опір підсилювача скористаємось схемою рис.4, для якої отримаємо:

$$\underline{Z}_{вх\ зз} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\dot{I}_{вх}} = \frac{\dot{U}_{вх} - \dot{U}_{\beta}}{\dot{I}_{вх}} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\dot{I}_{вх}}\left(1 - \frac{\dot{U}_{\beta}}{\dot{U}_{вх}}\right) = \underline{Z}_{вх}\left(1 - \frac{\dot{U}_{\beta}}{\dot{U}_{вх}}\right) =$$

$$= \underline{Z}_{вх}\left(1 - \dot{\beta} \cdot \dot{К}\right), \qquad (13)$$

де $\underline{Z}_{вх}$ – вхідний опір підсилювача без ВЗЗ;

Так як при ВЗЗ $\dot{\beta}\dot{К} = -\beta К$, то вираз (13) запишемо так:

$$\underline{Z}_{вх\ зз} = \underline{Z}_{вх}\left(1 - (-\beta К)\right) = \underline{Z}_{вх}\ (1 + \beta К) \qquad (14)$$

Таким чином, послідовний від'ємний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір підсилювача в $(1 + \beta К)$ разів.

3. **Вплив від'ємного зворотного зв'язку на нелінійні і частотні спотворення**.

Нелінійні спотворення в підсилювачах з ВЗЗ. Припустимо, що при вхідній напрузі $U_{вх}$ підсилювальний каскад без зворотного зв'язку дає на виході, крім напруги $U_{вих}$ такої самої форми, як вхідна, ще напругу спотворень або перешкод $U_{п}$.

З уведенням ВЗЗ на виході каскаду виникає нова напруга спотворень або перешкод $U_{п\ зз}$, яка дорівнює різниці напруги $U_{п}$, що вноситься підсилювальним каскадом, і напруги $U_{п\ зз}$, яка проходить через коло зворотного зв'язку і підсилювач, а отже помноженої на $\beta К$:

$$U_{п\ зз} = U_{п} - \beta К U_{п\ зз} \qquad (15)$$

$$\text{Звідки } U_{п\ зз} = \frac{U_{п}}{1+\beta К} \qquad (16)$$

Отже, від'ємний зворотний зв'язок зменшує спотворення і перешкоди, які вносить підсилювальний каскад, в $(1 + \beta К)$ разів. Формула (16) справедлива для будь-якої гармонійної складової, а тому справедлива і для коефіцієнта нелінійних спотворень:

$$К_{г\ зз} = \frac{К_{г}}{1+\beta К} \qquad (17)$$

Де $К_{г\ зз}$ - коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача з ВЗЗ; $К_{г}$ – його значення без зворотного зв'язку.

Вплив від'ємного зворотного зв'язку на частотну характеристику підсилювача. Нехай, у підсилювач коефіцієнт частотних спотворень $М_{н} = \frac{К_{ср}}{К_{н}} < 1$. Тобто підсилення на нижніх частотах $К_{н}$ менше, ніж на середніх $К_{ср}$.

При від'ємному зворотному зв'язку

$$М_{н} = \frac{К_{ср\ зз}}{К_{н\ зз}},$$

де $К_{ср\ зз}$ і $К_{н\ зз}$ – коефіцієнти підсилення відповідно на середніх і низьких частотах при введенні в підсилювач ВЗЗ.

Але $К_{ср\ зз} = \frac{К_{ср}}{1+\beta К_{ср}}$, $К_{н\ зз} = \frac{К_{н}}{1+\beta К_{н}}$, отже

$$М_{н\ зз} = \frac{\frac{К_{ср}}{1+\beta К_{ср}}}{\frac{К_{н}}{1+\beta К_{н}}} = \frac{К_{ср}}{К_{н}} \cdot \frac{1+\beta К_{ср}}{1+\beta К_{н}},$$

або $$М_{н\ зз} = М_{н} \frac{1+\beta К_{ср}}{1+\beta К_{н}} \qquad (18)$$

Оскільки $К_{н} < К_{ср}$, то відношення $\frac{1+\beta К_{ср}}{1+\beta К_{н}} < 1$. Отже, $М_{н\ зз} < М_{н}$

Таким чином, уведення від'ємного зворотного зв'язку дає змогу дістати більш рівномірну частотну характеристику підсилювача(див. рис. 5).

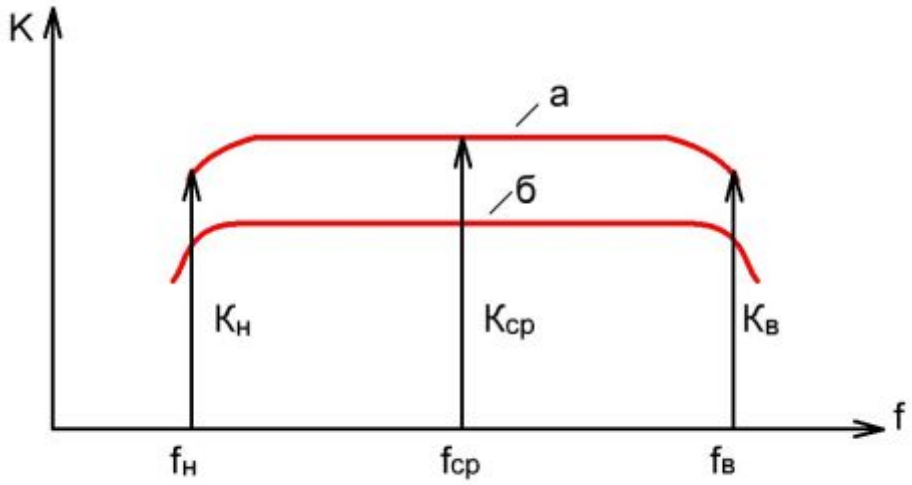


Рис. 5. Частотна характеристика підсилювача:
А – без ВЗЗ; б – з ВЗЗ;

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Основы электроники и микроэлектроники Б.С. Гершунский. – 3-е изд., перераб. И доп. – К.: Вища школа. Главное изд- во, 1987. – 432с.

2. Браммер Ю.А., Пащук И.Н.. Импульсная техника. – 5-е изд., перераб. И доп. – М.:Высш.шк., 1985. – 320 с.

3. Прищепа М.М., Погребняк В.П.. Мікроелектроніка. В 3 ч..4.1. Елементи мікроелектроніки: Навч. Посіб. (За ред.. М.М.Прищепи). – К.: Вища шк., 2004. – 431 с. : іл.

4. Прищепа М.М., Погребняк В.П. Мікроелектроніка. В 3 ч. 4.2. Елементи мікросхемо техніки: Навч. Посіб. (За ред.. М.М. Прищепи) – К.: Вища шк., 2006. – 503 с.: іл.

5. Алексеенко А.Г. Шатурин И.Н. Микросхемотехника: Учеб. Пособие для вузов. – 2-изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990. – 496с.

6. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промисловва електроніка та мікросхемо-техніка: теорія і практикум. За ред.. А.Г.Соскова. – К. Каравела, 2003. – 368с.

7. Електроніка та мікросхемо-техніка.: навчальний посібник для вищих учбових закладів. Андронік Буняк,- Київ - Тернопіль: 2001. – 382с.

8. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для вищ. навч. закл. освіти: У4-хт. / В.І. Сенько, М.В. Панасенко, Є.В. Сенько та ін.; Під ред.. В.І. Сенька. – К.: ТВО Видавництво “ Обереги ”, 2000. – т.1. Елементна база електронних пристроїв. – 300с.

9. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для вищ. навч. закл.: У4-хт. / В.І. Сенько, М.В. Панасенко, Є.В. Сенько та ін.; Під ред.. В.І. Сенька. – Харків: Фоліо,2002. – т.г. Аналогові та імпульсні пристрої. – 510с.

10. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник. 2-е вид. / За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2009. – 416с.