

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ЕЛЕКТРОННІ КОМПОНЕНТИ БАГАТОПЕРЕХІДНІ СТРУКТУРИ

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
за освітньою програмою «Радіотехнічні комп'ютеризовані системи»
спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та
радіотехніка»

Укладачі: В. О. Піддубний, І. О. Товкач

Електронне мережеве навчальне видання

2-ге видання, перероблене і доповнене

Київ
КПІ ім. ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО
2026

УДК 621.396 (075.8)

Укладачі: *Піддубний Володимир Олексійович*, канд. техн. наук, доц.
Товкач Ігор Олегович, канд. техн. наук, старший викл.
Рецензент *Булашенко Андрій Васильович*, канд. техн. наук, ст.
викладач кафедри радіоінженерії радіотехнічного
факультету, Національний технічний університет КПІ ім.
Ігоря Сікорського

Відповідальний редактор *Жук Сергій Якович*, д-р техн. наук, проф.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 7 від 08.05.2026 р.)
за поданням Вченої ради радіотехнічного факультету
(протокол № 07/2026 від 27.04.2026 р.)*

Е-50 Електронні компоненти: Багатоперехідні структури В 4 ч. Ч. 3. [Електронний ресурс]: навч. посіб. для здобувачів ступеня бакалавра за освіт. програмою «Комп'ютеризовані радіотехнічні системи» спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: В.О.Піддубний, І.О.Товкач. – 2-ге вид., перероб. і допов. –Електронні текстові дані (1 файл). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2026. – 141 с.

В навчальному посібнику наводяться теоретичні матеріали для вивчення розділу «Багатоперехідні структури» кредитного модуля «Схемотехніка. Частина 1. Електронні компоненти», який викладається студентам радіотехнічного факультету, що навчаються за освітньою програмою «Радіотехнічні комп'ютеризовані системи» спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка». Наводиться матеріал пов'язаний з біполярними та польовими транзисторами а також з тиристорами, який достатній для ознайомлення студентів з принципом дії, їх сучасним станом та закладає основи для їх правильного вибору при проектуванні електронної апаратури.

УДК 621.396 (075.8)

Реєстр. № НП 25/26-342. Обсяг 5,8 авт. арк.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Берестейський, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua>

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів
і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р.

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2026

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень та скорочень	5
ВСТУП	7
1. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ.....	8
1.1. Структура біполярного транзистора	8
1.2. Основні відомості про біполярні транзистори.....	9
1.3. Принцип роботи біполярного транзистора	11
1.4. Режими роботи біполярного транзистора	12
1.6. Конструкції біполярних транзисторів.....	20
1.7. Схеми ввімкнення біполярного транзистора	23
1.8. Струми в транзисторі.....	25
1.9. Фізичні параметри транзистора.....	27
1.10. Ємності переходів транзистора	30
1.11. Контрольні питання	30
2. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ.....	31
2.1. Вольт-амперні характеристики БТ	31
2.2. Вольт-амперні характеристики БТ в схемі зі СБ.....	33
2.3. Вольт-амперні характеристики БТ в схемі зі СЕ.....	38
2.4. Порівняння схем СБ та СЕ	43
2.5. Аналітична залежність між струмами та напругами БТ.....	46
2.6. Малосигнальні схеми заміщення транзистора.....	49
2.7. Схеми заміщення з одним джерелом	58
2.8. Підсилювач напруги на НЧ.....	60
2.9. Високочастотні схеми заміщення біполярних транзисторів	67
2.10. Робота БТ на ВЧ.....	73
2.11. Ключовий режим роботи БТ	75
2.12. Шуми БТ	83

2.13. Контрольні запитання.....	86
3. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ.....	88
3.1. Транзистори з керівним р-п-переходом.....	88
3.2. Транзистори з ізольованим заслоном	93
3.3. Робота ПТ в режимі підсилення	103
3.4. Частотні властивості польових транзисторів	110
3.5. МДНП транзистори в ключових ІМС	113
3.6. Контрольні запитання.....	120
4. ТИРИСТОРИ	121
4.1. Класифікація тиристорів	121
4.2. Структура тиристора та його робота.....	123
4.3. Імпульсне перемикання тиристорів	132
4.4. Методи управління тиристорами	134
4.5. Одноперехідні транзистри	138
4.6. Контрольні запитання.....	140
Список літератури	142

Перелік умовних позначень та скорочень

А	анод
АІР	активний інверсний режим
АР	активний режим
Б	база
БТ	біполярний транзистор
В	витік
ВАХ	вольтамперна характеристика
ВЧ	високі частоти
Е	емітер
ЕП	емітерний перехід
ЕРЕ	електрорадіоелементи
З	заслін
ІМС	інтегральна мікросхема
К	колектор
ККД	коефіцієнт корисної дії
КП	колекторний перехід
МДНП	метал діелектрик напівпровідник
Ме-НП	метал-напівпровідник
МОН	метал окис напівпровідник
НВЧ	надвисокі частоти
НП	напівпровідники
НЧ	низькі частоти
ОПТ	одно перехідний транзистор
ПТ	польовий транзистор
РВ	режим відсічки
РЕА	радіоелектронна апаратура
РН	режим насичення

С	стік
СБ	спільна база
СВ	спільний витік
СЗ	спільний заслін
СЕ	спільний емітер
СК	спільний колектор
СС	спільний стік

ВСТУП

Даний навчальний посібник призначений для підготовки бакалаврів за освітньою програмою «Радіотехнічні інформаційні технології» спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка». Він є переробленою та доповненою версією посібника: Елементна база радіоелектронної апаратури: Багатоперехідні структури. В 4 ч. Ч. 3. [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: В.О.Піддубний, І.О.Товкач. – Електронні текстові дані (1 файл: 3,09 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. Посібник може бути використаний для інших освітніх програм.

Тематика навчального посібника охоплює матеріал, який дозволяє студентам орієнтуватися в сучасному стані ЕРЕ, розуміти їх будову та принципи роботи, основні напрямки їх розвитку, технології виготовлення та застосування, особливості конструктивної та схемотехнічної реалізації елементної бази сучасної електроніки. Матеріал з багатоперехідних структур, до яких відносимо біполярні, польові транзистори та тиристори, викладений в цій частині посібника. Він дозволяє орієнтуватися в сучасній елементній базі радіотехнічних пристроїв, характеристиках і параметрах ЕРЕ, основних напрямках їх розвитку, об'єктивно оцінювати функціональні можливості ЕРЕ. Посібник доповнено матеріалами про сучасні транзистори та їх використання в інтегральних мікросхемах,

Навчальний посібник підготовлено відповідно до розділів «Біполярні транзистори», «Польові транзистори», «Тиристори» робочої навчальної програми (силабусу) дисципліни «Схемотехніка. Частина 1. Електронні компоненти». Він містить необхідний теоретичний матеріал, який дозволяє обирати необхідні ЕРЕ зі світової компонентної бази у відповідності до заданих схемотехнічних, експлуатаційних та інших вимог.

1. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

1.1. Структура біполярного транзистора

Транзистором називається електроперетворюючий напівпровідниковий прилад, який має три виводи і призначений для підсилення напруги, потужності та перемикання електричних сигналів.

Розрізняють такі типи транзисторів:

- Біполярні (працюють на рухомих носіях заряду двох типів – електронів та дірок).
- Польові (використовують польовий ефект і працюють на одному типі носіїв, дірках чи електронах, тому ще називаються уніполярними).

Біполярний транзистор (БТ) – це напівпровідниковий прилад, який має два електронно-діркових переходи, які взаємодіють між собою. БТ складається з трьох областей p - та n -типу, що чергуються між собою, між якими утворюються електронно-діркові переходи (емітерний та колекторний).

Отже, в транзисторі існують три p - і n - області. Вони можуть чергуватися у послідовності $p-n-p$ або $n-p-n$. У залежності від цього розрізняють транзистори типів $p-n-p$ та $n-p-n$.

Зовнішній вигляд, структури та умовне позначення біполярного транзистора показані на рис.6.1. Середню область транзистора називають базою (Б), одну крайню область, що призначена для інжекції носіїв у базу, називають емітером (Е), іншу, що призначена для екстракції носіїв з бази, – колектором (К). Області емітера та колектора відрізняються тим, що колектор виготовляється з високоомного НП, а емітер – з низькоомного. Стрілка на емітері вказує, в якому напрямку рухається струм.

Один з $p-n$ переходів транзистора між Е та Б називають емітерним переходом (ЕП), другий – між К та Б – колекторним (КП).

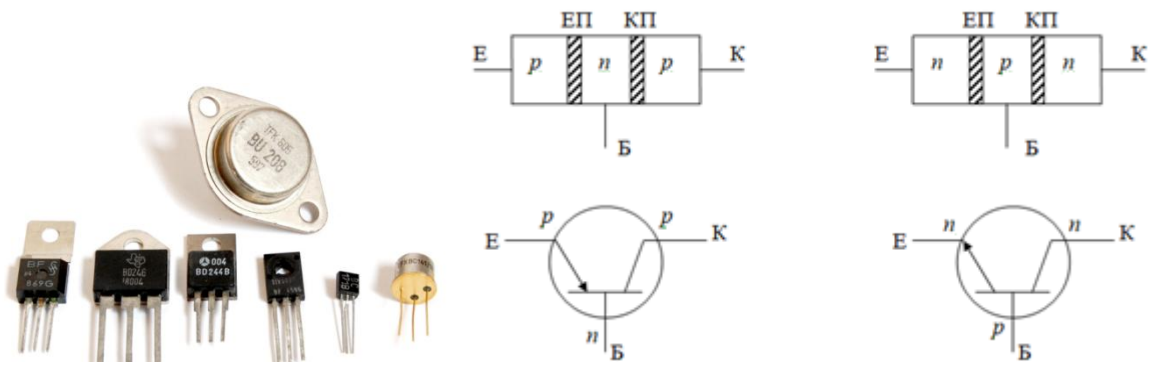


Рис.1.1. Зовнішній вигляд деяких БТ, структура та схемне позначення

1.2. Основні відомості про біполярні транзистори

Біполярні транзистори використовуються в схемах підсилення та генерації сигналів і широко розповсюджені в РЕА завдяки:

- малим розмірам та масі;
- великому терміну експлуатації (десятки тисяч годин);
- можливості використання низьковольтних джерел живлення;
- високому ККД;
- високій механічній стійкості.

До основних недоліків біполярних транзисторів відносяться достатньо великий розкид параметрів і залежність параметрів від температури.

Класифікацію транзисторів проводять за різними ознаками. Основною є класифікація за видом носіїв зарядів, яку приведено на рис.6.2.



Рис.1.2. Класифікація транзисторів

У БТ струм створюється двома носіями заряду – електронами та дірками, в уніполярних – одними (або електронами, або дірками).

Одноперехідний транзистор (ОПТ) або двобазовий діод – НП прилад з трьома електродами і одним р-п переходом. Його ВАХ має ділянку з від'ємним диференціальним опором. Основою транзистора є кристал напівпровідника (наприклад, *n*-типу), який називається базою. На кінцях кристала знаходяться омичні контакти бази₁ та бази₂, між якими розташовується область, що має випрямний контакт з напівпровідником *p*-типу, який є емітером.

ОПТ використовують в пристроях автоматики, імпульсної та вимірювальної техніки. Однак через відносно велику довжину бази, вони мають значно гірші ніж біполярні транзистори частотні характеристики, тому використовуються достатньо рідко.

Позначення транзистора складається з трьох елементів:

- **1-й** елемент (цифра або буква) – відповідає напівпровідниковому матеріалу: **1(Г)** – германій; **2(К)** – кремній; **3(А)** – арсенід галію; **4(І)** – індій.
- **2-й** елемент (буква): **Т** – для біполярного транзистора, **П** – для польового транзистора.
- **3-й** елемент (три цифри) – перша характеризує частоту й потужність транзистора, друга й третя – номер за порядком розробки.

Цифри, що стоять на першому місці третього елемента позначення (1-9), приведено в табл. 1.1.

- **4-й** елемент (буква) – характеризує різновид параметрів транзистора даного типу.

Приклад позначення транзистора:

КТ121Б – кремнієвий біполярний транзистор малої потужності, низької частоти, порядковий номер розробки – 21, різновид параметрів – Б.

Цифра, що характеризує БТ (3-й елемент)

Частотний діапазон	Потужність		
	Малої потужності <0,3 Вт	Середньої потужності 0,3...1,5 Вт	Великої потужності >1,5 Вт
Низької частоти <3 мГц	1	4	7
Середньої частоти 3...30 мГц	2	5	8
Високої частоти >30 мГц	3	6	9

Для транзисторів імпортного виробництва транзистори позначаються в залежності від країни та фірми виробника. Подивитися їх можна на інтернет ресурсах, наприклад на <https://meandr.org/uk/archives/5381>

1.3. Принцип роботи біполярного транзистора

Принцип роботи транзисторів *p-n-p* та *n-p-n* типів однаковий. Тому розглянемо процеси на прикладі структури *n-p-n*, які частіше використовуються із-за більшої рухливості електронів ніж дірок.

Умовою роботи біполярного транзистора є:

1. Наявність тонкої слабологованої бази, розташованої між двома сильнолегованими областями – емітером та колектором.

2. Використання ЕП у режимі інжекції, КП – екстракції. З емітера електрони інжектуються в базу, а колектор під дією поля забирає їх до себе.

Концентрацію основних носіїв кожної області визначають ступенем її легування. Зазвичай концентрація домішок у базовій області БТ на два-три порядки менша, ніж в області емітера та колектора. Прикладання напруги зміщення до *p-n* переходу змінює концентрацію неосновних носіїв заряду на межі сусідніх областей. Причому за прямого зміщення концентрація неосновних носіїв зростає, а за зворотного — зменшується. Аналогічно

змінюється концентрація основних носіїв в областях транзисторів біля межі $p-n$ переходів.

Розглянемо потенціальну діаграму $n-p-n$ транзистора в рівноважному стані (рис.1.3).

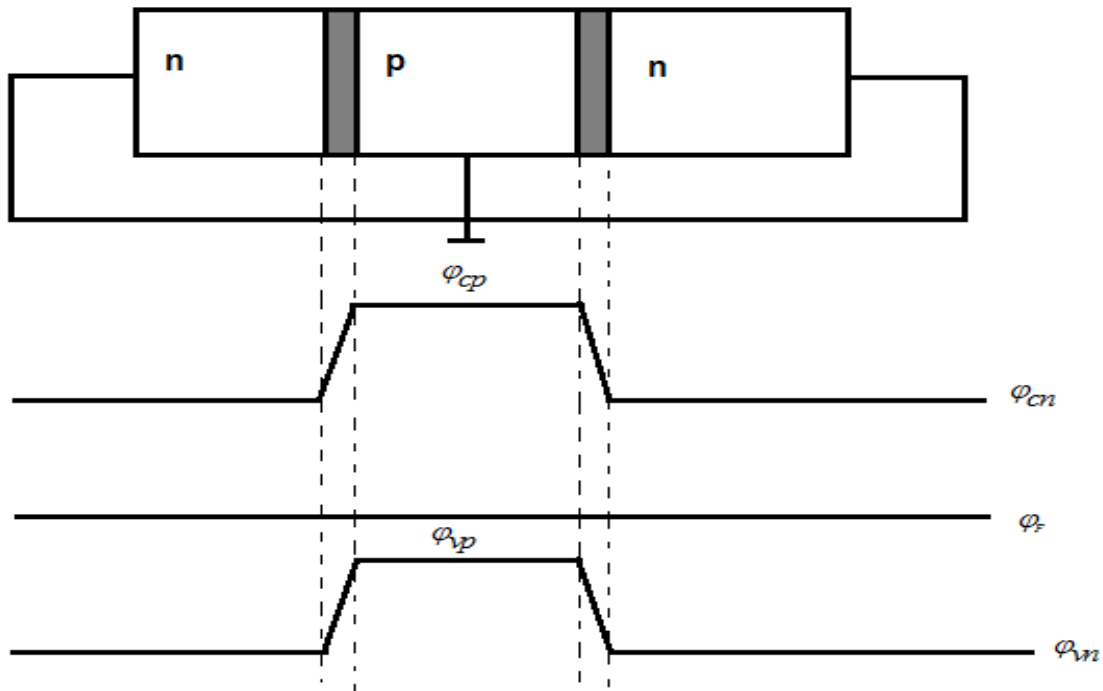


Рис. 1.3. Рівноважний стан $n-p-n$ транзистора

Для того, щоб транзистор працював на його електроди необхідно подати відповідні напруги.

1.4. Режими роботи біполярного транзистора

В транзисторі можливі чотири комбінації напруг, що подаються на переходи (ЕП та КП). Відповідно до цього розрізняють чотири режими роботи транзистора:

Режим насичення – обидва переходи відкриті (максимальний струм, мінімальний опір, струм колектора не керується струмом емітера). Режим насичення не придатний для підсилення, тому що при відкритому

колекторному переході з нього іде зустрічна інжекція і при зміні струму емітера, струм колектора залишається постійним.

Активний режим – емітерний перехід відкритий, колекторний – закритий. Активний режим роботи транзистора придатний для підсилення слабого сигналу.

Режим відсічки – обидва переходи закриті. Струм через транзистор не протікає.

Інверсний активний режим – колекторний перехід відкритий, емітерний – закритий. Іноді застосовується для підсилення сигналів в інтегральних мікросхемах. За характеристиками гірший ніж активний.

Режим насичення (РН)

Розглянемо режим насичення. Для цього зберемо схему зображену на рис.1.4.

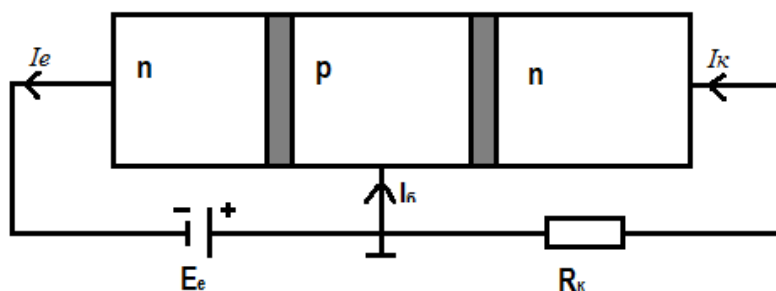


Рис.1.4. До пояснення роботи *n-p-n* транзистора в режимі насичення

Відкриємо емітерний перехід і ввімкнемо опір навантаження в колекторний. Це вже нерівноважний стан. Його потенціальна діаграма показана на рис.1.5.

ЕП відкритий. Емітер інжектує електрони в базу. Вони рухаються до КП і екстрагуються колектором. Не всі електрони доходять в колектора. Частина їх рекомбінує в базу

$$I_e = I_c + I_b.$$

Потенціальний бар'єр емітерного переходу визначиться як

КП відкривається і збільшується інжекція електронів з нього в базу.

Маємо

$$I_{\text{Кінж}} = I_{\text{Еінж}}$$

Струм колектора під дією вхідного сигналу не змінюється. Транзистор не реагує на зміну вхідного сигналу. I_K залишається не змінним.

Активний режим (АР)

Активний режим – це основний режим роботи транзистора. В ньому - емітерний перехід – відкритий, колекторний – закритий.

Схема ввімкнення та потенціальна діаграма транзистора в активному режимі показана на рис.1.7 та рис.1.8 відповідно.

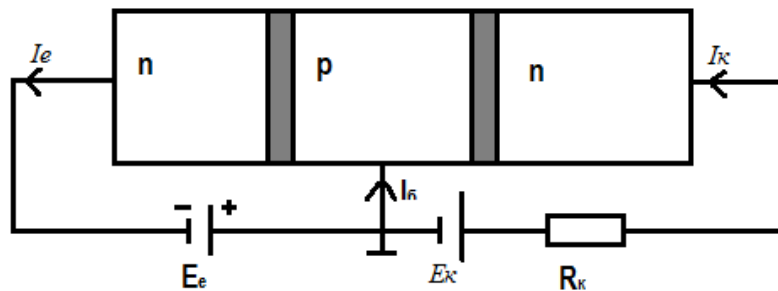


Рис. 1.7. Схема ввімкнення транзистора в АР

Умовою закритого КП є $U_{KB} = E_K - I_K \cdot R_K > 0$

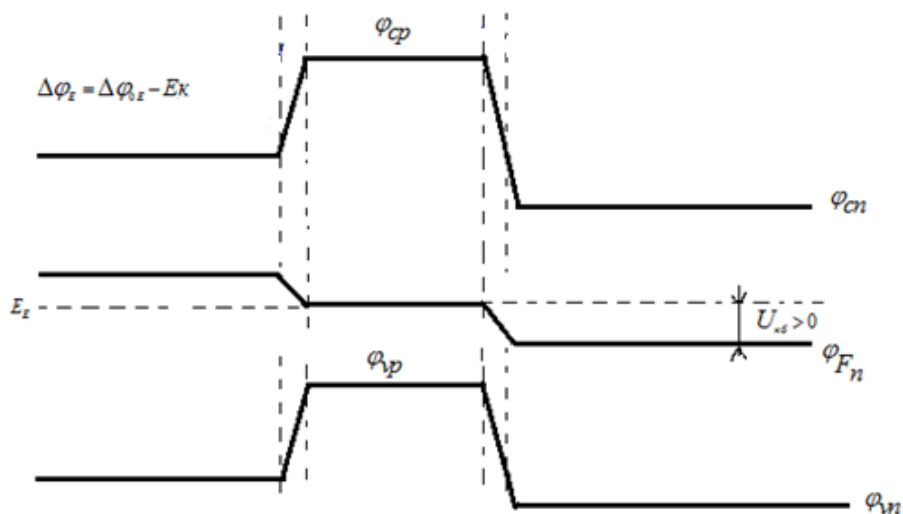


Рис. 1.8. Потенціальна діаграма БП в нерівноважному стані (АР)

Електрони з емітера попадають в базу і екстрагуються колектором. Якщо $N_{A1} > N_{A2}$ і база неоднорідна, то в базі виникає додаткове електричне (дрейфове) поле. Під його впливом електрони швидше проходять базу. Це дрейфові транзистори. Вони більш швидкодіючі.

Розглянемо принцип підсилення напруги транзистором. Будемо розглядати **емітерне коло**. ВАХ емітерного переходу (ЕП) показана на рис.1.9. Нехай на $p-n$ перехід подається постійна складова E_e , яка визначає робочу точку.

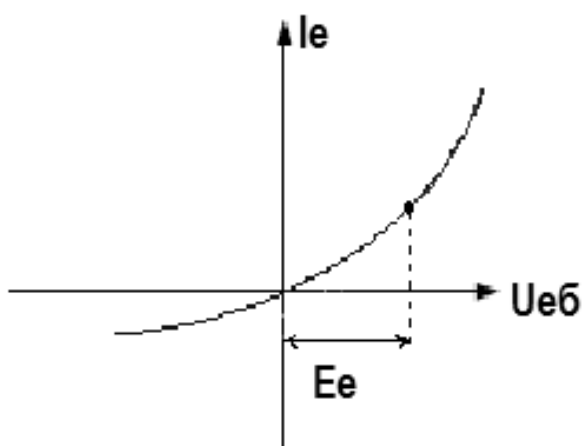


Рис. 1.9. ВАХ ЕП

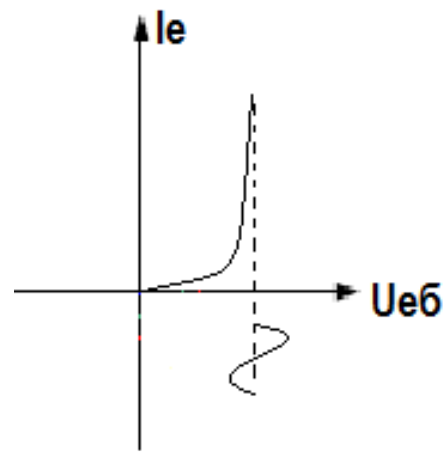


Рис. 1.10. Подача змінної складової

На ВАХ при напрузі U_{BE} близькій до 0,7 В маємо п'ятку (рис.1.10). Тому подавати вхідний сигнал амплітудою більше 0,7 В не має потреби (в режимі лінійного підсилення амплітуда змінного сигналу не перевищує 0,1 В).

На колекторі маємо $U_{KB} = E_K - I_K R_K \geq 0$, тому максимальна змінна напруга, яку можна отримати $U_{ВИХМАКС} \approx E_K$.

Коефіцієнт підсилення за напругою $K_U = \frac{U_{mKK}}{U_{mEE}} \gg 1$.

Відношення $\alpha = \frac{I_K}{I_E}$ називається **коефіцієнтом передачі струму**. Він

лежить в межах 0,98...0,99. (1...2% втрачається на рекомбінацію в базі).

Тоді колекторний струм можна записати, як

$$I_K = \alpha I_E - I_{KB0},$$

де I_{KB0} – зворотній струм, що протікає через закритий КП. Його значення близьке до нуля. Тому можна вважати, що $I_K = \alpha I_E$.

Коефіцієнт підсилення за потужністю визначиться як $K_P = K_U \cdot K_I \approx K_U$.

Для того щоб викликати струм інжекції через емітерний перехід, до нього достатньо прикласти невелику (десяті частки вольта) пряму напругу. Дифундуючи через ЕП дірки витрачають енергію на переборення потенціального бар'єра прямо зміщеного ЕП. Потрапивши в КП, ці дірки прискорюються його полем та набувають додаткової енергії. Оскільки КП зміщений у зворотному напрямі та його поле в багато разів перевищує поле ЕП, енергія, якої набули дірки, виявляється значно більшою, ніж затрачена. Ця енергія відбирається дірками від поля КП. Отже, підсилення в транзисторі відбувається за рахунок енергії джерела зміщення колекторного переходу.

Режим відсічки (РВ)

Режим відсічки – це режим, в якому обидва переходи закриті. Струм через транзистор практично не протікає, опір дуже великий. На транзисторі падає напруга джерела живлення. В цифровій техніці цю напругу називають логічною одиницею. Перехід від закритого стану (режим відсічки) до відкритого або стану логічного нуля (режим насичення) відбувається не миттєво, тому що необхідно мати деякий час для нагромадження та виведення носіїв заряду. Перехід від одного стану до іншого визначається середнім часом затримки сигналу.

$$\frac{t^{01} + t^{10}}{2} = t_{\text{затримки_сер.}}$$

1.5. Розподіл неосновних носіїв у транзисторі

Розподіл неосновних носіїв в активному режимі показаний на рис.1.11, на якому по вертикальній осі відкладена концентрація рухомих носіїв заряду, n_{Bp} – гранична концентрація носіїв в базі.

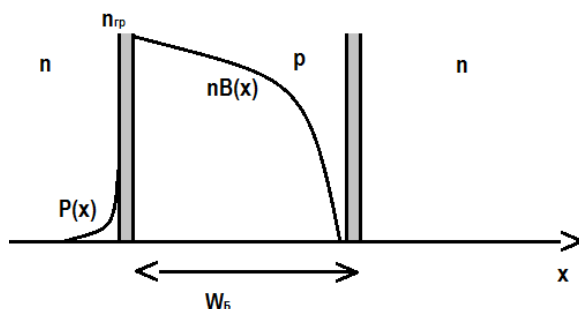


Рис.1.11. Розподіл неосновних носіїв в активному режимі

Концентрація електронів в р-базі визначається виразом.

$$\Delta n_p = n_{p0} (e^{\frac{U}{kT}} - 1).$$

На кінці бази $\Delta n_p = 0$, тому що колекторний перехід екстрагує (витягує) електрони з бази. Струм електронів, що проходять через базу має дві складові дрейфову та дифузійну.

$$J_n(x) = J_{\text{диф}} + J_{\text{др}}$$

$$J_n(x) = \text{const}$$

$$J_n(x) = e \cdot D_n \frac{\partial \delta(x)}{\partial x} + e \cdot \mu_n \cdot n_0(x) E$$

На початку – і дифузійний і дрейфовий. На кінці бази існує тільки дифузійний струм. Інжекція дірок в емітер значно менша ніж електронів.

Активний інверсний режим

Розподіл неосновних носіїв заряду в інверсному режимі приведений на рис.1.12.

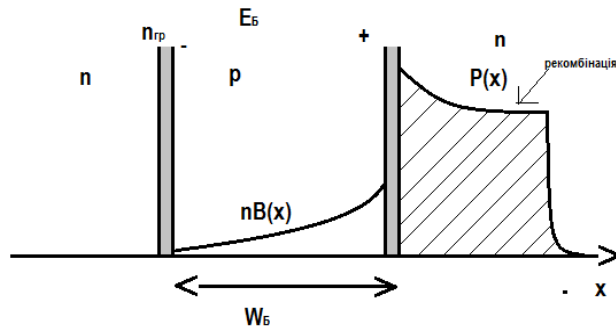


Рис.1.12. Розподіл неосновних носіїв в активному інверсному режимі

Як знаємо в планарному транзисторі $N_{\text{Абази}} > N_{\text{ДКолектора}}$, тому коли відкритий КП, то інжектуються дірки в базу. Колектор інжектує електронів набагато менше. Нахил $n_B(x)$ визначається полем бази E_B .

Режим насичення (РН)

Насичення є суперпозицією активного режиму і активного інверсного режиму (рис. 1.13).

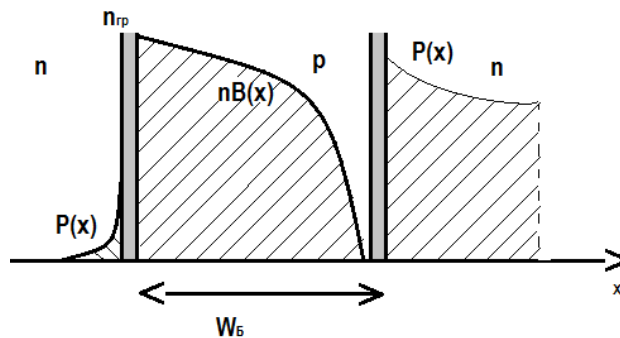


Рис. 1.13. Розподіл неосновних носіїв в режимі насичення

В режимі насичення обидва переходи відкриті, тому що в КП та ЕП є надлишок електронів. Характеризується великими нагромадженими зарядами в базі та колекторі. Має найменший опір між емітером і колектором, падає дуже низька напруга (біля 0,1...0,2 В) на транзисторі і тече великий колекторний струм (рівень лог. «0»)

1.6. Конструкції біполярних транзисторів

Конструкція транзистора визначається його потужністю й методом утворення $p-n$ переходу, тобто технологією його виготовлення.

Існують такі технологічні методи виготовлення БТ:

- метод вплавлення, котрим отримують сплавні (бездрейфові) БТ;
- метод дифузії, що забезпечує отримання дифузійних (дрейфових) БТ.

У пластинку германію розміром $0,1 \times 2,7 \times 2,7$, легованого сурмою, у водні при $T = 500-560^\circ\text{C}$ з двох сторін вплавляють пластинки акцепторної речовини (індію) (рис.1.14).

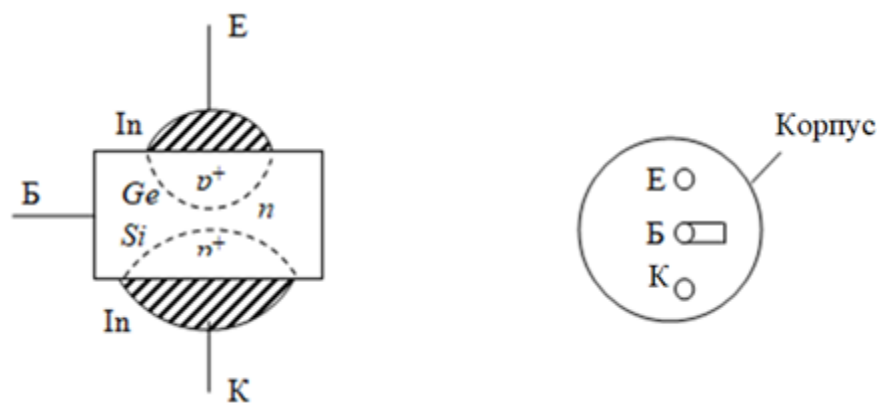


Рис.1.14. Технологія виготовлення сплавного транзистора

При цьому в товщі германію утворюються два p -шари, що є емітером і колектором транзистора. Це створює тришарову структуру з двома електронно-дірковими переходами, близько розташованими один від одного ($50 \dots 60$ мкм). Так отримуються дві крайні сильнолеговані області (емітер і колектор) і слаболегована область бази з малою товщиною. Область колектора має більші розміри, ніж область емітера.

Потім германієву пластинку (основу) закріплюють на металевому кристалотримачі й розміщують в герметичному металічному корпусі. Виводи емітера й колектора пропускають крізь скляні ізолятори, закріплені в корпусі,

вивід бази з'єднують з корпусом. Потужність розсіювання таких транзисторів не перевищує 0,3 Вт.

Обмеження потужності пов'язане з неможливістю ефективного відводу тепла від колекторного переходу. У більш потужних транзисторах для кращого відводу тепла колектор з'єднують з корпусом. При використанні тепловідводу для отримання мінімального теплового опору між корпусом транзистора й тепловідводом розміщують спеціальні прокладки й пасти. Завдяки відносній простоті сплавна технологія раніше широко застосовувалася для виготовлення дискретних БТ. Сплавна технологія не забезпечує рівномірності фронту вплавлення домішок та паралельності емітерного та колекторного $p-n$ переходів, обмежує можливості створення транзисторів з товщиною бази меншою ніж 10 мкм.

Це накладає обмеження на допустиму потужність розсіювання та частотний діапазон (Потужність розсіювання до 250 Вт при струмі колектора до 30 А, напруга живлення до 60 В та частотний діапазон – до 30 МГц).

Більш досконалою є дифузійна технологія. Вона дозволяє сформувати в основі, яка є, наприклад, пластиною НП p -типу, два $p-n$ переходи шляхом послідовної дифузії донорних та акцепторних домішок і отримати транзистор $p-n-p$. Якщо основа виготовлена з НП провідності n -типу, отримують транзистор $n-p-n$. Тривалість дифузії визначає глибину залягання $p-n$ переходів і товщину бази, яка може дорівнювати декільком мікрометрам. Транзистори, виконані за цією технологією є бездрейфовими. Якщо база легується нерівномірно, то транзистори називають дрейфовими.

За дифузійною технологією виготовляють і інтегральні транзистори (рис.1.15), які мають епітаксiallyно-планарну структуру.

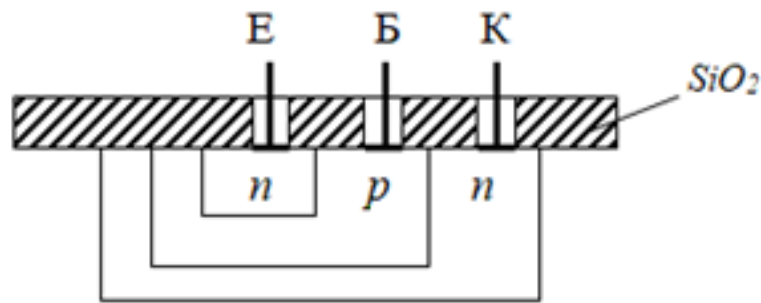


Рис.1.15. Конструкція інтегрального транзистора

Тривалість дифузії визначає глибину залягання р-п переходів і товщину бази, яка дорівнює декільком мікрометрам. Профіль розподілу домішок N_A та N_D і результуючий розподіл $N_A - N_D$ показано на рис.1.16, а.

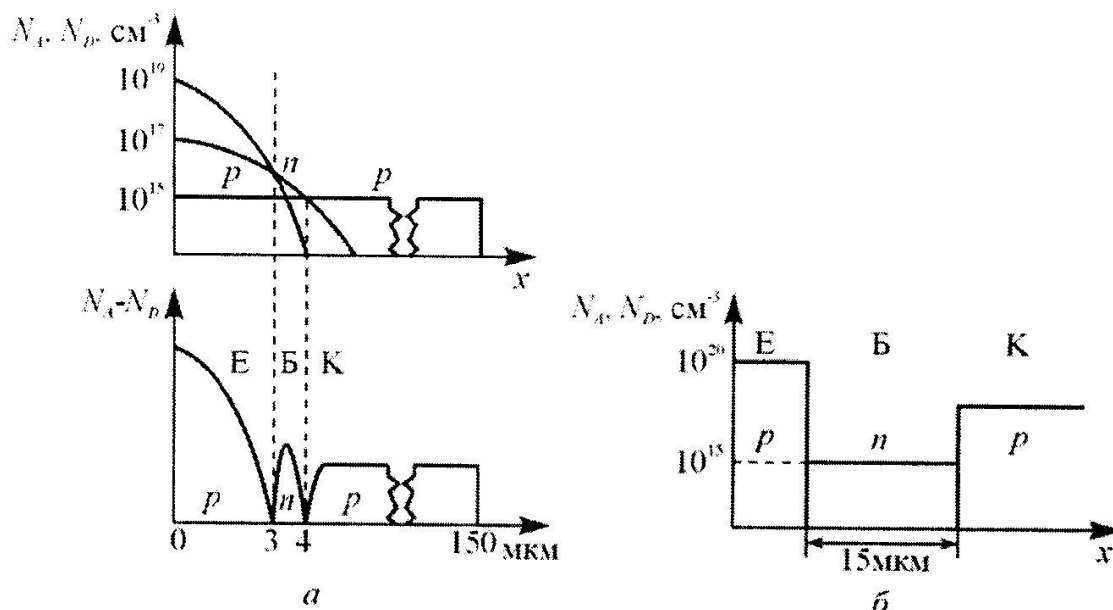


Рис.1.16. Розподіл домішок у дифузійному (а) та сплавному (б) транзисторах

Такі БП мають менші площі переходів, менші товщинами бази та колектора. Ємності переходів не більше 10 пФ.

Надвисокочастотні транзистори найчастіше мають *n-p-n* структуру з більшою рухливістю електронів. Вони мають товщину бази 0,1- 0,3 мкм при більш високій концентрації домішок. Застосовується смужева конструкція

емітера з тонкоплівковими виводами бази та емітера. Бар'єрні ємності переходів складають десятки долі пікофарад. Корпуси мають плоскі виводи, застосовуються й безкорпусні транзистори. Вони можуть працювати на частотах більших 10 ГГц при потужностях до 1 Вт та більше.

Потужні транзистори за звичай багатоемітерні. Вони розраховані на більші напруги та струми колектора. Напруга $U_{к\text{ макс}}$ може досягати 5 кВ, а частота – до 4 МГц.

На транзистори суттєво впливає температура. При підвищенні температури підвищується концентрація носіїв зарядів. Це призводить до збільшення прямих і зворотних струмів, а, отже, до зміни режиму роботи апаратури. Меншу температурну нестабільність мають кремнієві транзистори.

Зараз при виготовленні транзисторів починають застосовувати нові матеріали, наприклад, карбід кремнію. Такий БТ працює при високих температурах до $T = 500-600\text{ }^{\circ}\text{C}$.

1.7. Схеми ввімкнення біполярного транзистора

Залежності від того, який електрод є спільним відносно вхідного та вихідного кіл, розрізняють три схеми вмикання транзистора: схему із спільною базою (СБ) – спільним електродом є база; схему із спільним м емітером (СЕ) – загальним електродом є емітер; схему із спільним колектором (СК) – загальним електродом є колектор (рис.1.17).

Фізичні процеси в транзисторі не залежать від схеми вмикання, однак кожна зі схем має свої особливості та характеристики. Підсилювальні властивості транзистора в кожній схемі вмикання можна характеризувати коефіцієнтами підсилення за струмом, за напругою та за потужністю.

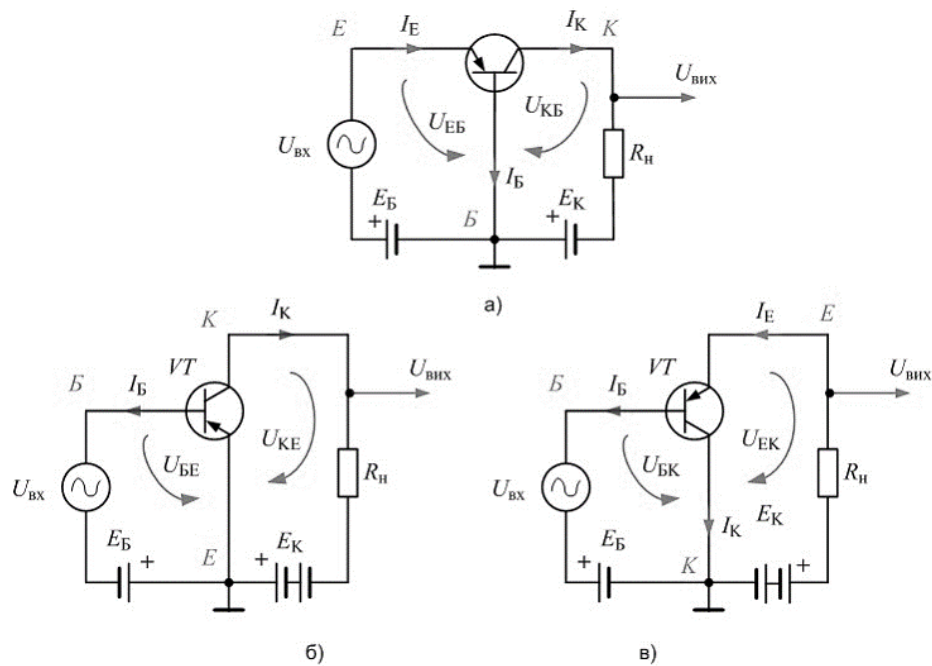


Рис.1.17. Схема зі спільною базою (СБ) – а, зі спільним емітером (СЕ) – б та спільним колектором (СК) – в

В схемі СБ $I_{\text{вих}} = I_{\text{к}}, I_{\text{вх}} = I_{\text{е}}, U_{\text{вх}} = U_{\text{бє}}, U_{\text{вих}} = U_{\text{бк}}$.

Серед всіх трьох можливих включень транзистора схема СБ має найменший вхідний і найбільший вихідний опір, коефіцієнт підсилення за струмом, близький до одиниці, і великий коефіцієнт підсилення за напругою. Фаза сигналу не інвертується. Коефіцієнт підсилення за струмом:

$$I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}} = I_{\text{к}} / I_{\text{е}} = \alpha \quad (\alpha < 1).$$

Вхідний опір:

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}} = U_{\text{бє}} / I_{\text{е}}.$$

Вхідний опір для ввімкнення зі спільною базою для малопотужних транзисторів малий і не перевищує 100 Ом, тому що вхідне коло транзистора при цьому є відкритим емітерним переходом транзистора.

Переваги:

- Хороші температурні та частотні властивості.
- Висока допустима напруга.

Недоліки схеми СБ:

- Мале підсилення за струмом, так як $\alpha < 1$.
- Малий вхідний опір.
- Два різних джерела напруги для живлення.

В схемі СЕ $I_{\text{вих}} = I_{\text{к}}, I_{\text{вх}} = I_{\text{б}}, U_{\text{вх}} = U_{\text{бс}}, U_{\text{вих}} = U_{\text{ке}}$

Коефіцієнт підсилення за струмом: $I_{\text{вих}}/I_{\text{вх}}=I_{\text{к}}/I_{\text{б}}=I_{\text{к}}/(I_{\text{е}}-I_{\text{к}})=\alpha/(1-\alpha)=\beta$,
 $\beta \gg 1$. Вхідний опір: $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}} = U_{\text{бс}} / I_{\text{б}}$

Переваги:

- Великий коефіцієнт посилення за струмом
- Великий коефіцієнт підсилення за напругою
- Найбільше підсилення потужності
- Можна обійтися одним джерелом живлення
- Вихідна змінна напруга інвертується відносно вхідної.

Недоліки:

- Найгірші температурні та частотні властивості у порівнянні зі схемою СБ.

В схемі зі СК $I_{\text{вих}} = I_{\text{е}}, I_{\text{вх}} = I_{\text{б}}, U_{\text{вх}} = U_{\text{бк}}, U_{\text{вих}} = U_{\text{ке}}$

Коефіцієнт підсилення за струмом: $I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}} = I_{\text{е}} / I_{\text{б}} = I_{\text{е}} / (I_{\text{е}} - I_{\text{к}}) = 1 / (1 - \alpha) = \beta$
 $\beta \gg 1$. Вхідний опір: $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}} = (U_{\text{бс}} + U_{\text{ке}}) / I_{\text{б}}$

Переваги: великий вхідний опір та малий вихідний опір.

Недоліки: коефіцієнт підсилення по напрузі менше 1.

Схему з таким включенням називають емітерний повторювачем.

1.8. Струми в транзисторі

Струм емітера складається з трьох складових:

$$I_e = I_{en} + I_{ep} + I_{e \text{ рекомб.}},$$

де I_{en} - струму, який інjektує емітер в базу (електрони), I_{ep} - струму, який інjektує база в емітер (дірки), $I_{e \text{ рекомб.}}$ - струму рекомбінації в емітерному переході. З них лише I_{en} корисний і використовується для підсилення. Струми I_{ep} та $I_{e \text{ рекомб.}}$ - шкідливі.

Струм I_{en} , який інжектує емітер в базу, залежить від коефіцієнта інжекції, і характеризує ефективність емітера. Коефіцієнт інжекції повинен бути близький до одиниці $\gamma = \frac{I}{I} = 1 - \frac{\rho_E}{\rho_b} \rightarrow 1$

Це відбувається за умови $N_d \gg N_A$
 $\rho_E \ll \rho_b$

Тобто емітер n^+ повинен мати більше донорів, ніж акцепторів база.

Протікання струмів в транзисторі показано на рис.1.18.

Не всі інжектовані емітером електрони проходять базу

$$I_k = \alpha I_e + I_{k\bar{b}0},$$

де αI_e – керована частина колекторного струму в активному режимі, $I_{k\bar{b}0}$ – зворотний струм закритого переходу, некерована частина в активному режимі.

Чим менше $I_{k\bar{b}0}$, тим кращий транзистор. ($I_{k\bar{b}0} = I_{k\bar{b}0}(T)$).

Струм бази визначається як $I_b = (1 - \alpha)I_e - I_{k\bar{b}0}$, де струм $(1 - \alpha)I_e$ характеризує носії, що дійшли до бази, а $I_{k\bar{b}0}$ – тепловий струм переходу. $I_{k\bar{b}0}$ значно менший корисного струму і тому можна вважати, що $I_b = (1 - \alpha)I_e$.

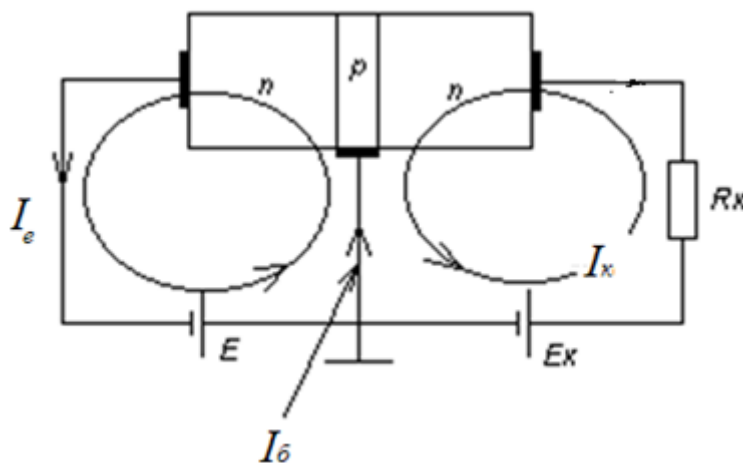


Рис.1.18.Струми в біполярному транзисторі

1.9. Фізичні параметри транзистора

До фізичних параметрів транзистора відносяться:

$\alpha = \frac{I_K}{I_E} (\approx 1)$ – статичний коефіцієнт передачі колекторного струму.

$\beta = \frac{I_K}{I_B}$ – статичний коефіцієнт передачі базового струму.

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \gg 1.$$

Як знаємо

$$I_K = \alpha \cdot I_E + I_{KB0}$$

$$I_K = \alpha(I_B + I_K) + I_{KB0}.$$

Звідки

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{KB0} = \beta I_B + (\beta+1) I_{KB0}.$$

Враховуючи, що I_{KB0} мале, можна записати для схеми зі спільною базою

$$I_K = \beta I_B + (\beta+1) I_{KB0} \approx \beta I_B,$$

а для схеми зі спільним емітером

$$I_K = \alpha I_E + I_{KB0} \approx \alpha I_E.$$

Статичний коефіцієнт передачі колекторного струму α мало залежить від режиму експлуатації і визначається конструкцією транзистора, а статичний коефіцієнт передачі базового струму β є функцією режиму транзистора $\beta=f(I_E, U_{KB})$. Залежність β від струму емітера показана на рис.1.19.

В зоні 1 стрімко зменшується рекомбінаційна складова струму емітера, статичний коефіцієнт передачі базового струму β росте.

В зоні 3 база насичується носіями, опір бази зменшується.

$$U_{\delta} = U_{\delta 0} \cdot \frac{\ln \delta}{\delta} \Rightarrow \delta = \frac{\Delta U_p}{P_{p0}} \gg 1$$

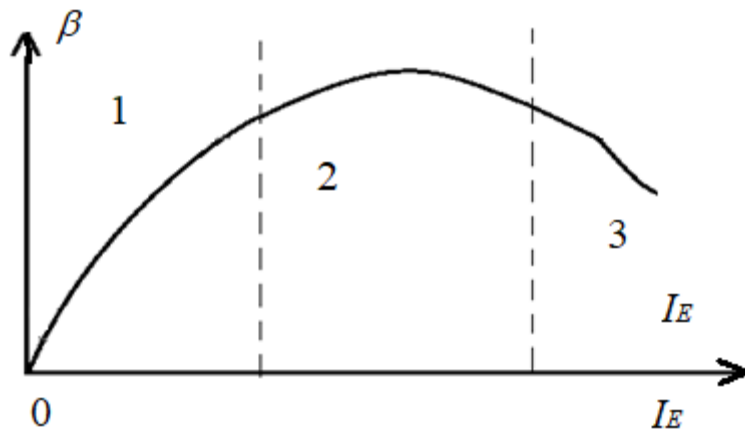


Рис.1.19. Залежність β від струму емітера

І зменшується коефіцієнт інжекції

$$\gamma = 1 - \frac{\rho_E}{\rho_B} \rightarrow \gamma \downarrow$$

При зміні напруги $U_{КБ}$ змінюється ефективна товщина бази. Це явище називають **ефектом Ерлі**. Для розуміння цього ефекту розглянемо графіки розподілу концентрації неосновних носіїв заряду в базі (рис.1.20).

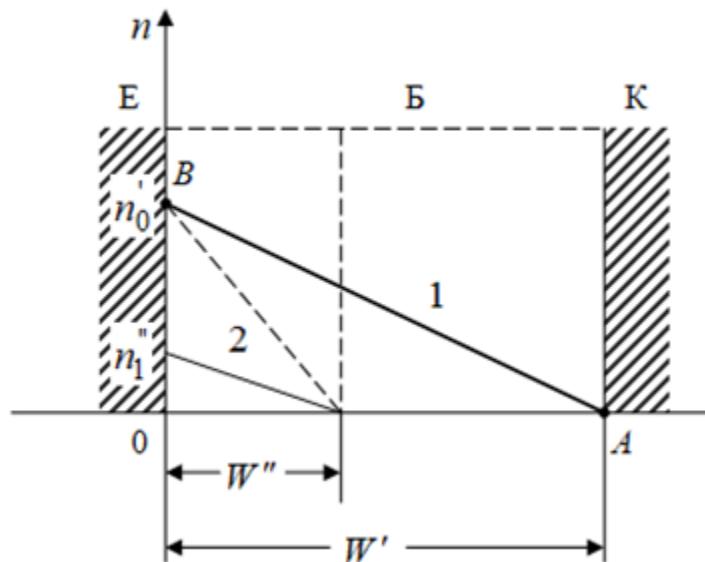


Рис.1.20. Ефект Ерлі (модуляція бази товщини бази)

Концентрація інжектованих електронів значно перевищує концентрацію власних електронів у базі. Біля межі з колектором її будемо вважати нульовою (точка A). На межі з емітером вона буде p'_0 (точка B). Для простоти будемо вважати, що концентрація електронів у базі змінюється за лінійним законом.

При підвищенні зворотної напруги на КП U_{KB} він розширюється й зменшує товщину бази. Якщо струм емітера постійний (нахил кривої розподілу концентрації), то надлишкова концентрація буде меншою (лінія 2), а це еквівалентно меншій напрузі на ЕП.

Якщо $U_{EB} = const$, то збільшиться I_E , тобто зміниться нахил кривої розподілу концентрації.

Таким чином, ефект Ерлі здійснює вплив на співвідношення між струмами й напругами транзистора а отже на підсилювальні властивості транзистора.

Модуляція товщини бази приводить до:

1. Залежності параметри вхідного кола від напруги на колекторі. З'являється зворотний зв'язок.

2. Залежності коефіцієнта передачі емітерного струму α від напруги U_{BK} , оскільки залежно від товщини бази змінюється кількість дірок, яка доходить до колекторного переходу, без рекомбінації. Зі зростанням $|U_{BK}|$ коефіцієнт α збільшується та підвищується струм колектора.

3. Зміни заряду надлишкових носіїв в базі залежно від напруги на колекторі, що рівнозначно появі деякої дифузійної ємності зворотно зміщеного КП.

4. Зі зменшенням товщини бази під дією U_{BK} зменшується час руху носіїв від емітера до колектора, тому U_{BK} впливає на частотні властивості БТ.

5. Оскільки в транзисторі за звичай виконується умова $W_B \ll L_p$, то теплові струми p - n переходів визначаються не дифузійною довжиною носіїв, як це було для діодів, а товщиною бази. Тому теплові струми I_{EB0} та I_{KB0} виявляються функціями колекторної напруги.

1.10. Ємності переходів транзистора

Бар'єрна та дифузійна ємності ЕП та КП мають той же фізичний зміст, що і аналогічні ємності $p-n$ переходу. В ЕП (перехід прямо зміщений) основну роль відіграє дифузійна ємність $C_{\text{диф}}$, а в КП (зворотно зміщений) – бар'єрна ємність $C_{\text{бар}}$. Бар'єрна ємність КП колектора становить одиниці-десятки пікофарад у малопотужних транзисторах і сотні пікофарад – у потужних транзисторах. Бар'єрна ємність ЕП значно більша від ємності КП, однак остання більше впливає на роботу транзистора на високих частотах, оскільки вона шунтує великий опір колектора R_K .

Дифузійні ємності транзистора характеризують залежність заряду рухливих носіїв у базі від напруги на емітерному $C_{\text{Едиф}}$ (обумовлена інжекцією неосновних носіїв заряду в базу за прямого зміщення переходу) та колекторному переходах $C_{\text{Кдиф}}$ (зумовлена ефектом модуляції товщини бази при зміні напруги $U_{\text{БК}}$). $C_{\text{Едиф}}$ може сягати до 100 пФ. Дифузійна ємність колектора ($C_{\text{Кдиф}} = 2$ пФ) мало впливає на сумарну ємність, оскільки її значення значно менше від значення бар'єрної ємності.

1.11. Контрольні питання

1. В чому полягає призначення біполярного транзистора?
2. Чим відрізняються БТ структури $p-n-p$ та $n-p-n$?
3. Який принцип роботи БТ?
4. Які режими роботи БТ Ви знаєте?
5. Навести зонну діаграму роботи БТ в активному режимі.
6. Які конструкції БТ Ви знаєте?
7. Які схеми ввімкнення БТ Вам відомі?
8. В чому полягають особливості використання ВЧ та НЧ конденсаторів?
9. Які струми протікають в БТ?
10. В чому полягає ефект Ерлі?

2. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ (характеристики, схеми ввімкнення)

2.1. Вольт-амперні характеристики БТ

Для розрахунку електричних кіл, що містять транзистори, необхідно знати залежності між струмами і напругами на їх входах та виходах.

Ці залежності є **вольт-амперними характеристиками (ВАХ)** транзистора. Вони можуть бути статичними і динамічними. Статичні характеристики визначаються при постійних напругах на електродах і за відсутності опору навантаження. **Динамічні** – при змінних напругах і за наявності опору навантаження.

Транзистор в електричних схемах використовується як чотириполюсник (рис.2.1), що характеризується чотирма величинами: вхідним і вихідним напругами і вхідним і вихідним струмами ($U_{вх}$, $U_{вих}$, $I_{вх}$, $I_{вих}$). Функціональні залежності між цими величинами і є статичними характеристиками транзистора. Щоб встановити функціональні зв'язки між зазначеними величинами, необхідно дві з них взяти як незалежні змінні, а дві що залишилися відобразити у вигляді функцій цих незалежних змінних. Як правило, незалежними є вхідний струм і вихідна напруга.

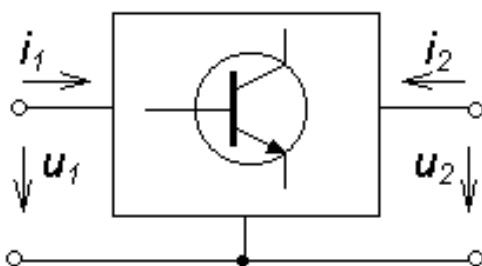


Рис.2.1. БТ як чотириполюсник

На практиці зручніше користуватися функцією однієї змінної. Для переходу до таких функцій необхідно другу змінну, яка називається в цьому

випадку параметром характеристики, підтримувати постійною. В результаті маємо чотири типи характеристик транзистора:

– **вхідні характеристика:**

$$U_{BX} = f_1(I_{BX}) \text{ при } U_{BHX} = const$$

– **характеристика зворотної передачі (зв'язку) за напругою:**

$$U_{BX} = f_2(U_{BHX}) \text{ при } I_{BX} = const$$

– **характеристика (прямої) передачі струму, яка ще називається керуючою або передавальною характеристикою:**

$$I_{BHX} = f_3(I_{BX}) \text{ при } U_{BHX} = const$$

– **вихідна характеристика:**

$$I_{BHX} = f_4(U_{BHX}) \text{ при } I_{BX} = const .$$

Статичні характеристики транзистора можуть задаватися або відповідними аналітичними виразами, або можуть бути представлені графічно.

Сімейства вхідних і вихідних характеристик транзистора вважаються основними і приводяться в довідниках, з їх допомогою легко можуть бути отримані два інших сімейства характеристик.

ВАХ транзистора залежать від схеми включення. У різних схемах включення транзистора як вхідні і вихідні струми і напругі виступають струми, що протікають в колах різних електродів, і напруги, прикладені між ними. Полярності напруг на електроди залежать від структури транзистора (*n-p-n* або *p-n-p*). В незалежності від полярностей напруг графіки статичних характеристик найчастіше зображають у першому квадранті.

Статичні характеристики реального транзистора відрізняються від характеристик ідеалізованого транзистора. Вони можуть бути розраховані, але частіше всього вони знімаються експериментально.

Для прикладу схему для зняття ВАХ *p-n-p* транзистора в схемі зі спільним емітером зображено на рис.2.2.

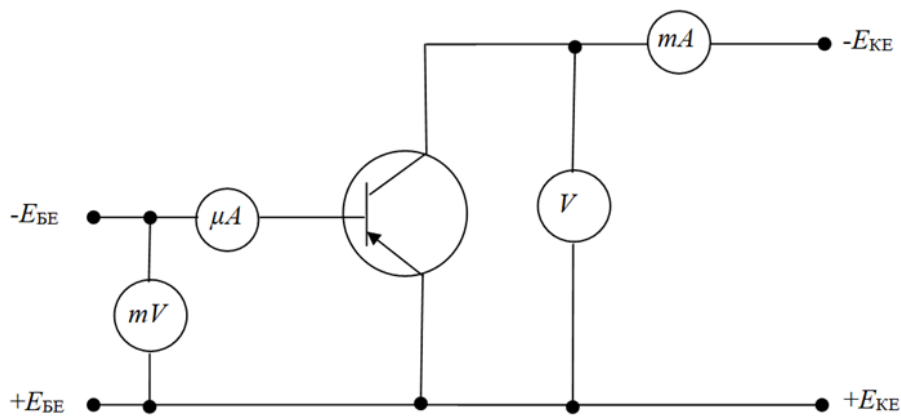


Рис.2.2. Схема зняття статичних характеристик БТ

2.2. Вольт-амперні характеристики БТ в схемі зі СБ

Вхідна ВАХ в схемі зі СБ

В схемі зі СБ (рис.2.3) вхідним струмом є струм бази I_E , а вихідним – струм колектора I_K , відповідно, вхідною напругою є U_{EB} , а вихідною – напруга U_{KB} .

Таким чином вхідна характеристика в схемі СБ є залежністю емітерної напруги U_{EB} від струму емітера I_E при постійних значеннях колекторної напруги U_{KB}

$$U_{EB} = f(I_E) \Big|_{U_{KB}=\text{const}}$$

Однак, реально в довідниках наводиться зворотна залежність.

$$I_E = f(U_{EB}) \Big|_{U_{KB}=\text{const}}$$

Сімейство вхідних характеристик германієвого та кремнієвого транзистора приведено на рис.2.4.

Вхідні характеристики кремнієвих транзисторів зміщені від початку координат в бік прямих напруг на $U_{пор} = 0,6...0,7$ В (рис.2.4,б.) а германієвих – на $0,2 - 0,4$ В (рис.2.4,а.).

Нижче всіх характеристик проходить характеристика при напрузі $U_{KB}=0$.

Це пов'язано з тим, що при відсутності колекторної напруги струм емітера буде проходити через емітерний перехід і базу (рис.2.4), оскільки колекторний перехід закритий (внутрішній опір джерела колекторної напруги дорівнює нулю).

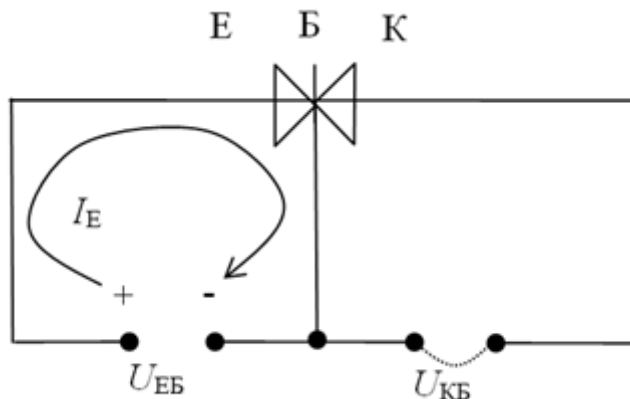


Рис.2.3. Еквівалентна схема транзистора зі СБ при $U_{KB}=0$

Це означає, що вхідна характеристика схеми зі СБ при $U_{KB}=0$ аналогічна ВАХ $p-n$ переходу діода.

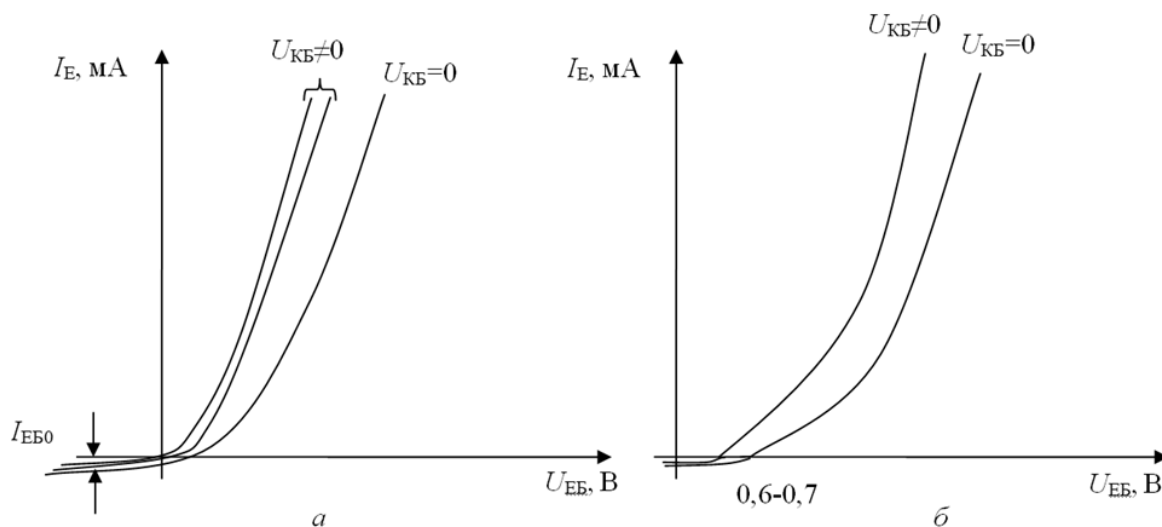


Рис.2.4.Вхідні ВАХ БТ зі СБ:

a) – германієвий транзистор; *б)*– кремнієвий транзистор

Зміна напруги U_{KB} слабо впливає на струм I_E , тому вхідні характеристики, зняті при $U_{KB} \neq 0$, майже збігаються. При нульових і малих прямих і зворотних

напругах U_{EB} емітерний перехід є закритим. При цьому буде протікати малий зворотний струм I_{EB0} .

Температурний дрейф вхідних характеристик значний: з ростом температури при прямих напругах U_{EB} струм I_E збільшується і характеристики зміщуються вліво, при зворотних напругах U_{EB} зворотній струм I_{EB0} також збільшується.

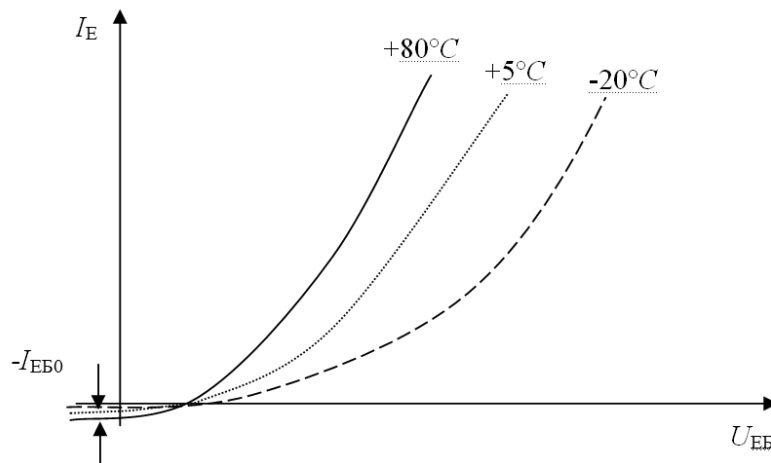


Рис.2.5. Вплив температури на вхідні ВАХ БТ зі СБ

Таким чином у схемі зі СБ температура сильно впливає на вхідні характеристики.

Вихідні (колекторні) характеристики в схемі зі СБ

Вихідними ВАХ є залежності вихідного струму I_K від вихідної напруги U_{KB} при постійному вхідному струмі I_E

$$I_K = f(U_{KB})|_{I_E = const}.$$

Наближено вихідні ВАХ можна описати виразом

$$I_K = \alpha I_E - I_{KB0} \left(\exp \frac{U_{BK}}{\varphi_T} - 1 \right).$$

Якщо струм емітера дорівнює нулю, а на колекторний перехід подається зворотне зміщення, і вихідна характеристика аналогічна зворотній гілці ВАХ реального $p-n$ переходу (рис.2.6).

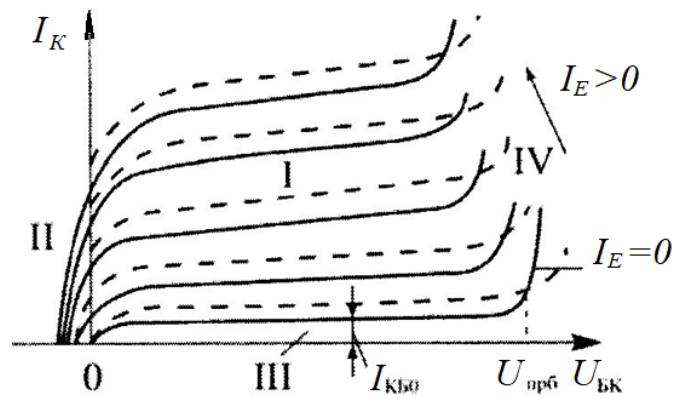


Рис.2.6. Вихідні ВАХ БТ зі СБ

I – активний режим, II – режим насичення, III – режим відсічки

Якщо збільшувати струм I_E , то вихідні характеристики зміщуються вгору на αI_E .

Невеликий нахил характеристик відносно осі абсцис пояснюється залежністю α і струму $I_{КБ0}$ від напруги $U_{БК}$. Початковий відрізок характеристик зсунуто від початку координат в сторону додатних напруг $U_{БК}$. При $U_{БК} = 0$ і $I_E > 0$, в колі колектора протікає початковий струм. Щоб звести цей струм до нуля, необхідно змістити колекторний перехід у прямому напрямі.

На сімействі вихідних ВАХ розрізняють чотири ділянки, які характерні для різних режимів роботи БТ.

Ділянка I, яка розміщена у першому квадранті вище від струму $I_{КБ0}$, відповідає активному режиму роботи. В цій області з підсиленням електричних сигналів майже не спостерігається нелінійних спотворень.

Ділянка II, розміщена у другому квадранті, відповідає режиму насичення, коли обидва переходи відкриті, тобто зміщено у прямому напрямі. За певних умов транзистор може перейти з активного режиму (АР) в режим насичення (РН) без зміни полярності напруги джерела живлення. В режимі насичення транзистор повністю відкритий і його опір мінімальний.

Ділянка III, розміщена у першому квадранті нижче від струму $I_{КБ0}$, відповідає режиму відсічки (РВ). В цьому режимі транзистор повністю закритий. Його опір максимальний.

Ділянка IV відповідає пробою колекторного переходу. При пробі внаслідок лавинного множення носіїв заряду струм колектора. Ця ділянка небезпечна для роботи, оскільки лавинний пробій може перейти в тепловий, і транзистор вийде з ладу.

Температурний дрейф вихідних характеристик є невеликим (рис.2.6 пунктирна лінія). Це пояснюється залежністю $I_K = \alpha I_E + I_{КБ0}$, тому що диференційний коефіцієнт передачі струму емітера α слабо залежить від температури. Зворотній струм колектора $I_{КБ0}$ змінюється швидко з ростом температури, але він малий порівняно зі струмом I_K і мало впливає на залежність вихідних характеристик від температури.

Таким чином малий температурний дрейф вихідних характеристик транзистора в схемі зі СБ пояснюється слабкою залежністю коефіцієнту передачі струму емітера α від температури і відносно малим зворотнім струмом колектора $I_{КБ0}$.

Характеристики прямої передачі

Характеристики прямої передачі (рис.2.7,а) встановлюють залежність струму колектора від струму емітера за постійної напруги на колекторі:

$$I_K = f(I_{КБ}) \Big|_{U_{БК} = const}$$

В активному режимі, коли колекторний перехід зміщений у зворотному напрямі, струми емітера та колектора зв'язані залежністю $I_K = \alpha I_E + I_{КБ0}$, тому вони мають вигляд прямих ліній. Проте внаслідок залежності коефіцієнта α від струму I_E ($\frac{\Delta I_{вк}}{\Delta I_{вк}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} = \alpha$) характеристики мають відхилення від лінійного закону. Зміщення характеристик уверх у разі підвищення напруги на колекторі пов'язано зі збільшенням струму $I_{КБ0}$ і коефіцієнта α .

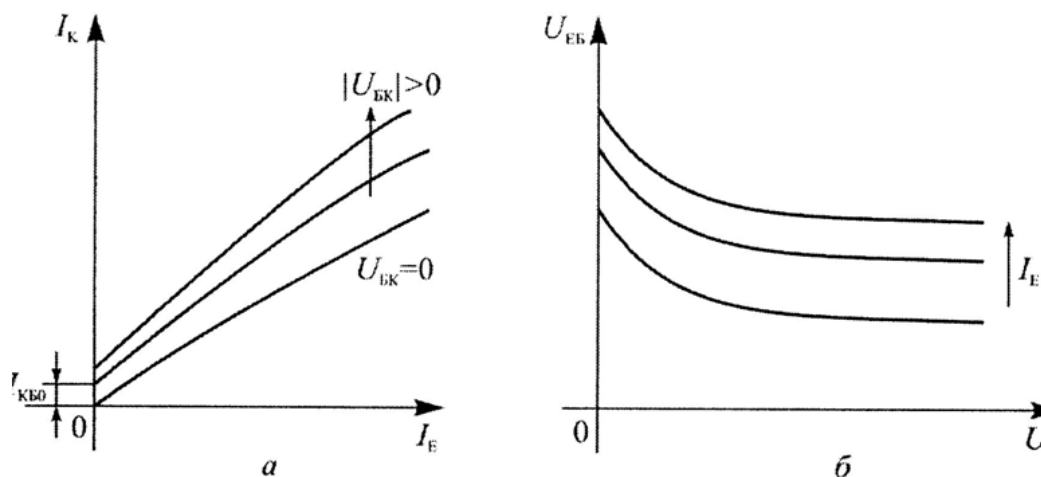


Рис.2.7. ВАХ прямої передачі (а) та зворотного зв'язку (б) транзистора в схемі СБ

Характеристики зворотного зв'язку

Характеристики зворотного зв'язку за напругою залежність напруги на емітерному переході від напруги на колекторі за постійного струму емітера:

$$U_{EB} = f(U_{BK}) \text{ при } I_E = const$$

Ця залежність пояснюється наявністю внутрішнього зворотного зв'язку в БТ. Зі збільшенням напруги U_{BK} напруга U_{EB} зменшується. Причому ця залежність нелінійна, оскільки з підвищенням U_{BK} зворотний зв'язок у транзисторі послаблюється (рис.2.7,б). При зростанні струму I_E характеристики зміщуються вгору, оскільки збільшується прямий спад напруги на емітерному переході.

Характеристики прямої передачі та зворотного зв'язку можна побудувати за вхідними та вихідними ВАХ.

2.3. Вольт-амперні характеристики БТ в схемі зі СЕ

Вхідні ВАХ в схемі зі СЕ

Вхідна характеристика в схемі СЕ є залежністю напруги на емітерному переході від струму бази за постійної напруги на колекторі

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

Однак, реально в довідниках наводиться зворотна залежність

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

Сімейство вхідних характеристик транзистора приведено на рис.2.8,а.

Характер цієї залежності такий самий, як і вхідних характеристик у схемі із спільною базою. Струм бази має дві складові: рекомбінаційну $I_{Bрек}$ і складову зворотного струму колектора:

$$I_B = I_{Bрек} - I_{КБ0} = (1 - \alpha)I_E - I_{КБ0}$$

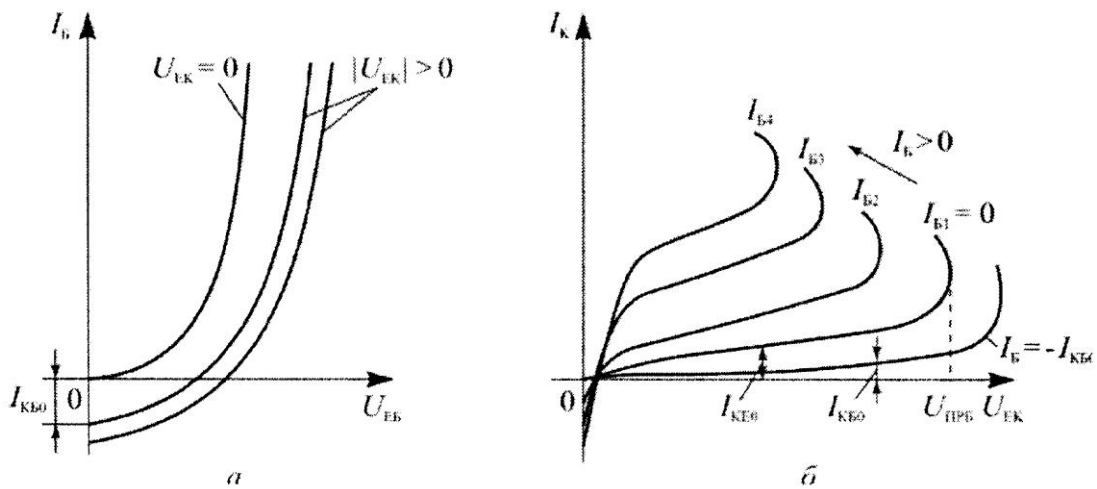


Рис.2.8. Вхідні (а) та вихідні (б) ВАХ БТ зі СЕ

Якщо напруга на колекторі дорівнює нулю, то в колі бази протікає тільки рекомбінаційний струм і ВАХ має вигляд експоненти:

$$I_B = (1 - \alpha)I_{EB0} \left(\exp \frac{U_{EB}}{\varphi_T} - 1 \right).$$

При подачі зворотної напруги на колекторний перехід із вказаної складової віднімається струм $I_{КБ0}$, тому з підвищенням $|U_{БК}|$ вхідні характеристики зсуваються праворуч і перетинають вісь напруг.

З ростом температури збільшується як прямий, так і зворотній струми бази (рис.2.9). Температура на статичні ВАХ в схемі зі СЕ має суттєвий вплив.

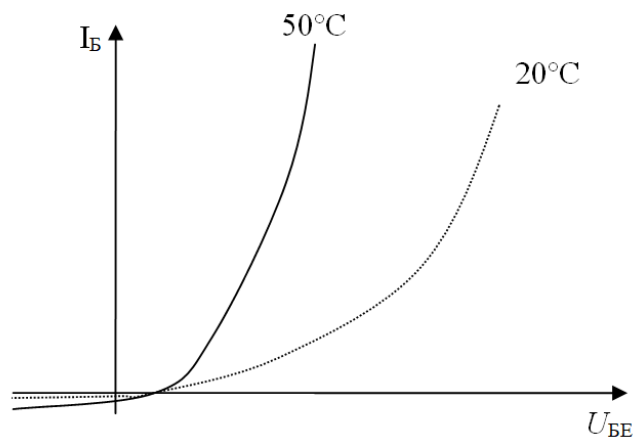


Рис.2.9. Вплив температури на вхідні ВАХ БТ зі СЕ

Вихідні ВАХ в схемі зі СЕ

Вихідні характеристики транзистора в схемі зі СЕ є залежністю струму колектора I_K від вихідної напруги U_{KE} за постійного струму бази I_B (рис.7.11).

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

Вихідні характеристики зображають залежність між струмом колектора та напругою на колекторі за постійного струму бази:

$$I_K = \frac{\alpha}{1 - \varepsilon} I_B - \frac{I_{KB0}}{1 - \alpha} \left(\exp \frac{U_{EK}}{\varphi_T} - 1 \right) = \beta I_B - I_{KE0} \left(\exp \frac{U_{EK}}{\varphi_T} - 1 \right),$$

де β – коефіцієнт підсилення за струмом у схемі із СЕ; I_{KE0} – зворотний колекторний струм у схемі із СЕ. Зворотний колекторний струм – це струм у колі колектора за умови, що струм бази дорівнює нулю. Цей струм називають наскрізним.

Сімейство вихідних характеристик наведено на рис.2.8,б. Загальний характер залежностей аналогічний характеру зворотної гілки ВАХ *p-n* переходу, оскільки більшу частину напруги джерела живлення прикладено до колекторного переходу в зворотному напрямі. Однак струм I_{KE0} більший за струм I_{KB0} у схемі із загальною базою. Це пояснюється тим, що за умови $I_B = 0$ і зворотному зміщенні колекторного переходу емітерний перехід перебуватиме

під невеликою прямою напругою. Тому через колекторний перехід буде протікати струм I_{KB0} і струм дірок, які інжектуються з емітера в базу.

$$I_K = \alpha I_E + I_{KB0} = \alpha(I_K + I_E) + I_{KB0}$$

Струм колектора, при умові коли струм $I_B = 0$ відповідає струму I_{KE0} , тоді

$$I_K = I_{KB0} = \frac{I_{KB0}}{1 - \alpha} \alpha I_E = +I_{KB0} = (\beta + 1)I_{KB0}$$

Якщо струми бази відмінні від нуля, вихідні характеристики на початкових відрізках перетинають вісь абсцис, і якщо напруга на колекторі дорівнює нулю (режим короткого замикання на виході), то струм колектора I_K змінює свій напрям (рис.2.8, б). Зміщення характеристик вгору при збільшенні струму I_B відбувається відповідно до виразу

$$I_K = \frac{\alpha}{1 - \varepsilon} I_B - \frac{I_{KB0}}{1 - \alpha} \left(\exp \frac{U_{EK}}{\varphi_T} - 1 \right) = \beta I_B - I_{KE0} \left(\exp \frac{U_{EK}}{\varphi_T} - 1 \right).$$

Відомо, що струм I_K буде визначатися не напругою U_{EK} , а напругою на колекторному переході U_{KP} .

$$U_{KP} (BK) = U_{BE} - U_{KE}$$

При малих напругах U_{KE} (до $U_{KE} < U_{BE}$) напруга U_{KP} є виявляється прямою. З ростом напруги U_{KE} струм I_K буде різко зростати. При $U_{KE} = U_{BE}$ $U_{KP} = 0$, перехід починає закриватися і при $U_{KE} > U_{BE}$ напруга U_{KP} стає зворотньою і ріст струму I_K майже припиняється. Характеристики будуть йти більш полого (майже паралельно осі абсцис). З ростом температури характеристики зміщуються вгору і збільшується їх нахил (рис.2.10). Це змінює режим транзистора.

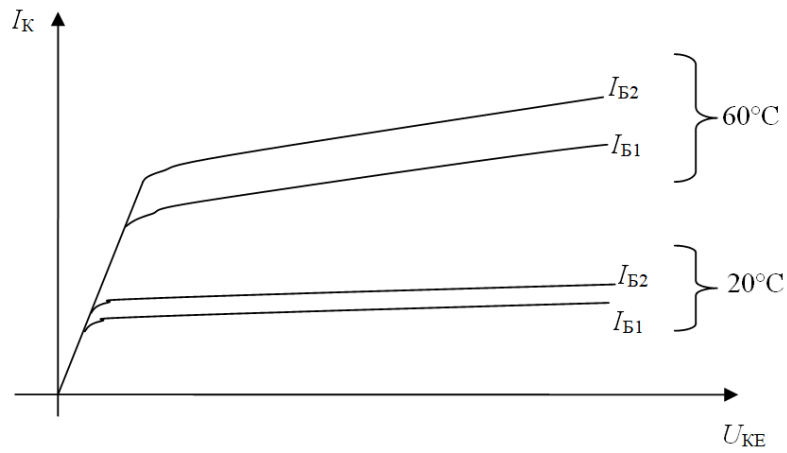


Рис.2.10. Вплив температури на вихідні ВАХ БТ зі СЕ

Характеристики прямої передачі

Характеристики прямої передачі це залежність струму колектора від струму бази при постійній напруги на колекторі $I_K = f(I_B)|_{U_{ЕК}=const}$

Тобто

$$I_K = \beta I_B - I_{KE0}$$

Коефіцієнта β сильніше залежить від режиму роботи транзистора ніж α , то характеристики прямої передачі у схемі із СЕ мають більшу нелінійність, ніж у схемі із СБ (рис.2.11, а).

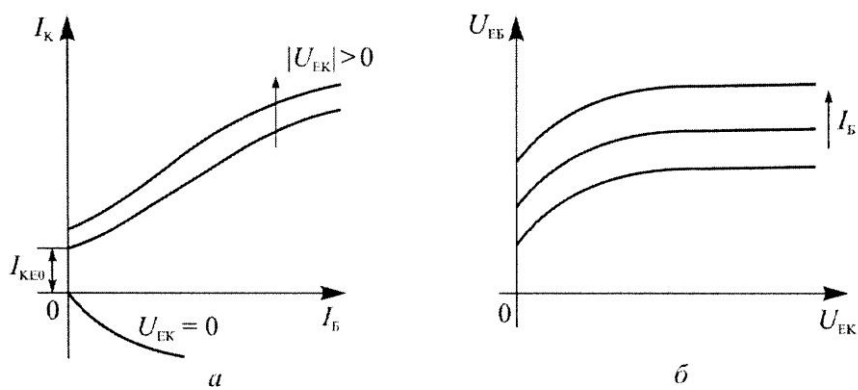


Рис.2.11. Характеристики прямої передачі (а) та зворотного зв'язку (б) БТ у схемі із СЕ

Якщо напруга на колекторі відрізняється від нуля, характеристики відсікають на осі ординат значення струмів, які відповідають $I_{КЕ0}(U_{ЕК})$.

Характеристики зворотного зв'язку

Характеристики зворотного зв'язку – це залежність напруги на емітерному переході від напруги на колекторі за постійного струму бази:

$$U_{ЕБ} = f(U_{ЕК}) \text{ при } I_{Б} = const .$$

Оскільки напругу $U_{ЕК}$ у схемі зі СЕ прикладено до обох переходів транзистора, то очевидно, що з підвищенням $U_{ЕК}$ буде зростати і напруга $U_{ЕБ}$ (рис.2.11,б). З підвищенням струму бази характеристики зміщуються вгору, тому що збільшується пряме падіння напруги на емітерному переході.

2.4. Порівняння схем СБ та СЕ

Порівняємо схеми зі спільною базою (СБ) та спільним емітером (СЕ) за диференціальним коефіцієнтом прямої передачі струму (відношенням приросту вихідного струму $\Delta I_{вих}$ до приросту вхідного струму $\Delta I_{вх.}$) та вхідним опором (відношенням приросту вхідної напруги $\Delta U_{вх}$ до приросту вхідного струму $\Delta I_{вх.}$).

Транзистор зі спільною базою

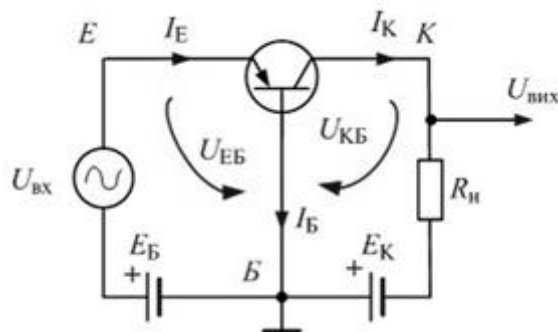


Рис.2.12. Схема зі спільною базою (СБ)

Струм бази транзистора (рис.2.12) залежить від знака напруги $U_{ЕБ}$. При прямій нарузі $U_{ЕБ} - I_{Б} = (1 - \alpha)I_{Е} - I_{КБ0}$ а при зворотній $- I_{Б} = - I_{КБ0}$, де $I_{КБ0}$ – тепловий струм колекторного переходу.

Вхідним струмом цієї схеми є струм I_E , тому вона буде визначатися диференційним коефіцієнтом передачі струму емітера

$$\frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} = \alpha.$$

Для реальних транзисторів коефіцієнт α лежать в межах $0,95 \div 0,99$.

Значення коефіцієнту α можна знайти за формулою

$$\alpha \cong \frac{\gamma}{1 + \frac{W^2}{2L_p^2}}.$$

Для збільшення α необхідно мати великий коефіцієнт інжекції емітера, малу товщину бази W і велику дифузійну довжину дірок в базі L_p , однак зі зменшенням товщини бази зменшується допустима напруга пробою.

Вхідний опір схеми зі СБ визначається за формулою

$$R_{\text{вх СБ}} = \frac{U_{\text{ЕБ}}}{I_E}$$

і оскільки $I_E > I_B$, то вхідний опір транзистора зі СБ буде малим.

Низький вхідний опір схеми зі СБ є її суттєвим недоліком, оскільки він шунтує опір навантаження попереднього каскаду, що знижує його коефіцієнт підсилення.

Транзистор зі спільним емітером

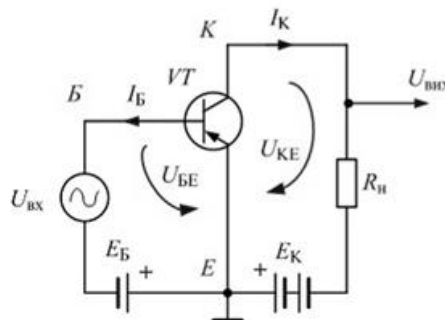


Рис.2.13. Схема зі спільним емітером (СЕ)

В схемі зі СЕ (рис.2.13) вхідним струмом є струм бази I_B , а вихідним – струм колектора I_K , відповідно, вхідною напругою є U_{BE} , а вихідною – напруга U_{KE} .

Вхідним струмом цієї схеми є струм I_B , тому вона визначається диференціальним коефіцієнтом передачі струму бази

$$\frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \beta > 1.$$

Така схема підсилює струм і потужність.

Знайдемо зв'язок між коефіцієнтами передачі струму в схемі зі СЕ (β) і СБ (α).

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{\Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_K} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E - \Delta I_K} = \frac{1}{\frac{\Delta I_E}{\Delta I_K} - 1} \Bigg|_{\substack{\Delta I_E = 1 \\ \Delta I_K = \alpha}} = \frac{1}{\frac{1}{\alpha} - 1} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

Звідси

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}.$$

Відомо, що

$$\beta = \frac{2\gamma L_p^2}{W^2}.$$

Таким чином, коефіцієнт β збільшується зі зменшенням товщини бази W та збільшенням коефіцієнту інжекції емітера γ , однак це призводить до зменшення допустимої напруги на колекторі.

Вхідний опір транзистора зі СЕ є достатньо високим та визначається за формулою

$$R_{\text{вхСЕ}} = \frac{U_{BE}}{I_B}$$

і оскільки $I_B \ll I_E$, то $R_{\text{вхСЕ}} \gg R_{\text{вхСБ}}$, що є перевагою схем з СЕ.

До недоліків схеми зі СЕ відноситься низька, порівняно зі схемою зі СБ, температурна стабільність. Покажемо це.

Знайдемо вирази, що характеризують зв'язок вихідного струму I_K з вхідним I_B для схеми зі СЕ.

Для цього запишемо вираз з урахуванням співвідношення

$$I_K = \alpha I_E + I_{KB0}, \quad I_E = I_K + I_B.$$

Тоді $I_K(1 - \alpha) = \alpha I_B + I_{KB0}$ або $I_K = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_{KB0} = \beta I_B + I_{KE0}$,

де $I_{KE0} = \frac{I_{KB0}}{1 - \alpha}$.

При $I_B = 0$ $I_K = I_{KB0}$, тому струм I_{KE0} називають початковим колекторним струмом в схемі зі СЕ.

Звідси видно, що при $\alpha = 0,95 \dots 0,99$ струм I_{KE0} в десятки разів більший за струм I_{KB0} , тому він при температурній зміні α зміниться набагато більше, ніж I_{KB0} . Це зменшує температурну стабільність БТ в схемі зі СЕ.

2.5. Аналітична залежність між струмами та напругами БТ

Аналітичну залежність між струмами та напругами в БТ можна отримати, розглядаючи нелінійну статичну модель транзистора (модель Еберса–Молла). Вона дозволяє аналізувати поведінку транзистора за будь-яких комбінацій напруг на $p-n$ переходах. Модель транзистора наведена на рис.2.14.

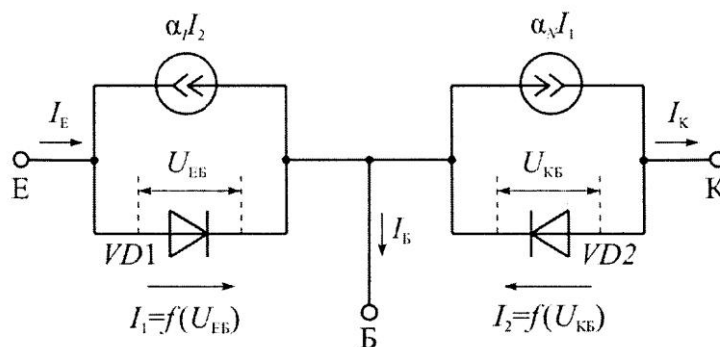


Рис.2.14. Схема заміщення ідеалізованого БП (нелінійна модель Еберса–Молла)

В моделі p - n ЕП та КП розглядаються як діоди, а їх взаємодію відображено генераторами струму α_N і α_i ; де α_N та α_i - прямий та інверсний коефіцієнти передачі струму в схемі з СБ.

Струми, що протікають через діоди, можуть бути записані як

$$I_1 = I_{E0}^1 \left(\exp \frac{U_{EB}}{\varphi_T} - 1 \right),$$

$$I_2 = I_{K0}^1 \left(\exp \frac{U_{KB}}{\varphi_T} - 1 \right),$$

де I_{E0}, I_{K0} – теплові зворотні струми переходів в схемі зі спільною базою (СБ), U_{EB}, U_{KB} – напруги емітер-база та колектор-база, $\varphi_T = kT/e$, k – постійна Больцмана, T – температура в кельвінах, e – заряд електрона.

Струми емітера, колектора та бази зв'язані з внутрішніми струмами моделі відношеннями:

$$I_E = I_1 - \alpha_i I_2,$$

$$I_K = \alpha_N I_1 - I_2,$$

$$I_B = I_E - I_K.$$

Цю модель можна використовувати для будь-якого режиму роботи транзистора: насичення, відсічки, інверсного і активного. Вона містить чотири параметри: $I_{E0}, I_{K0}, \alpha_N, \alpha_i$. Лише три з чотирьох параметрів є незалежними, тому $\alpha_N I_{E0} = \alpha_i I_{K0} = I_S$, де I_S – зворотній струм насичення при $t = 27^\circ C$.

На практиці струми I_1 і I_2 виміряти не можливо. Тому виразимо їх через струми I_{E0} і I_{K0} , які вимірюються відповідно при $U_K = 0$ і $U_E = 0$.

Розірвемо коло емітера та подамо на колекторний p - n перехід (діод VD2) зворотну напругу $|U_K| \gg \varphi_T$. У колі колектора буде проходити зворотний колекторний струм I_{K0} . При умові $I_E = I_1 - \alpha_i I_2 = 0$ маємо $I_1 = \alpha_i I_2$. За умови $|U_K| \gg \varphi_T$ маємо $I_2 = I_{K0}^1 \left(\exp \frac{U_{KB}}{\varphi_T} - 1 \right) = -I_{K0}^1$. Підставляючи ці значення в

рівняння ($I_2 = I_{K0}^1 (\exp \frac{U_{KB}}{\varphi_T} - 1)$) і враховуючи, що за цих умов $I_K = I_{K0}^1$,

знаходимо:

$$I_{K0}^1 = \frac{I_{KB0}}{1 - \alpha_N \alpha_i}.$$

Для розірваного колекторного кола та за великої зворотної напруги на емітерному переході (діод VD1) $|U_E| \gg \varphi_T$ аналогічним шляхом одержимо:

$$I_{E0}^1 = \frac{I_{EB0}}{1 - \alpha_N \alpha_i}.$$

Тоді струми емітера, колектора та бази:

$$I_E = I_1 - \alpha_i I_2 = \frac{I_{EB0}}{1 - \alpha_N \alpha_i} (\exp \frac{U_{EB}}{\varphi_T} - 1) - \frac{\alpha_i I_{KB0}}{1 - \alpha_N \alpha_i} (\exp \frac{U_{KB}}{\varphi_T} - 1)$$

$$I_K = \alpha_N I_1 - I_2 = \frac{\alpha_N I_{EB0}}{1 - \alpha_N \alpha_i} (\exp \frac{U_{EB}}{\varphi_T} - 1) - \frac{I_{KB0}}{1 - \alpha_N \alpha_i} (\exp \frac{U_{KB}}{\varphi_T} - 1)$$

$$I_B = I_E - I_K = \frac{(1 - \alpha_N) I_{EB0}}{1 - \alpha_N \alpha_i} (\exp \frac{U_{EB}}{\varphi_T} - 1) + \frac{(1 - \alpha_i) I_{KB0}}{1 - \alpha_N \alpha_i} (\exp \frac{U_{KB}}{\varphi_T} - 1).$$

Це і є рівняннями ВАХ ідеалізованого БТ, графічні залежності яких показані на рис.2.15.

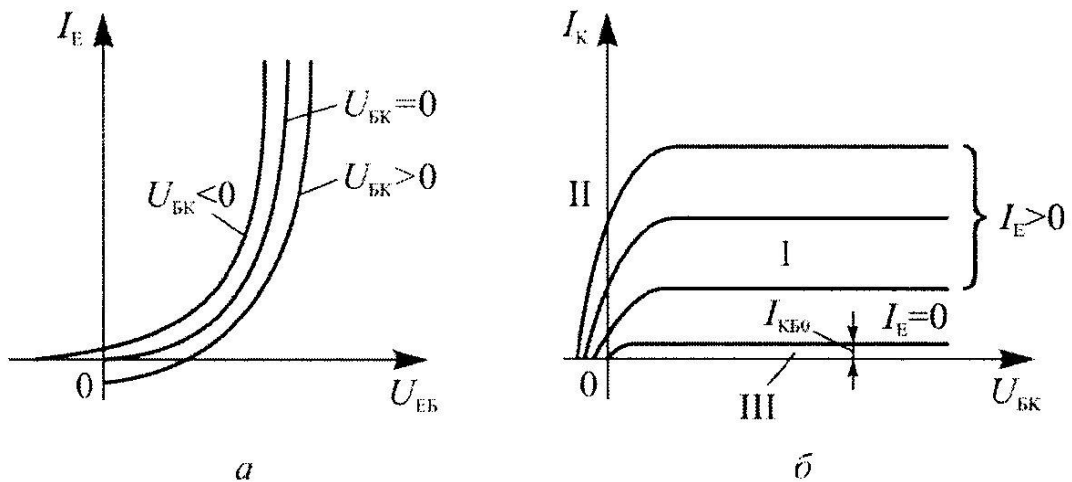


Рис.2.15. Сімейства статичних емітерних (а) та колекторних (б) характеристик ідеалізованого БТ

Емітерна характеристика, якщо $U_{БК} = 0$ (рис.2.15, а), – це пряма гілка ВАХ ЕП. Якщо $U_{БК} > 0$, криві зсуваються праворуч і вниз. Якщо $U_{БК} < 0$, то криві незначно зсуваються ліворуч і ввєрх. Якщо $|U_{БК}| \gg \varphi T$, то колекторна напруга майже не впливає. Сімейство колекторних характеристик зображають у першому квадранті, незважаючи на те, що $U_{БК}$ може мати від’ємні значення (рис.2.15, б). На ньому: I – зона активного режиму, зона II – зона насичення, зона III – зона відсічки.

2.6. Малосигнальні схеми заміщення транзистора

В загальному випадку транзистор можна представити як активний (здатний перетворювати енергію джерела сигналу) нелінійний чотирьохполосник (рис.2.16,а), який описується сімейством характеристик, що складаються з нелінійних функцій двох змінних $i_2=f_1(i_1, u_2)$ та $u_1=f_2(i_1, u_2)$.

В залежності від схеми ввімкнення транзистора i_1, i_2, u_1, u_2 відповідають ті чи інші реальні напруги і струми.

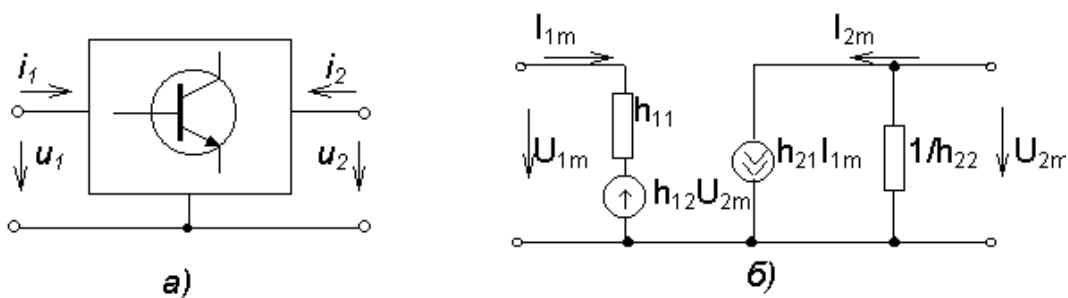


Рис.2.16. Транзистор, як чотирьохполосник – (а), еквівалентна схема БТ – (б)

Однак на практиці часто приходиться вирішувати задачу підсилення малих сигналів. Малим називається змінний сигнал, при якому функціональна зміна залежних змінних лінійно пов’язана зі зміною незалежних. Це квазілінійний режим. В цьому випадку на постійні складові струмів $I(0)$ и напруг $U(0)$ визначають робочу точку транзистора накладені малі змінні сигнали $\Delta I(t), \Delta u(t)$

$$I_2 = I_2(0) + \Delta I_2(t) \quad u_1 = u_1(0) + \Delta u_1(t)$$

$$I_2 = I_2(0) + \Delta I_2(t) \quad u_2 = u_2(0) + \Delta u_2(t)$$

В лінійному режимі транзистор характеризується системою мало сигнальних параметрів.

Зв'язок між малими приростами лінійний і визначається повними диференціалами функцій f_1 и f_2 :

$$\Delta u_1 = \frac{\partial u_1}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \Delta u_2$$

$$\Delta I_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial I_2}{\partial u_2} \Delta u_2$$

Похідні перед незалежними змінними позначимо символами h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} и будемо називати h -параметрами транзистора. (В залежності від схем ввімкнення в позначення будемо добавляти індекс, наприклад, h_{11E} або h_{11B} або h_{11K}). Задамо приріст струмів и напруг в вигляді малих гармонічних коливань. Тоді можна записати:

$$U_{1m} = h_{11} I_{1m} + h_{12} U_{2m} ;$$

$$I_{2m} = h_{21} I_{1m} + h_{22} U_{2m} .$$

Цим рівнянням відповідає еквівалентна схема (рис.2.16,б). Де h -параметри мають наступний зміст:

$$h_{11} = \left. \frac{U_{1m}}{I_{1m}} \right|_{\text{при } U_{2m}=0}$$

– **вхідний опір** транзистора при коротку замиканні на виході для малої змінної складової струму (режим короткого замикання за змінним струмом);

$$h_{12} = \left. \frac{U_{1m}}{U_{2m}} \right|_{\text{при } I_{1m}=0}$$

– **коефіцієнт зворотного зв'язку** за напругою при розімкнутому вході для змінної складової струму;

$$h_{21} = \left. \frac{I_{2m}}{I_{1m}} \right|_{\text{при } U_{2m}=0}$$

– диференціальний коефіцієнт передачі струму при при коротку замиканні на виході для малої змінної складової;

$$h_{22} = \left. \frac{I_{2m}}{U_{2m}} \right|_{\text{при } I_{1m}=0}$$

– вихідна провідність транзистора при розімкнутому вході для змінної складової.

Використовуються h -параметри на низьких частотах, коли вплив ємності переходів не значний. На високих частотах між змінними складовими струмів и напруг з'являються фазові зсуви і параметри становляться комплексними. Тоді

$$\dot{U}_1 = H_{11} \dot{I}_1 + H_{12} \dot{U}_2$$

$$\dot{I}_2 = H_{21} \dot{I}_1 + H_{22} \dot{U}_2 .$$

В цьому випадку використовуються Y -параметри.

Якщо в якості незалежних змінних вибрати u_1 и u_2 , то виконавши аналогічну лінеаризацію, отримаємо систему Y -параметрів (всі Y -параметри мають розмірність провідності См).

$$\dot{I}_1 = Y_{11} \dot{U}_1 + Y_{12} \dot{U}_2$$

$$\dot{I}_2 = Y_{21} \dot{U}_1 + Y_{22} \dot{U}_2$$

Визначення h -параметрів за ВАХ

Низькочастотні значення h -параметрів транзистора можна знайти з допомогою сімейств вхідних и вихідних характеристик. Для цього:

1. Відмічають на характеристиках положення робочої точки за постійним струмом, в якій визначаються h -параметри.
2. Визначаються малі прирости струмів и напруг відносно робочої точки и розраховують h -параметри.

В якості прикладу визначимо значення h_{11E} , h_{12E} , h_{21E} , h_{22E} – параметрів транзистора в робочій точці, яка задається величинами $I_B(0)$, $I_K(0)$, $U_{BE}(0)$, $U_{KE}(0)$.

Параметри h_{22E} и h_{21E} визначають за вихідними характеристикам (рис.2.16).

$$h_{22E} = \left. \frac{\Delta i_K}{\Delta u_{KE}} \right|_{\text{при } i_B = \text{const}}$$

Умова $i_B = \text{const}$ рівнозначна відсутності змінної складової I_{Bm} . За характеристиками визначаємо $\Delta i_K = I'_K - I_K(0)$ та $\Delta u_{KE} = U'_{KE} - U_{KE}(0)$. Відзначимо, що приріст вибирають вздовж характеристики, знятої при $i_B = I_B(0)$.

$$h_{21E} = \left. \frac{\Delta i_K}{\Delta i_B} \right|_{\text{при } u_{KE} = \text{const}}$$

При цьому $\Delta i_K = I''_K - I_K(0)$ та $\Delta i_B = I'_B - I_B(0)$

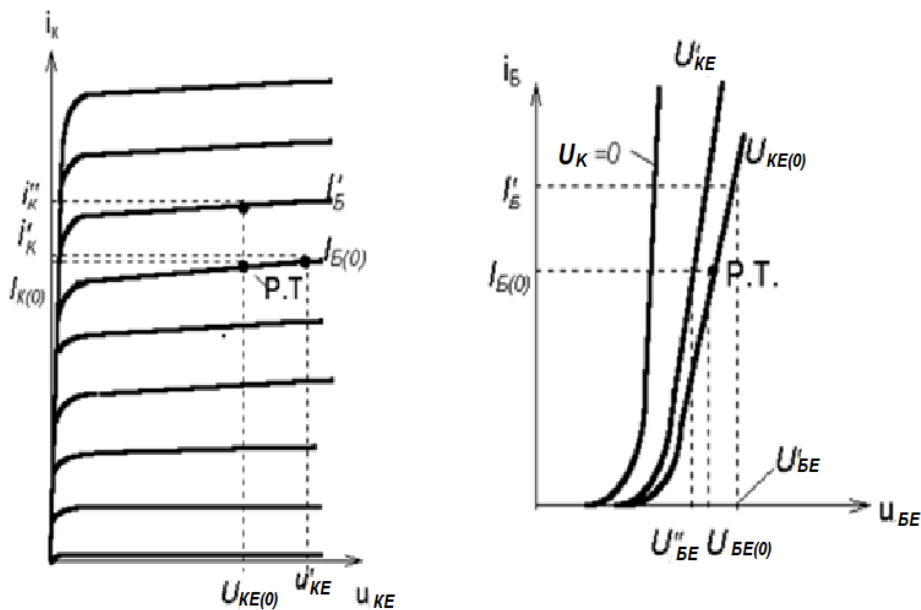


Рис.2.16 та рис.2.17. Визначення h – параметрів за ВАХ

Параметри h_{11E} та h_{12E} визначаються аналогічно за вхідними характеристиками транзистора (рис.2.17).

$$h_{11E} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{\text{при } u_{KE} = \text{const}}$$

де $\Delta u_{BE} = U'_{BE} - U_{BE}(0)$ та $\Delta i_B = I'_B - I_B(0)$

$$h_{12E} = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{KE}} \right|_{\text{при } i_B = \text{const}}$$

де $\Delta u_{BE} = U_{BE}(0) - U'_{BE}$ та $\Delta u_{KE} = U_{KE}(0) - U'_{KE}$

Між системами параметрів є залежність, тому завжди можна перейти від однієї системи параметрів до іншої, якщо це необхідно. Формули переходу знаходяться шляхом розв'язку відповідних рівнянь відносно незалежних параметрів.

Для прикладу розглянемо перехід від системи h -параметрів до системи u -параметрів.

У системи h -параметрів U_1 та I_2 є функціями I_1 і U_2 , у системі u -параметрів функціями є I_1 та I_2 , у системі z -параметрів – функції U_1 і U_2 :

Система h -параметрів

$$U_1 = h_{11} \cdot I_1 + h_{12} \cdot U_2$$

$$I_2 = h_{21} \cdot I_1 + h_{22} \cdot U_2$$

Система u -параметрів

$$I_1 = y_{11} \cdot U_1 + y_{12} \cdot U_2$$

$$I_2 = y_{21} \cdot U_1 + y_{22} \cdot U_2$$

Система z -параметрів (r)

$$U_1 = z_{11} \cdot I_1 + z_{12} \cdot I_2$$

$$U_2 = z_{21} \cdot I_1 + z_{22} \cdot I_2$$

З першого рівняння h -параметрів виразимо I_1 , а з другого I_2 :

$$I_1 = \frac{1}{h_{11}} \cdot U_1 - \frac{h_{12}}{h_{11}} \cdot U_2; \quad I_2 = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot U_1 - \frac{h_{21} \cdot h_{12}}{h_{11}} \cdot U_2 + \frac{h_{22} \cdot h_{11}}{h_{11}} \cdot U_2;$$

Приведемо отримані рівняння до більш зручного вигляду і усиновимо зв'язок з u параметрами:

$$I_1 = \frac{1}{h_{11}} \cdot (1 \cdot U_1 - h_{12} \cdot U_2) \quad y_{11} = \frac{1}{h_{11}}; \quad y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}.$$

$$I_2 = \frac{1}{h_{11}} \cdot (h_{21} \cdot U_1 + |h| \cdot U_2) \quad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}; \quad y_{22} = \frac{|h|}{h_{11}}$$

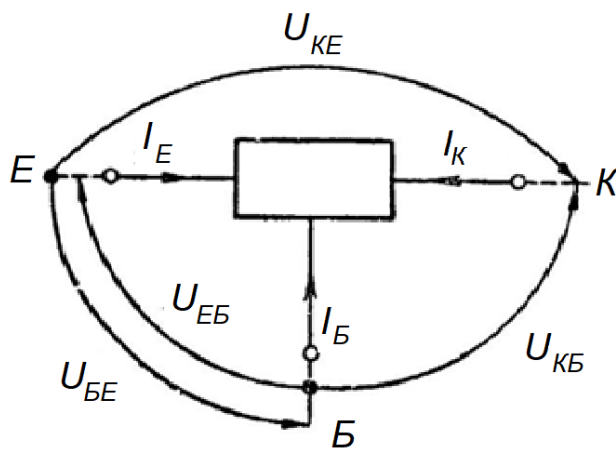
$$\text{де } |h| = h_{22} \cdot h_{11} - h_{21} \cdot h_{12}.$$

Аналогічним чином встановлюються зв'язки між усіма системами параметрів.

Зв'язок між системами для різних схем ввімкнення транзисторів

При переході до іншої схеми ввімкнення транзистора його параметри міняються. Тому завжди використовується додатковий індекс параметра, який показує як ввімкнений транзистор. Наприклад: h_{11B} – схема зі спільною базою, h_{11E} – зі спільним емітером, h_{11K} – зі спільним колектором.

Перерахунок параметрів транзистора з однієї схеми ввімкнення в іншу може бути виконаний таким чином. Розглянемо транзистор як триполюсник, позначимо всі напруги і струми:



Видно що
 $U_{BE} = -U_{EB}$;
 $U_{KE} = U_{BE} + U_{KB}$;
 $U_{KE} \approx U_{KB}$, бо $U_{BE} \ll U_{KB}$
 А також, що
 $I_E + I_K + I_B = 0$;

Рис.2.19. Розподіл напруг і струмів в БТ

Запишемо рівняння h - параметрів для схеми зі спільною базою:

$$U_{EB} = h_{11B} \cdot I_E + h_{12B} \cdot U_{KB}$$

$$I_K = h_{21B} \cdot I_E + h_{22B} \cdot U_{KB}$$

Використавши попередні вирази зробимо перехід до схеми зі спільним емітером:

$$-U_{BE} = -h_{11B} \cdot (I_K + I_B) + h_{12B} \cdot U_{KE}$$

$$I_K = -h_{21B} \cdot (I_K + I_B) + h_{22B} \cdot U_{KE}$$

Звідси знайдемо:

$$U_{BE} = \frac{h_{11Б}}{1 + h_{21Б}} \cdot I_B + \left(\frac{h_{22Б} \cdot h_{11Б}}{1 + h_{12Б}} - h_{12Б} \right) \cdot U_{KE}$$

$$I_K = -\frac{h_{21Б}}{1 + h_{21Б}} \cdot I_B + \frac{h_{22Б}}{1 + h_{21Б}} \cdot U_{KE}$$

Отримані наступні h -параметри для схеми зі спільним емітером:

$$h_{11E} = \frac{h_{11Б}}{1 + h_{21Б}}; \quad h_{12E} = \frac{h_{22Б} \cdot h_{11Б}}{1 + h_{12Б}} - h_{12Б}; \quad h_{21E} = -\frac{h_{21Б}}{1 + h_{21Б}}; \quad h_{22E} = \frac{h_{22Б}}{1 + h_{21Б}}.$$

Аналогічно можна виконати перетворення і для інших схем ввімкнення.

Розглянуті вище параметри мають різні області застосування. Для вимірювання на низьких частотах найбільш зручними є h – параметри.

Схеми заміщення при аналізі підсилювальних каскадів

З допомогою схем заміщення транзистора можна розрахувати параметри підсилювальної схеми для сигналів малої амплітуди. Для прикладу проведемо розрахунок підсилювального каскаду (рис.2.18).

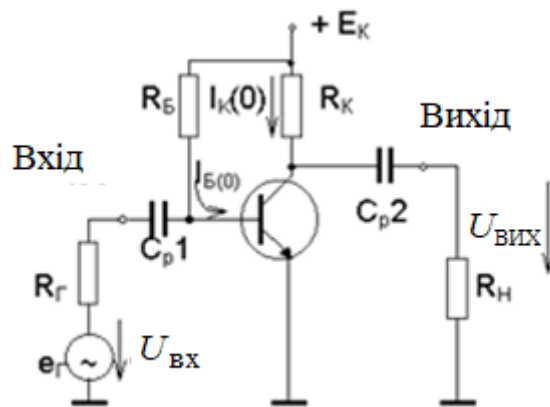


Рис.2.18. Підсилювач малого сигналу зі СЕ

Підсилювальний каскад повинен мати нелінійний керуючий елемент (даному випадку транзистор), джерело електричної енергії и допоміжні елементи. В вхідному колі включається джерело сигналу, а в вихідному - навантаження.

В подальшому будемо описувати джерело сигналу в вигляді генератора з напругою e_G и внутрішнім опором R_G , а навантаження – резистором R_H (в багатьох випадках навантаження може стояти на місці резистора R_K). На рис.2.18 приведена схема підсилювального каскаду з СЕ.

Полярність джерела живлення E_K забезпечує роботу транзистора в **активному** режимі (емітерний перехід відкритий, колекторний закритий).

Резистори R_B и R_K задають необхідні постійні складові струмів в колах транзистора и постійні напруги на його електродах – **робочу точку транзистора**, від вибору якої залежить підсилення каскаду, ККД та спотворення сигналу. Для того, щоб джерело сигналу и навантаження не впливало на режим роботи транзистора за постійним струмом, включені роздільчі конденсатори C_{P1} и C_{P2} , які мають в робочому діапазоні частот малі опори.

Використаємо НЧ схему заміщення БТ зображену на рис.2.16. Складемо малосигнальну еквівалентну схему підсилювача (рис.2.19), де $I_{Bm} = I_{1m}$ а $I_{Km} = I_{2m}$.

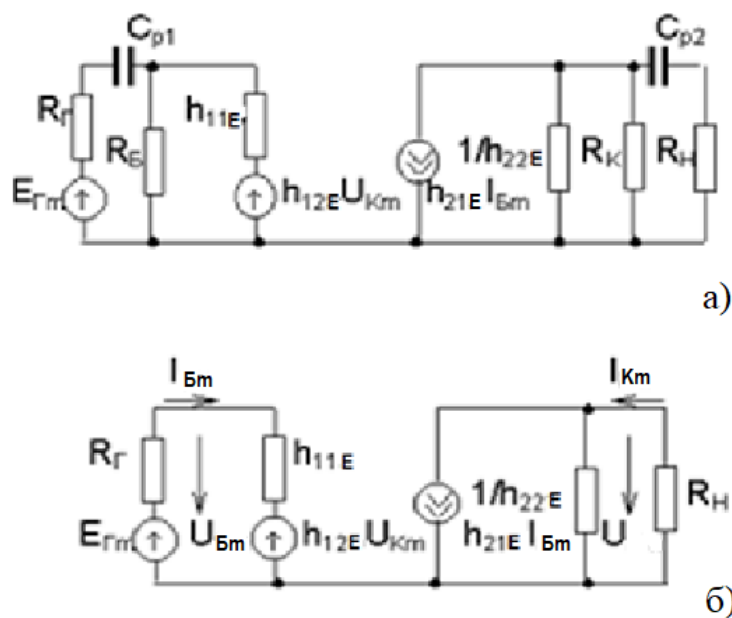


Рис.2.19. Еквівалентна схема підсилювача

На рис.2.19,а джерело постійно напруги E_K замкнемо на коротко (його опір змінному струмові близький до нуля) замінено також транзистор малосигнальною схемою заміщення.

Вважаємо, що опіри роздільних конденсаторів в робочому діапазоні частот близькі до нуля, а опори R_B и R_K великі ($R_B \gg h_{11E}$, $R_K \gg R_H$). Тоді схема спрощується рис.2.19,б. Тоді для струмів та напруг транзистора запишемо:

$$U_{Bm} = h_{11E} \cdot I_{Bm} + h_{12E} \cdot U_{Km}$$

$$I_{Km} = h_{21E} \cdot I_{Bm} + h_{22E} \cdot U_{Km}$$

Крім того, додаємо два рівняння, які описують джерело сигналу та навантаження:

$$U_{Km} = - R_H I_{Km}$$

$$E_{Em} = U_{Bm} + I_{Bm} R_2$$

Із рішення цих рівнянь можна отримати всі розрахункові формули.

$$K_U = - \frac{h_{21E} R_H}{h_{11E} + \Delta h_E R_H} \approx - \frac{h_{21E} R_H}{h_{11E}}$$

$$K_I = \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E} R_H} \approx h_{21E}$$

$$R_{BX} = \frac{h_{11E} + \Delta h_E R_H}{1 + h_{22E} R_H} \approx h_{11E}$$

$$R_{BHX} = \frac{h_{11E} + R_\Gamma}{h_{22E} R_\Gamma + \Delta h_E} \approx \frac{1}{h_{22E}}$$

де: $\Delta h_E = h_{22E} h_{11E} - h_{12E} h_{21E}$. Відзначимо, що, як правило, $\Delta h_E \cdot R_H \ll h_{11E}$;

$\Delta h_E \ll h_{22E} \cdot R_\Gamma$ та $h_{11E} \ll R_\Gamma$.

Приклад: $h_{11E} = 0,14$ кОм; $h_{12E} = 4,3 \cdot 10^{-4}$; $R_H = 1$ кОм;

$h_{21E} = 45$; $h_{22E} = 1,8 \cdot 10^{-4}$ См; $R_\Gamma = 10$ кОм.

При цьому:

$\Delta h_E \approx 5 \cdot 10^{-3}$; $\Delta h_E \cdot R_H = 5,0$ Ом $\ll h_{11E}$; $h_{22E} \cdot R_\Gamma = 1,8 \gg \Delta h_E$.

тобто:

$$K_U = 45 \cdot 10 / 1,4 = 32 ;$$

$$R_{BX} = 0,14 \text{ кОм} ;$$

$$K_I = 45 ;$$

$$R_{ВИХ} = 50 \text{ кОм}$$

2.7. Схеми заміщення з одним джерелом

Розглянуті схеми заміщення мають два джерела. Це не завжди зручно, тому розроблено ряд схем заміщення з одним джерелом.

Системи заміщення є двох видів:

- Т-подібні (рис.2.21 – з джерелом напруги та рис.2.22 – з джерелом струму),
- П-подібні (рис.2.23).

Т-подібна схема заміщення біполярного транзистора

Таку схему заміщення транзистора можна отримати виходячи з його z-параметрів. На НЧ реактивні елементи не впливають на проходження струмів у транзисторі, тому рівняння z-параметрів має вигляд:

$$U_1 = r_{11} \cdot I_1 + r_{12} \cdot I_2$$

$$U_2 = r_{12} \cdot I_1 + r_{22} \cdot I_2$$

У другому рівнянні додамо і віднімемо величину $r_{12} \cdot I_1$:

$$U_1 = r_{11} \cdot I_1 + r_{12} \cdot I_2$$

$$U_2 = r_{12} \cdot I_1 + r_{22} \cdot I_2 + (r_{22} - r_{12}) \cdot I_2$$

Підкреслені вирази є рівнянням пасивного чотирьохполюсника, який може бути представлений Т-подібною схемою заміщення.

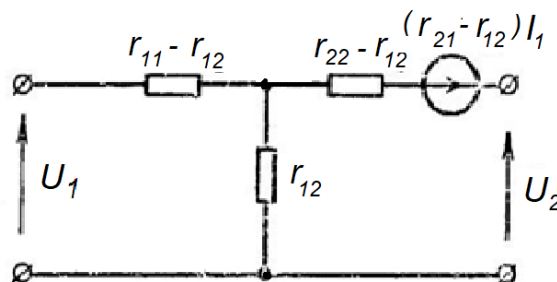


Рис.2.20. Т-подібна схема заміщення БТ

Член $(r_{21} - r_{12}) \cdot I_1$ це джерело напруги, величина якого не залежить від властивостей зовнішнього по відношенню до нього кола. Він є частиною вихідної напруги, що зумовлена дією вхідного струму I_1 .

У багатьох випадках вигідніше використовувати схему не з джерелом напруги $(r_{21} - r_{12}) \cdot I_1$ а з джерелом струму αI_1 , величина якого не залежить від властивостей зовнішнього кола.

Струм еквівалентного генератора, що замінює джерело напруги, буде

$$I_{EG} = \frac{U_{EG}}{r_{22} - r_{12}} = \frac{r_{21} - r_{12}}{r_{22} - r_{12}} I \approx \frac{r_{21}}{r_{22}} I$$

З другого рівняння при умові $U_2=0$ знаходимо,

$$\frac{r_{21}}{r_{22}} = \frac{I_1}{I_2} = \alpha$$

Тоді схема матиме вигляд зображений на рис.2.21. Це Т-подібна схема схема заміщення БТ.

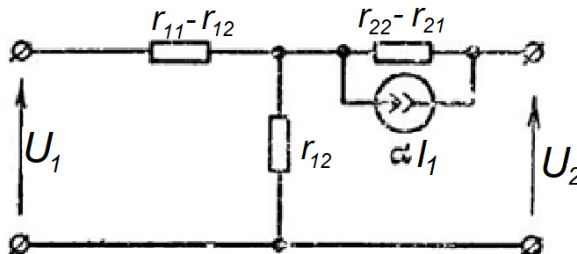


Рис.2.21. Т-подібна схема заміщення БТ

Найчастіше Т-подібна схема використовується для схем зі СБ.

П-подібна схема заміщення біполярного транзистора

П-подібна схема заміщення біполярного транзистора будується на використанні у-параметрів

$$I_1 = y_{11} \cdot U_1 + y_{12} \cdot U_2$$

$$I_2 = y_{21} \cdot U_1 + y_{22} \cdot U_2$$

Аналогічно можна отримати чотирьохполосник, який може бути представлений П-подібною схемою заміщення (рис.2.22).

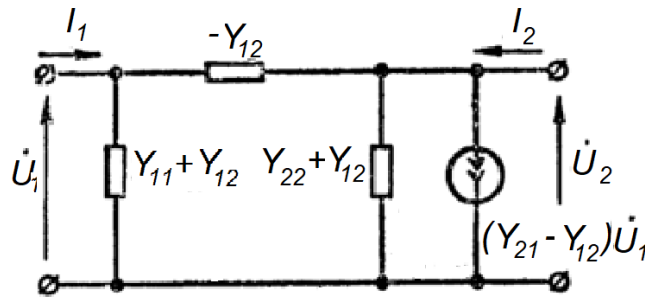


Рис.2.22. П-подібна схема заміщення БТ

Вираз $(y_{21} - y_{12}) \cdot U_1$ є джерелом струму, величина якого не залежить від властивостей зовнішнього по відношенню до нього кола. Він визначає частину вихідного струму I_2 , зумовлену дією входньої напруги U_1 . За основу цієї схеми беруть схему ввімкнення транзистора зі спільним емітером.

Значним недоліком П-подібною схеми заміщення є залежність її параметрів від частоти. Тому, щоб працювати з цією схемою, треба спочатку встановити залежність її параметрів від частоти.

2.8. Підсилювач напруги на НЧ

Підсилювач напруги – це пристрій, головним завданням якого є досягнення максимально можливого коефіцієнта підсилення сигналу за напругою з найменшими спотвореннями його в частотному діапазоні. Схема найпростішого підсилювача напруги з фіксованим струмом бази зображена на рис.2.18.

Графічний розрахунок підсилювального каскаду

Вважаємо, що джерело сигналу по відношенню до транзистора є генератором струму $i_{\Gamma} \approx I_{\Gamma m} \sin \omega t$, де $I_{\Gamma m} = E_{\Gamma m} / R_{\Gamma}$. Тоді повний вхідний струм транзистора можна вважати відомим:

$$i_B = I_{B(0)} + I_{\Gamma m} \sin \omega t .$$

Опір навантаження вважаємо більшим $R_H \gg R_K$.

На вихідних характеристиках (рис.2.25) $i_K=f(i_B, u_{KE})$ побудуємо лінію навантаження. Це – пряма лінія (геометричне місце робочих точок А), що проходить через точку E_K на осі абсцис и через точку E_K/R_K , на осі ординат.

Можна записати:

$$i_K = \frac{E_K - U_{KE}}{R_K}, \text{ або } E_K = i_K R_K + U_{KE},$$

де $(E_K - U_{KE})$ – падіння напруги на резисторі R_K . По-скільки через транзистор и резистор R_K протікає один і той же струм i_K , то його величина та напруга u_{KE} можуть бути знайденими шляхом рішення системи рівнянь:

$$\begin{cases} i_K = f(i_B, u_{KE}) \\ i_K = \frac{E_K - u_{KE}}{R_K} \end{cases}.$$

Ця система може бути вирішена графічно, шляхом знаходження перетину навантажувальної лінії з графіками вихідних характеристик транзистора.

Для визначення параметрів режиму за постійним струмом прийемо $e_T=0$. (Робоча точка А). Тоді значення постійної складової струму колектора $I_K(0)$ и напруги $U_{KE}(0)$ визначаються перетином навантажувальної лінії и статичної характеристики транзистора, знятої при $i_B = I_B(0)$ (див. рис.2.23, точка А).

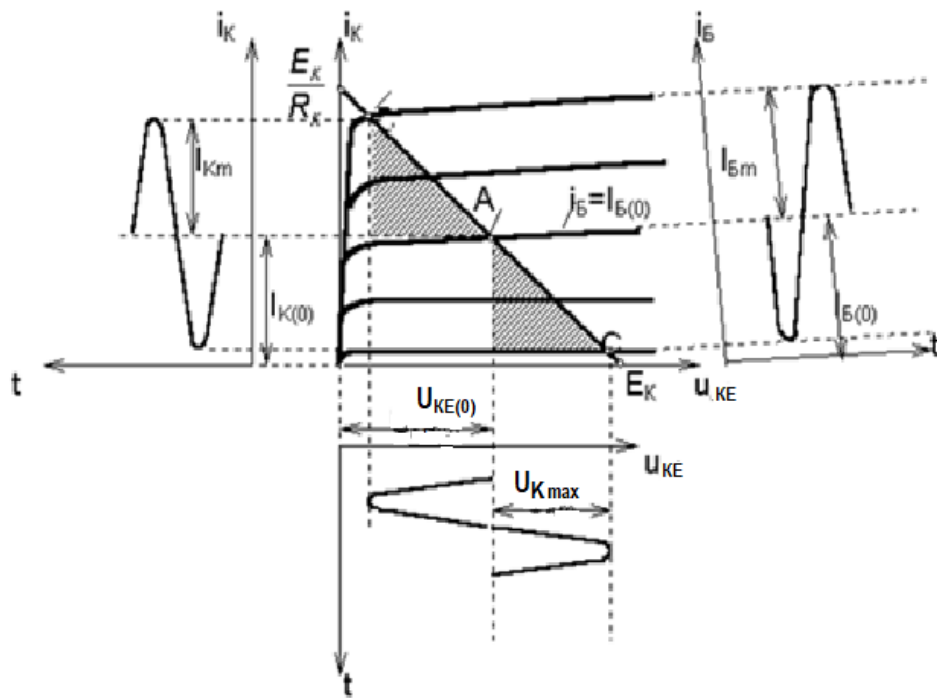


Рис.2.23. До пояснення підсилення сигналу (вихідна ВАХ)

При подачі на вхід каскаді напруги e_{Γ} струм бази буде змінюватися відносно $I_B(0)$ за синусоїдальним законом з амплітудою

$$I_{Bm} = \frac{E_{\Gamma m}}{R_{\Gamma}}$$

і робоча точка буде переміщуватися по навантажувальній лінії між точками В та С. Відповідно буде змінюватися струм колектора з амплітудою I_{Km} біля значення $I_{K(0)}$ а напруга на колекторі з амплітудою U_{Km} біля значення $U_{KE(0)}$. При цьому струм колектора i_K буде знаходитися в фазі зі струмом бази i_B , а вихідна напруга u_{KE} в протифазі.

Робочу точку А треба вибирати так, щоб не було спотворень амплітуди колекторного струму і він був найбільший за значенням. Є три способи задання необхідного струму бази для забезпечення необхідної робочої точки. Це – фіксований струм, фіксована напруга та два окремих джерела живлення (базове та колекторне). За звичай використовуються перші два способи.

Вибір робочої точки за допомогою фіксованого базового струму

Вибір робочої точки за допомогою фіксованого базового струму забезпечується підключенням базового резистора R_B до джерела живлення E_K (рис.2.24).

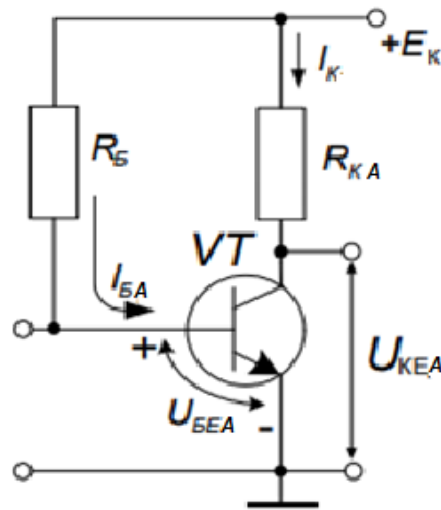


Рис.2.24. Підсилювач з фіксованим струмом бази

Величина базового резистора визначається виразом

$$R_B = \frac{E_K - U_{BEА}}{I_{BA}} \approx \frac{E_K}{I_{BA}}$$

Можна вважати, величина базового струму практично не залежить від параметрів транзистора і при їх зміні залишається постійною. Такий спосіб вибору робочої точки відзначається простотою забезпечення початкового струму бази і дозволяє легко задати точку на ВАХ транзистора за допомогою лише джерела колекторного живлення E_K .

Однак слід пам'ятати, що транзистори мають великий розкид параметрів і їх залежність від температури. Розглянутий спосіб вибору робочої точки не може забезпечити її стабільність при заміні транзистора. Потрібно підбирати величину резистора R_B для кожного конкретного транзистора). А при зміні температури навколишнього середовища змінюється опір ділянки база–емітер транзистора, що призводить до зміщення робочої точки. Тому такий спосіб

фіксації робочої точки на навантажувальній прямій придатний тільки за малих коливань температури (в діапазоні не більше $\pm 20^{\circ}\text{C}$).

Вибір робочої точки за допомогою фіксованої напруги

На рис.2.25 показана схема, що дозволяє вибрати робочу точку транзистора шляхом фіксації базової напруги.

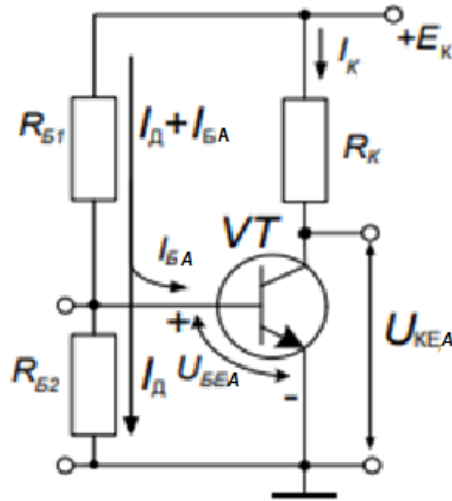


Рис.2.25. Підсилювач з фіксованою напругою бази

В схемі напруга зміщення подається на базу транзистора від джерела живлення E_K через подільник напруги на опорах R_{B1} та R_{B2} . Падіння напруги на резисторі R_{B2} забезпечує напругу зміщення транзистора.

Опори резисторів подільника визначаються як:

$$R_{B1} = \frac{E_K - U_{BEA}}{I_{BA} + I_{ПОД}} \quad R_{B2} = \frac{U_{BEA}}{I_{ПОД}}$$

де $U_{BEA} = R_{B2} \cdot I_{ПОД}$, $I_{ПОД}$ – струм подільника, який вибирають у межах $(2 \div 5) I_{БР}$.

Така схема покращує стабільність роботи підсилювача, оскільки зміна струмів у колах транзистора із-за різних причин мало впливає на величину U_{BEA} , мало впливає на положення робочої точки на навантажувальній прямій.

Якщо знехтувати незначним внутрішнім опором джерела живлення E_K , то видно, що резистори R_{B1} і R_{B2} для змінної складової вхідного сигналу включені паралельно один одному та вхідному опорі транзистора. Тому потрібно, щоб

$$R_B = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \gg R_{exVT} \approx h_{11E}$$

В іншому випадку еквівалентний опір діляника буде впливати на вхідний опір (зменшувати його) підсилувача.

Даний спосіб вибору робочої точки є менш економічним, в порівнянні з фіксованим базовим струмом, оскільки в базовому ділянику додатково тратиться енергія.

Незважаючи на це така схема найчастіше використовується в підсилувачах. Вона мало критична до заміни транзисторів, забезпечує стабільність положення робочої точки транзистора в широкому діапазоні температур (до $\pm 30^\circ\text{C}$).

Для визначення вхідної напруги u_{BE} скористується вхідною характеристикою транзистора $i=f(u_{BE})$ при $u_{KE}=U_{K(0)}$ рис.2.26.

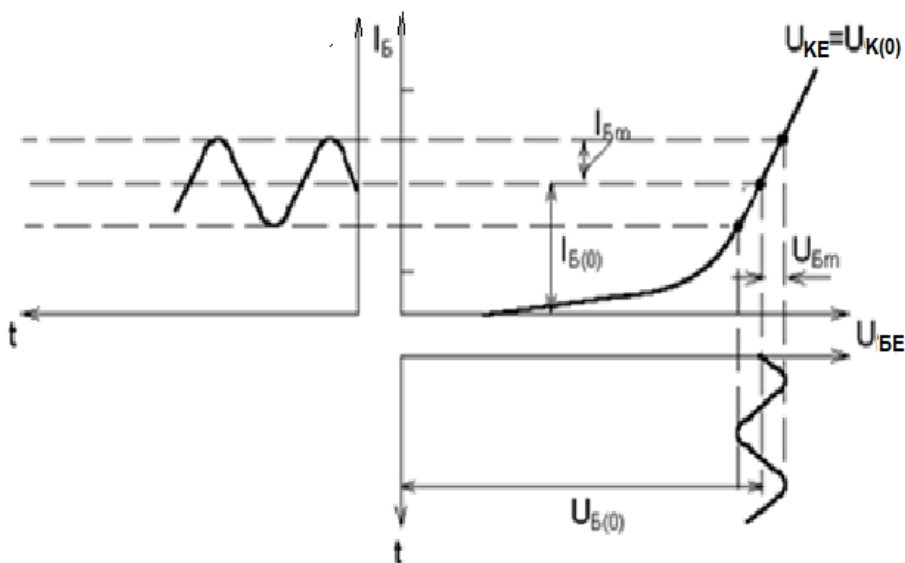


Рис.2.26. До пояснення підсилення сигналу (вхідна ВАХ)

Вихідна напруга в каскаді зі СЕ протифазна вхідній.

Основними параметрами підсилювального каскаду є:

$$K_U = \frac{U_{VIXm}}{U_{VXm}} - \text{коефіцієнт підсилення за напругою};$$

$$K_I = \frac{I_{ВІХm}}{I_{ВХm}} - \text{коефіцієнт підсилення за струмом};$$

$$K_P = \frac{P_{ВІХm}}{P_{ВХm}} = K_U K_I - \text{коефіцієнт підсилення за потужністю};$$

$$R_{ВХ} = \frac{U_{ВХm}}{I_{ВХm}} - \text{вхідний опір};$$

$$R_{ВІХ} = \frac{U_{ВІХmXX}}{I_{ВІХmKЗ}} - \text{вихідний опір},$$

де $U_{ВІХmXX}$ – вихідна напруга при $R_H = \infty$,

$I_{ВІХmKЗ}$ – вихідний струм при $R_H = 0$;

$$\eta = \frac{P_{ВІХ}}{P_0} - \text{коефіцієнт корисної дії (ККД)}.$$

Вихідна потужність визначиться виразом $P_{ВІХ} = \frac{1}{2} I_{ВІХm} U_{ВІХm}$, (1/2 – тому, що при визначенні потужності використовується діюче значення).

Потужність, яку споживає каскад

$$P_0 = I_K E_K.$$

Таблиця 2.1.

Порівняння трьох схем ввімкнення транзистора

	K_u	K_i	K_p	$R_{вх}$	$R_{вих}$	Зсув фази
СБ	$\alpha \cdot \frac{R_k}{h_{11Б}}$	$\alpha \approx 1$	K_u	малий	великий	немає
СЕ	$\beta \cdot \frac{R_k}{h_{11Е}}$	β	$\beta^2 \cdot \frac{R_k}{h_{11Е}}$	середній	великий	$\epsilon (180^\circ)$
СК	< 1	$\beta + 1$	K_i	середній	малий	немає

Аналізуючи отримані результати (табл.2.1), можна зробити наступні висновки:

1. Схема з СЕ має високий коефіцієнт підсилення як за напругою, так і за струмом. В неї саме високе підсилення за потужністю. Схема обертає фазу сигналу на 180 град. Це сама розповсюджена схема.

2. Схема зі СБ підсилює напругу (приблизно, так як і схема з СЕ, тому, що $h_{11E} = \beta h_{11B}$), але не підсилює струм. Фаза вихідної напруги по відношенню до вхідної не змінюється. Схема використовується в підсилювачах високих и надвисоких частот.

3. Схема зі СК (емітерний повторювач) не підсилює напругу, але підсилює струм. Вихідна напруга менша ніж вхідна $U_{ВХ} = U_{БЕ} + U_{ВІХ}$, $K_U = U_{ВІХ} / U_{ВХ} < 1$. Основне призначення схеми узгодження опорів джерела сигналу и низькоомного навантаження.

2.9. Високочастотні схеми заміщення біполярних транзисторів

Нагадаю, що **ВЧ частота** – це та частота, на якій час тривалості фізичних процесів, які викликані вхідним сигналом у транзисторі, дорівнює або перевищує період вхідного сигналу. В цьому випадку БТ не встигає відреагувати на вхідні зміни. Це пов'язане з ємностями ЕП та КП, тривалістю проходження носіїв від емітера до колектора.

Розглянемо області застосування ВЧ моделей:

1. Модель Лінвілла. Модель не враховує інерційності зміни концентрації носіїв в базі при зміні напруг на р-п-переходах, ефектів Ерлі (вплив розширення областей об'ємного заряду на величину струму зв'язку між емітером і колектором) і зниження коефіцієнта підсилення при сильній інжекції носіїв заряду (ефект Кірка). Її використання в САПР із-за низької ідентифікації є обмеженим.

2. Модель Еберса-Молла (модифікована). Найпростіша модель Еберса-Молла не враховує багатьох особливостей реального транзистора:

1. Інерційні властивості транзистора;
2. Об'ємні опори напівпровідникових областей (опори областей емітера, колектора та бази);
3. Струм рекомбінації емітерного переходу;
4. Ефект модуляції товщини бази (ефект Ерлі) та інші.

Для їх часткового врахування класичну модель Еберса-Молла доповнюють рядом інших елементів (рис.2.29). Так інерційні властивості транзистора враховують введенням ємностей переходів емітерного $C_E = C_{Ебар} + C_{Едиф}$ та колекторного $C_K = C_{Кбар} + C_{Кдиф}$ – бар'єрних та дифузійних. Враховуються також омичні опори тіла бази r_B та колектора r_K (опором тіла емітера можна знехтувати, тому що область емітера високолегована а опір його достатньо малий) і струми витоку емітерного R_{eE} та колекторного R_{eK} переходів та використовує джерела струму з коефіцієнтами підсилення β та β_i транзистора в схемі з спільним емітером (СЕ), що зручніше

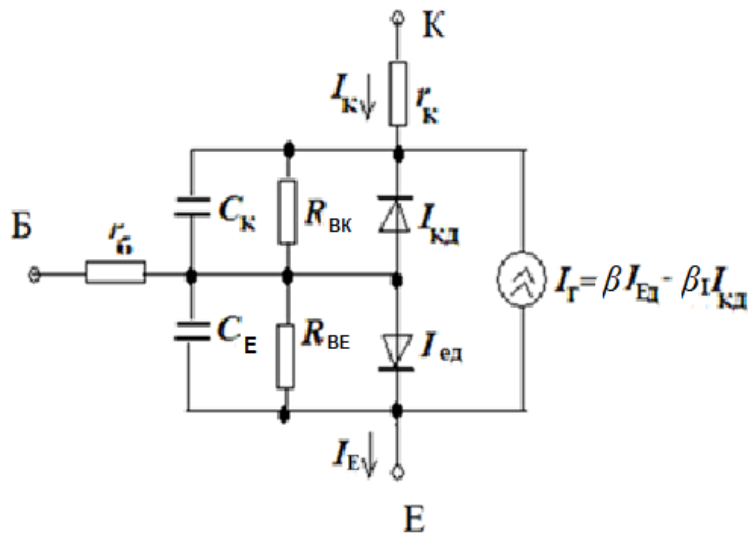


Рис.2.27. Модифікована модель Еберса-Молла

Модель дозволяє моделювати всі електричні параметри транзистора, його вхідну, вихідну ВАХ, динамічні і частотнозалежні параметри, забезпечує моделювання біполярних транзисторів на етапі проектування топології ІС.

Параметри визначені за повною модифікованою моделлю Еберса-Молла, відповідають параметрам реальних транзисторів, сформованих за сучасною планарно-епітаксійною технологією на рівні 85-95 %.

Недоліком її є мала точність для режиму насичення.

Однак і модифікована модель Еберса-Молла не враховує:

1) рекомбінацію в області об'ємного заряду емітерного переходу при малих напругах зміщення U_{BE} ;

2) зниження коефіцієнта підсилення при сильній інжекції носіїв заряду (ефект Кірка);

3) вплив розширення областей об'ємного заряду на величину струму зв'язку між емітером і колектором (ефект Ерлі);

4) вплив електрофізичних параметрів Si-підкладки на вихідні характеристики транзисторів;

Перераховані ефекти враховані в моделі Гуммеля-Пуна. Вона розроблена для моделювання транзисторів ВІС та використовується в САПР ІС. Вона використана в програмі «Medusa» для моделювання ВІТ, в програмі «Multisim» і в програмі «PSpice» схемотехнічного аналізу і моделювання маршруту проектування топології ВІС засобами САПР на основі ПК. Моделлю Гуммеля-Пуна забезпечується повна статична ідентифікація біполярного транзистора в режимі квазінасичення і безпомилкове проектування топології біполярних ІС. Однак ця модель достатньо складна і ми її розглядати не будемо.

Моделі для активного режиму роботи транзистора

Розглянуті вище нелінійні моделі транзистора справедливі для будь-якого режиму роботи. Однак, для найбільш важливого для підсилення сигналу активного режиму вони можуть бути спрощені. Як це зробити:

По перше, можна виключити елементи, що описують інверсну складову струму зв'язку (генератор αI_2).

По-друге, доцільно розглядати вхідний струм транзистора (струм емітера в схемі з СБ чи струм бази в схемі СЕ), тому що опір відкритого емітерного переході малий, і зовнішнє коло по відношенню до транзистора буде генератором вхідного струму.

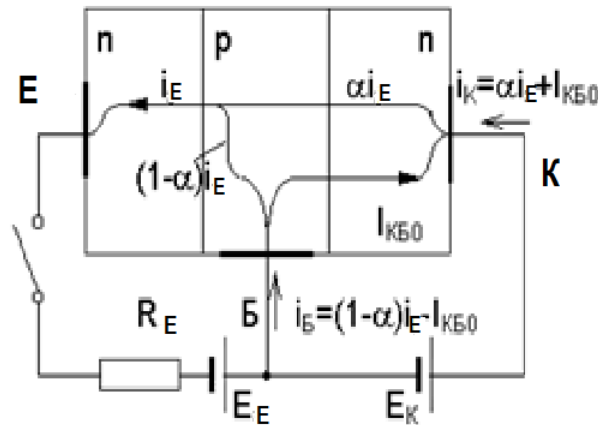


Рис.2.28. Розподіл струмів в АР роботи БП в схемі СБ

Розглянемо транзистор в схемі з СБ, який працює в активному режимі (рис.2.28). Якщо розірвати коло емітера, то під дією зворотної напруги на колекторі через колекторний перехід із колектора в базу буде протікати зворотній струм $I_{КБ0}$. Його величина за звичай вимірюється та наводиться в довідникових даних на транзистор. Тому при $I_E = 0$, $I_K = I_{КБ0}$.

Якщо замкнути коло емітера, то з'явиться струм $I_E = E_E / R_E$ (він задається зовнішнім колом). Струм емітера буде передаватися в колектор з коефіцієнтом α , тобто $I_K = \alpha I_E + I_{КБ0}$.

Для емітерного переходу

$$I_B = I_{ЕБ0} \left(\exp\left(\frac{U_{ЕП}}{\varphi_T}\right) - 1 \right).$$

Звідки

$$U_{ЕП} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_E}{I_{ЕБ0}} + 1\right). \quad (2.1)$$

Нехтуючи малими тепловими струмами напруга на емітерному переході буде:

$$U_{EP} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_E}{I_{EB0}}\right) \quad (2.2)$$

В формулах (2.1) та (2.2) U_{EP} та U_T відповідно це φ_{EP} та φ_T

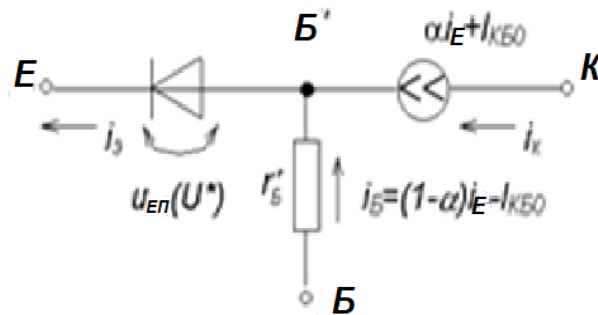


Рис.2.29. Модель Еберса-Молла для АР в схемі СБ

Еквівалентна схема транзистора для активного режимі приведена на рис.2.29. В схему добавлено опір бази r_B . При практичних розрахунках пряма напруга U_{EP} вважається незалежною від струму емітера, тому що при зміні струму емітера в 10 раз напруга на емітерному переході змінюється всього на 60 мВ, і приймають $U_{EP} = U^*$, где U^* – порогова напруга переходу. Для кремнієвих транзисторів $U^* = 0,6-0,8$ В. Струм I_{KB0} для кремнієвих БТ нехтують.

Для схеми зі СЕ (рис.2.30) як вхідний струм розглядають струм бази.

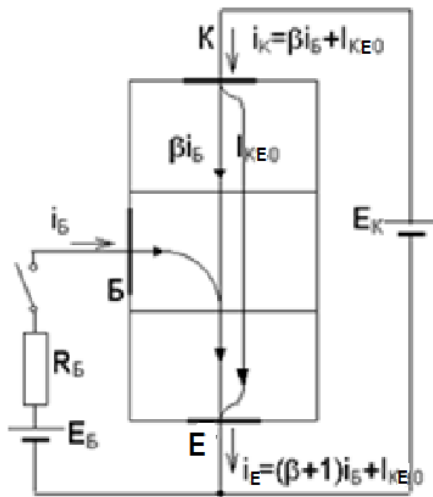


Рис.2.30. Розподіл струмів в АР роботи БП в схемі СЕ

Враховуючи що $I_E = I_K + I_B$, можна записати $I_K = \alpha (I_K + I_B) + I_{KE0}$, де $I_E = (I_K + I_B)$, тоді

$$I_K = \beta I_B + I_{KE0} = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{KE0}}{1-\alpha},$$

де $I_{KE0} = \beta I_{KB0}$ – наскрізний тепловий струм транзистора. Цей струм протікає між емітером та колектором при відірваному виводі бази. Вважаючи, що $I_B = (1 - \alpha I_E)$, отримаємо:

$$I_{EP} = \varphi_T \ln \frac{I_B}{(1-\alpha)I_{EB0}}.$$

Еквівалентна схема БТ для його ввімкнення в СЕ приведена на рис.2.31.

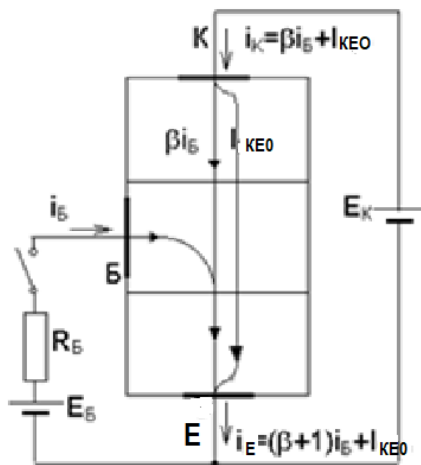


Рис.2.31. Модель Еберса-Молла для АР в схемі СЕ

2.10. Робота БТ на ВЧ

За частотними властивостями всі транзистори поділяються на:

- **низькочастотні** – з робочою частотою до 3 МГц;
- **середньочастотні** – з робочою частотою до 30 МГц;
- **високочастотні** – з робочою частотою до 300 МГц;
- **надвисокочастотні** – з робочою частотою понад 300 МГц.

Зі збільшенням частоти від НЧ до НВЧ в БТ виникають наступні зміни:

- падають коефіцієнти передачі K_U , K_I , K_P ;
- виникає додатковий зсув за фазою між вхідною та вихідною напругами, який пов'язаний з часом прольоту носіїв заряду від емітера до колектора.

На частотні характеристики першу чергу впливають ємності емітерного та колекторного переходів.

1. Ємність емітерного переходу – $C_{ЕП}$

Зі зростанням частоти:

- Зменшується модуль вхідного опору $|Y_{11}|$;
- Зростає модуль вхідної провідності;
- Напруга на ЕП миттєво не збільшується або зменшується, бо існує постійний заряд і розряд ємності емітерного переходу, що призводить до відставання струму емітера від вхідної напруги.

2. Ємність колекторного переходу – $C_{КП}$

З ростом частоти:

- Зростає модуль вихідної провідності $|Y_{22}|$;
- Зростає модуль зворотного зв'язку $|Y_{12}|$.

Це визначає граничну і рубіжну частоти.

Гранична частота – це та частота, на якій модуль коефіцієнта передачі за струмом в схемі зі СЕ $|h_{21E}| = 1$, тобто $|\beta| = 1$.

$$|\beta| = I_K/I_B; \quad I_K \approx I_B$$

Отже на граничній частоті підсилення відсутнє.

Якщо $f > f_{ГР}$, то БТ не працює тому, що в даному випадку $I_B > I_K$.

Рубіжна частота – це та частота, на якій значення коефіцієнту підсилення за струмом падає на 3 дБ.

Вона залежить від схеми ввімкнення. Можна показати, що $f_{рубСБ} \gg f_{рубСЕ}$

Частотна залежність коефіцієнта передачі струму бази наведена на рис.2.32.

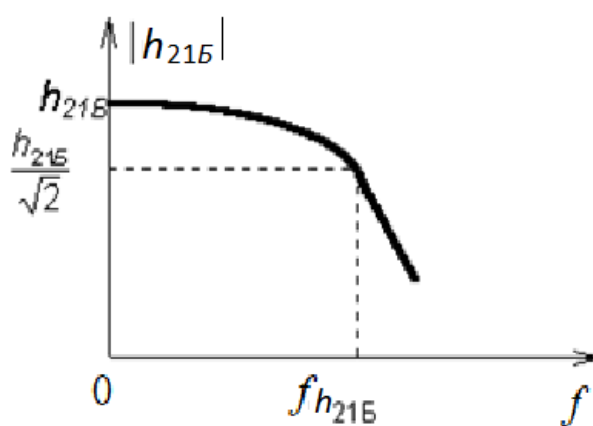


Рис.2.32. Частотна залежність h_{21} для схеми зі СБ

Слід сказати, що крім падіння підсилення з ростом частоти виникає фазовий зсув вихідного сигналу в порівнянні з вхідним

$$\varphi = \arctg \frac{f}{f_{21EO}}$$

По-скільки фазовий зсув залежить від частоти, то сигнали з широким спектром частот будуть додатково спотворюватися за рахунок фазового зсуву гармонік.

Шляхи покращення частотних властивостей

Максимальна частота, на якій транзистор може працювати як генератор, визначається виразом

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_{h21B}}{8\pi r_B C_{КБАР}}}$$

де f_{h21B} - рубіжна частота транзистора в схемі зі СБ, r_B – опір бази, $C_{КБАР}$ – бар’єрна ємність колекторного переходу.

Для досягнення максимального значення f_{\max} необхідно мати малі ємності переходів, вузьку базу з малим опором, високу рухливість носіїв заряду. Тобто необхідно мати перехід КП з високим коефіцієнтом інжекції. В звичайному р-п переході щоб досягти коефіцієнт інжекції близького до 1:

$$\gamma = \frac{I_p}{I_p + I_n} = 1 - \frac{\rho_E}{\rho_B}.$$

Перехід повинен бути обов’язково сильно не симетричний, тобто база повинна бути більш високоомна ніж емітер тобто $N_E \gg N_B$.

В гетеропереходах цього не потрібно, тому що гетеропереходи принципово мають різні потенціальні бар’єри для електронів та дірок і за рахунок різної ширини забороненої зони $\Delta\varphi_{0n} \ll \Delta\varphi_{0p}$ база може бути сильнолегована ($N_B \gg N_E$).

Це дозволяє робити вузьку сильнолеговану базу з малим опором $\rho_B < \rho_E$, при якій ефект Ерлі (вплив зворотної напруги КП на струм ЕП, що відбувається із-за зміни ширини збідненої зони переходу та ширини бази) зводиться до мінімуму. Тому гетероперехідні транзистори можуть працювати на частотах до 100 ГГц.

Крім того гетероперехід колектора дозволяє значно зменшити надлишковий заряд в режимі насичення, що підвищує швидкодію в ключових схемах.

2.11. Ключовий режим роботи БТ

Ключовий режим БТ передбачає два стани: відкритий – закритий, увімкнено – вимкнено. У цьому режимі БТ працюють у цифрових та

імпульсних пристроях: тригерах, мультивібраторах, регістрах, лічильниках, у цифрових ІМС.

Ключові БТ повинні мати малий опір у стані „увімкнуто”, великий опір у стані „вимкнуто”, мале споживання енергії в обох станах, високу швидкодію.

Каскад, у якому БТ працює в ключовому режимі, називають **транзисторним ключем**. У ньому БТ підключається зі спільним емітером (СЕ), спільною базою (СБ), спільним колектором (СК). Найчастіше всього в якості ключа використовується схема зі спільним емітером, тому що для керування таким каскадом не потрібне потужне джерело керування.

У ключовому каскаді БТ може знаходитись у режимі відсічки (РВ), коли обидва переходи зворотно зміщені, опір емітер-колектор великий, струм не тече і на БП падає напруга джерела живлення, в режимі насичення (РН), коли протікає найбільший струм, опір емітер-колектор малий, на БП падає мала напруга (0,1...05 В), і короткочасно – в активному режимі (АР).

Стационарні режими роботи транзисторного ключа

Транзисторний ключ виконує операцію замикання та розмикання електричного ланцюга. Щоб перемикати електричний ланцюг, транзистор потрібно переводити з режиму відсічки в режим насичення і навпаки.

Найпростіша схема ключа на транзисторі зі СЕ наведена на рис.2.33.

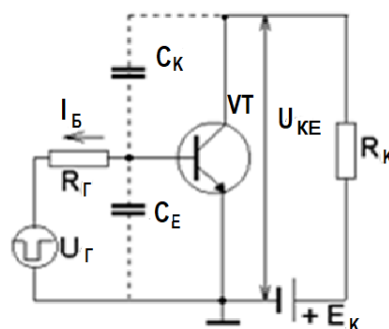


Рис.2.33. Схема транзисторного ключа

У цій схемі транзистор перемикається за допомогою вхідних прямокутних імпульсів. Таке керування застосовується рідко.

Найчастіше використовується схема з напругою зміщення, яка забезпечує початковий стан „відкрито” або „закрито”. Це показано на прикладі ключа, виконаного на $p-n-p$ транзисторі (рис.2.34).

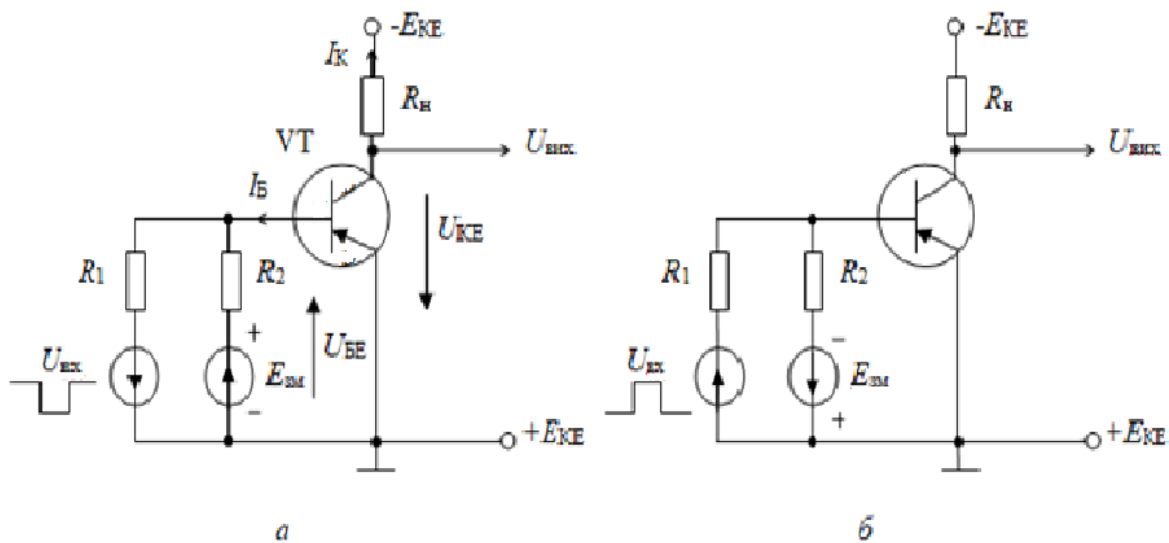


Рис.2.34. Схеми ключів зі зміщенням:

a – початковий стан „закрито”; *б* – початковий стан „відкрито”

Робота транзисторного ключа

Роботу ключа можна пояснити на вихідних ВАХ (рис.2.35). Часові діаграми, що відображають процеси в схемі, представлені на рис.2.36.

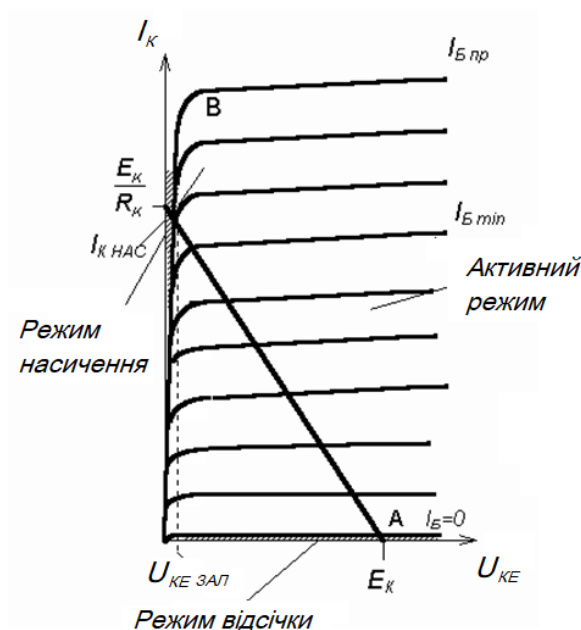


Рис.2.35. Робочі точки БТ в ключовому режимі

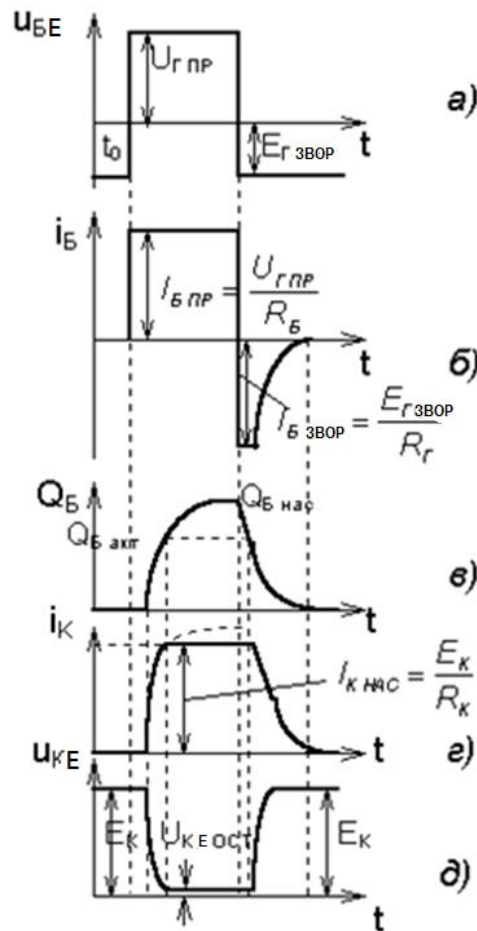


Рис.2.36. Часові діаграми роботи в ключовому режимі

В момент часу t_0 включається напруга $u_{ГПР}$ і коли бази виникає струм $i_{Бпряме} = u_{ГПР}/R_{Г}$ (рис.2.36,б). При цьому струм колектора i_K виникає з затримкою τ_3 (рис.2.36,г). Час затримки t_3 визначається виникає тоді, коли напруга на ЕП досягне порогової величини U^* , і він відкриється. Цей інтервал t_3 малий, і ним часто нехтують. В інтервалі часу $t_2 - t_1 = \tau_{\phi}$, що називається часом фронту, колекторний струм росте за експоненціальним законом (заряджається ємкість C_E) і досягає значення $I_{КНАС} \approx E_K/R_K$. Збільшення колекторного струму визначається збільшенням прямої напруги на емітерному переході (заряджає ємкість C_E) і збільшенням кількості електронів, які переходять з емітера в базу і далі в колектор (заряд в базі Q_B зростає – рис.2.36,в). Робоча точка (рис.2.35) переміщується ввєрх по навантажувальні лінії (транзистор знаходиться в активному режимі АР).

В залежності від величини $I_{БПРЯМ}$ кінцеве положення РТ може бути або в АР, або в РН. Практичний інтерес представляє випадок, коли РТ глибоко заходить в режим насичення. Таким чином, напруга u_T має бути такою за величиною, щоб забезпечити $I_{Б ПР} > I_{Б min}$. ($I_{Б min} = I_{Бнас}$ – мінімальне значення струму бази, при якому транзистор переходить в режим насичення). Закрити такий транзистор можна лише вивівши надлишковий заряд $Q_{надл}$ через активний режим. Надлишковий заряд $Q_{надл}$ складається з суми зарядів колектора в режимі насичення $Q_{Кнас}$ бази в режимі насичення $Q_{Бнас}$ за мінусом заряду бази в активному режимі $Q_{Бактив}$. $Q_{надл} = Q_{Кнас} + Q_{Бнас} - Q_{Бактив}$.

$$S = \frac{\beta I_{БПР}}{I_{Кнас}}$$

Величину називають глибиною насичення. Час фронту τ_ϕ залежить від часу заряду ємкості C_E , а також від часу розряду ємкості C_K , оскільки по мірі зростання i_K напруга u_{KE} зменшується (рис.2.36,д). Крім того, на величину часу τ_ϕ впливає величина $I_{БПР}$, оскільки від величини базового струму залежить швидкість заряду ємкості C_E . Залежність струму колектора в інтервалі τ_ϕ від часу апроксимують виразом:

$$i_K(t) = I_{КПР} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{OE}^*}\right)\right),$$

де $I_{К ПР} = h_{21Э} I_{Б ПР}$ – величина струму колектора, яка відповідає струму бази $I_{Б ПР}$ в статичному режимі (фізично струм $I_{К ПР}$ може бути досягнутий, якщо транзистор не переходить в режим насичення $I_{Б ПР} < I_{Б min}$); τ_{oe}^* – постійна часу наростання струму колектора в схемі СЕ з врахуванням перезаряду ємкості C_K .

Тривалість фронту τ_ϕ дорівнює:

$$\tau_\phi = \tau_{oe}^* \ln \frac{S}{S-1}$$

Звідси витікає, що $\tau_\phi < \tau_{oe}^*$, оскільки фронт закінчується під час переходу транзистора в режим насичення. Тривалість фронту зменшується при збільшенні $I_{БПР}$. У подальші після t_2 моменти часу струм колектора i_K і напруга

u_{KE} залишаються постійними, проте заряд в базі транзистора Q_B продовжує наростати (рис.2.36,в) за рахунок інжекції електронів через відкриті емітерний і колекторний переходи (транзистор працює в режимі насичення і струми визначаються зовнішніми по відношенню до транзистора елементами схеми).

Розглянемо тепер процеси, що відбуваються в схемі після перемикавання напруги генератора на u_{OBR} (момент часу t_3 , (рис.2.36,а), В інтервалі часу $t_3 - t_4$, званому часом розсмоктування τ_{pac} , відбувається розсмоктування накопиченого в базі заряду електронів, заряд зменшується внаслідок рекомбінації і відходу електронів в зовнішнє коло, що супроводиться появою струму I_{BOBR} (рис.2.36,б). Транзистор насичений, колекторний перехід залишається в відкритому стані і в колі колектора тече струм $i_K = \frac{E_K}{R_K} = I_{KHAC}$.

Струм бази I_{BOBR} також визначається зовнішнім колом. У момент часу t_4 заряд в базі Q_B зменшується до значення Q_{BAKT} і колекторний перехід закривається (транзистор переходить в активний режим роботи). У інтервалі часу $t_4 - t_5$, званому часом зрізу τ_c , відбувається подальше розсмоктування заряду Q_B , розряджається C_E , заряджається ємність C_K , робоча точка переміщується з положення в положення А (рис.2.35). Транзистор переходить в режим відсічки (обидва переходи закриті), струм колектора i_K і струм бази I_{BOBR} зменшуються до нуля, а напруга $u_{KЭ}$ виростає до величини E_K .

Величини τ_{pac} та τ_c можуть бути знайдені з виразів, справедливих при $I_{Bзвор} \gg I_{Bмін}$:

$$\tau_{pac} \cong \tau_n \ln\left(1 + \frac{I_{Bпрям}}{I_{Bзвор}}\right) \quad \tau_c = \tau_{0E}^* \ln\left(1 + \frac{1}{n^1}\right)$$

де: τ_n - час життя електронів в базі в режимі насичення; $n^1 = \frac{I_{Bзвор}}{I_{Bмін}}$.

Звідси витікає, що для зменшення часу розсмоктування необхідно зменшувати час життя неосновних носіїв τ_n (електронів) в базі (для цього структури імпульсних транзисторів легують золотом). Крім того, можна

зменшувати $I_{БПР}$ (хоча при цьому збільшуватиметься час фронту τ_{ϕ}) і збільшувати $I_{БОБР}$. Величини τ_z , τ_{ϕ} , $\tau_{рас}$, τ_c для імпульсних транзисторів приводяться в довідковій літературі.

В сучасній техніці транзисторні ключі на БТ використовуються для підключення різних виконуючих пристроїв до виходів мікроконтролерів (МК). Вони підключаються до портів вводу-виводу, які позначаються як GPIO (General Purpose Input Output). На виводах порту маємо або логічний нуль або логічну одиницю.

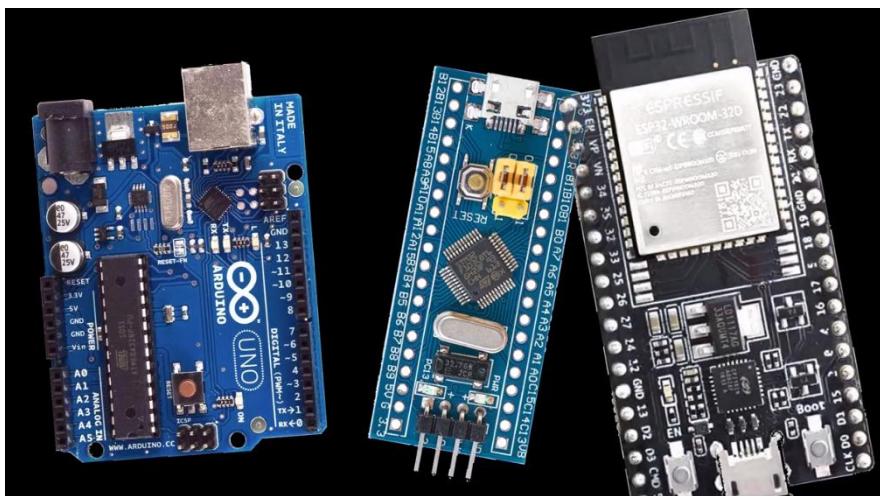


Рис.2.36. Зовнішній вигляд МК Arduino, Bluepill STM32 та ESP32

Для різних МК ці значення різні. Вони складають: логічний нуль – 0 В (або мінус джерела живлення), логічна одиниця – +5 В (для Arduino) та +3,3 В (для Bluepill STM32 та ESP32). Максимальний струм – 40, 25 та 20 мА, відповідно.

Навантаженням може бути нагрівач, реле, мотор, динамік то що, тобто компонент, що споживає більший струм. В цьому випадку потрібно використовувати транзисторний ключ, розрахований на більшу потужність, ніж ту, яку може віддати вихідний каскад МК.

Для того щоб не спалити контролер на вході ставлять стумообмежуючий резистор. Розрахуємо значення струмообмежуючого резистора для МК Arduino.

Заданося максимальним струмом навантаження. Нехай це буде $I_H = 100$ мА. Вибираємо транзистор з $I_K > 100$ мА, та $U_{KE} > U_{VCC}$. Наприклад транзистор типу 2N2222. В нього коефіцієнт підсилення струму в схемі зі спільним емітером $h_{21CE} = 100$. Визначимо базовий струм для $I_K = 100$ мА. $I_B = I_K / h_{21CE} = 1$ мА.

Падіння напруги на переході база-емітер лежить в межах 0,6...1,2 В. Візьмемо $U_{BE} = 0,7$ В. Розраховуємо значення струмообмежуючого опору $R1 = (U_{KE} - U_{BE}) / I_B = 4,7$ кОм. Залишаючи деякий запас, вибираємо $R1 = 1$ кОм. При цьому струм, що протікатиме в колі бази складе: $I_B = (U_{KE} - U_{BE}) / R1 = 4,3$ мА < 40 мА.

Таблиця 2.3

Основні характеристики сигналу на виході портів вводу-виводу

Параметр	Arduino	Bluepill STM32	ESP32
Напруга логічної одиниці, В	5	3,3	3,3
Максимальний струм порту, мА	40	25	20
Обмежуючий резистор $R1_{min}$, Ом	130	150	180

Підключити на пряму до МК потужне навантаження, наприклад лампу освітлення або електронасос не можливо. Комутувати потужне навантаження можна за допомогою реле навіть тоді, коли навантаження живиться від змінного струму мережі 50 Гц 220 В. Для підключення потужних навантажень використовують реле модулі. Так для Arduino можна використати модуль SRD-5VDC (<https://qazf.com.ua/high-power-control-arduino/>). Його конструкція показана рис.2.37 а схема на рис.2.38.



Arduino Uno	Модуль реле
5V VCC	VCC
GND	GND
GPIO 2	IN

Рис.2.37. Реле модуль SRD-5VDC

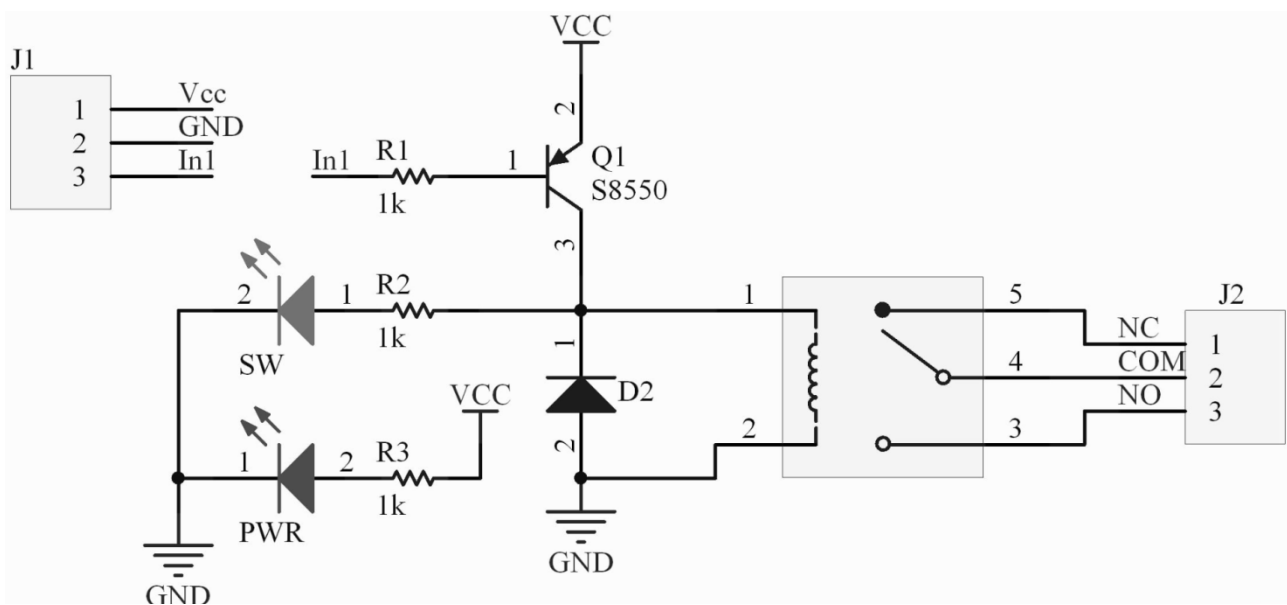


Рис.2.38. Схема реле модуля SRD-5VDC

2.12. Шуми БТ

Шуми або флюктуації є випадковими процесами. Виникають з подачею напруги живлення на електроди елемента. Їх можна прослуховувати через динамік на вході радіоприймача і підсилювача або побачити на екрані осцилографа. Шуми накладаються на корисні сигнали та рівні постійних напруг і струмів живлення (рис.2.37).

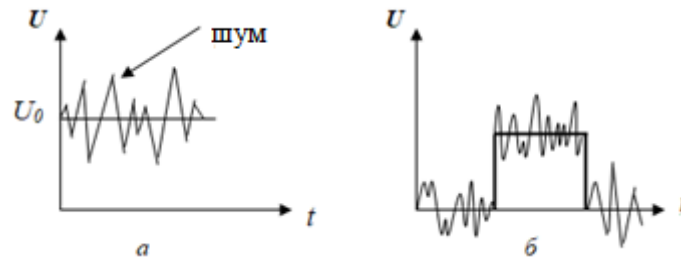


Рис.2.37. Шуми на виході підсилювача:

а) – при відсутності сигналу; б) – при імпульсному сигналі.

Шуми виникають завдяки руху носіїв заряду (електронів і дірок).

Їх класифікують за природою виникнення :

Шуми струму емісії (дробовий шум) визначають хаотичним рухом електронів.

Шуми струморозподілу виникають завдяки безладній зміні струмів після їх розгалуження.

Шуми миготіння визначаються флюктуацією провідності напівпровідника.

Теплові шуми визначаються температурою. Вони збільшуються із зростанням температури.

Шуми наведення виникають при впливі потенціалів електродів на області напівпровідника або інші електроди.

Параметри шуму

Основною характеристикою шуму є коефіцієнт шуму

$$K_{ш} = \frac{P_{ш\text{ вих}}}{K_p P_{ш\text{ г}}},$$

де $P_{ш\text{ вих}}$ – потужність шуму на виході елемента, K_p – коефіцієнт підсилення елемента, $P_{ш\text{ г}}$ – потужність генератора шуму.

Добуток $K_p \cdot P_{ш\text{ г}}$ є часткою вихідного шуму за умов відсутності шуму елемента. Якщо привести шум до входу елемента, то отримаємо $P_{ш.\text{ вих}} = \frac{P_{ш\text{ вих}}}{K_p}$

$$\text{Тоді } K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш вих}} K_p}{K_p P_{\text{ш т}}} = \frac{P_{\text{ш вих}}}{P_{\text{ш т}}}.$$

Для біполярного транзистора $K_{\text{ш}} = f(r_{\text{б}}, \frac{1}{\beta})$.

Тобто малий коефіцієнт шуму мають БТ з малим опором бази $r_{\text{б}}$ і великим коефіцієнтом підсилення струму β , а також малим струмом емітера $I_{\text{Е}}$ та тепловим струмом $I_{\text{КБ0}}$. Від напруги $U_{\text{к}}$ коефіцієнт шуму не залежить.

Коефіцієнт шуму активного елемента знаходиться за схемою (рис.2.38).

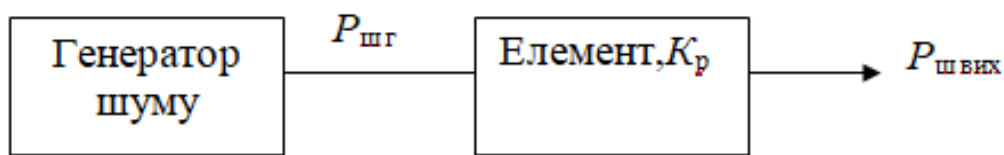


Рис.2.38. Схема знаходження коефіцієнта шуму

До схеми входить генератор, рівень шуму якого $P_{\text{шг}}$ відомий і елемент з відомим коефіцієнтом підсилення K_p , коефіцієнт шуму якого треба знайти.

Основними шумами БТ є дробовий шум переходу КЕ, тепловий шум бази, шум струморозподілу, шум миготіння.

Експериментальна залежність $K_{\text{ш}}$ від частоти зображена на рис.2.39.

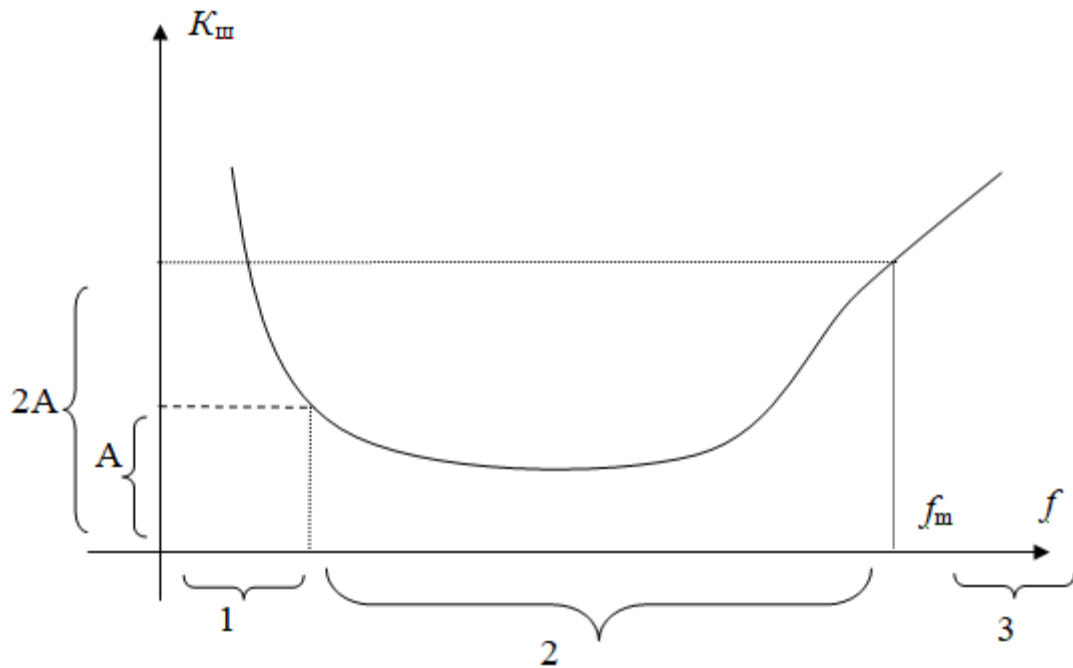


Рис.2.39.Шум БТ в частотному діапазоні

Ділянка 1 визначається шумами миготіння ($f_1 = 0,1 - 1$ кГц), ділянка 2 – тепловими, дробовими шумами, ділянка 3 визначається зменшенням коефіцієнта передачі струму β . Коефіцієнт шуму БТ на низькій частоті визначається тільки шумами миготіння.

Частоту, на якій коефіцієнт $K_{ш}$ подвоюється, називається граничною частотою (робочою) малOSHумового транзистора.

$$f_{ш} \cong f_{\alpha} \sqrt{\beta}$$

Значення коефіцієнта $K_{ш}$ приводиться в документації. Для БТ $K_{ш} = 10 \dots 100$. Найменший коефіцієнт шума мають транзистори КТ501В,Е ($K_{ш} \leq 2$ дБ), КТ368 А,Б ($K_{ш} = 3,3$ дБ).

2.13. Контрольні запитання

1. Які ВАХ БТ Ви знаєте?
2. Що таке вихідна характеристика?
3. Які параметри пов'язує вхідна характеристика БТ?

4. Наведіть основні ВАХ для схеми зс СБ.
5. Наведіть вихідні ВАХ для схеми зі СЕ.
6. Як температура впливає на ВАХ?
7. Дайте порівняльні характеристики схем ввімкнення БТ.
8. Модель Еберса-Молла. Які її особливості?
9. Малосигнальні схеми заміщення. В чому суть h -параметрів?
10. Порядок розрахунку підсилювача за мало сигнальними параметрами.
11. В чому суть графоаналітичного методу розрахунку підсилювача?
12. Які ВЧ схеми заміщення БТ Вам відомі?
13. Які фізичні параметри БТ впливають на його частотні характеристики?
14. Чому БТ з гетеропереходом більш високочастотні?
15. Наведіть схему ключового каскаду.
16. В яких режимах працює ключ?
17. Які шуми виникають при роботі БТ?

3. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Польові (уніполярні) транзистори (Field-Effect Transistor) – це активні прилади, призначені для підсилення, генерації та перетворення сигналів, які працюють на одному типі носіїв. Провідність каналу змінюється під впливом електричного поля напрямленого перпендикулярно каналу. Поле в них керує провідністю каналу.

Розрізняють два види польових транзисторів: з керівним p - n -переходом (низькочастотні транзистори з низьким рівнем шумів), і з ізольованим заслоном (високочастотні).

3.1. Транзистори з керівним p - n -переходом

Будова ПТ з керівним p - n -переходом (Junction Field-Effect Transistor) приведена на рис.3.1, а умовне графічне позначення – на рис.3.2, а, та рис.3.2, б (для каналів p - та n -типів, відповідно). Стрілка вказує напрям від шару p до шару n (як і стрілка в зображенні емітера біполярного транзистора). У інтегральних мікросхемах лінійні розміри транзисторів можуть бути менше 1 МКМ.

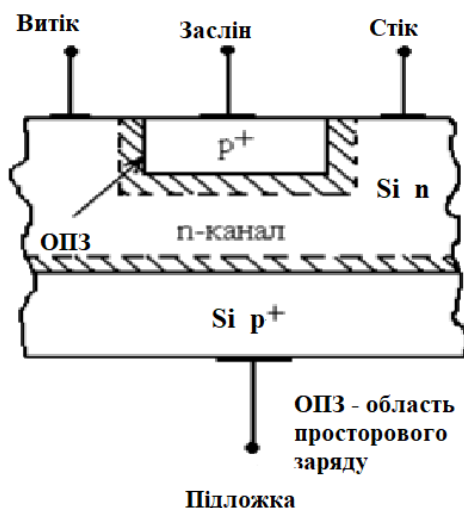


Рис.3.1 Будова транзистора з керівним переходом

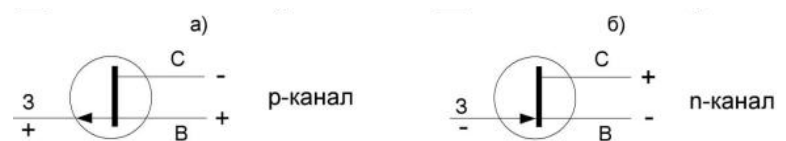


Рис.3.2. Умовне позначення ПТ: а) – канал p -типу; б) – канал n -типу

Для ПТ з p -каналом питомий опір шару n (заслону) набагато менше питомого опору шару p (каналу), тому область p - n -переходу, яка збіднена рухомими носіями заряду і має дуже великий питомий опір, розташована головним чином в шарі p .

Якщо типи провідності шарів напівпровідника в транзисторі змінити на протилежні, то отримаємо польовий транзистор з керівним p - n -переходом і каналом n -типу. Якщо подати позитивну напругу між заслоном і витокком транзистора з каналом p -типу $u_{зи} > 0$, то вона змістить p - n -перехід в зворотному напрямі.

При збільшенні зворотної напруги на переході він розширюється в основному за рахунок каналу (через вказану вище відмінність в питомих опорах). Збільшення ширини переходу зменшує товщину каналу і, отже, збільшує його опір. Це приводить до зменшення струму між витокком і стоком. Саме це явище дозволяє керувати струмом за допомогою напруги і відповідного їй електричного поля. Якщо напруга $u_{зи}$ достатньо велика, то канал повністю перекривається областю p - n -переходу (**напруга відсічки**).

Це показано на рис.3.3 та рис.3.4.

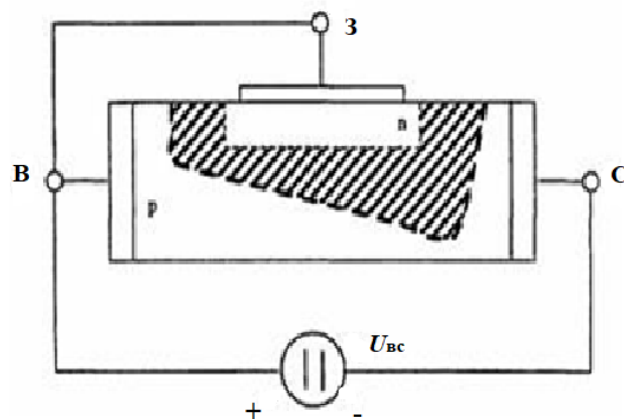


Рис.3.3. Принцип дії транзистора

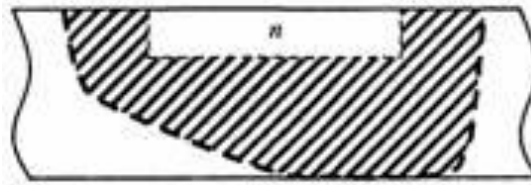


Рис.3.4 Режим відсічки в ПТ

Схеми ввімкнення транзистора

Для польового транзистора, як і для біполярного, існують три схеми включення: схеми із спільним заслоном (СЗ), спільним витоком (СВ) і спільним стоком (СС). Приведемо схеми ввімкнення ПТ на прикладі транзистора з $p-n$ -переходом та каналом n -типу (рис.3.4). На практиці найчастіше використовуються схеми із спільним витоком, аналогічна схемі БТ зі СЕ. Каскад зі спільним витоком має великий коефіцієнт підсилення струму та потужності. Схема використовується для підсилення слабких сигналів.

Схема з СЗ аналогічна схемі з СБ. Вона не дає підсилення струму, і тому підсилення потужності в неї набагато менше ніж в схемі СВ. Каскад СЗ має низький вхідний опір і тому використовується рідко.

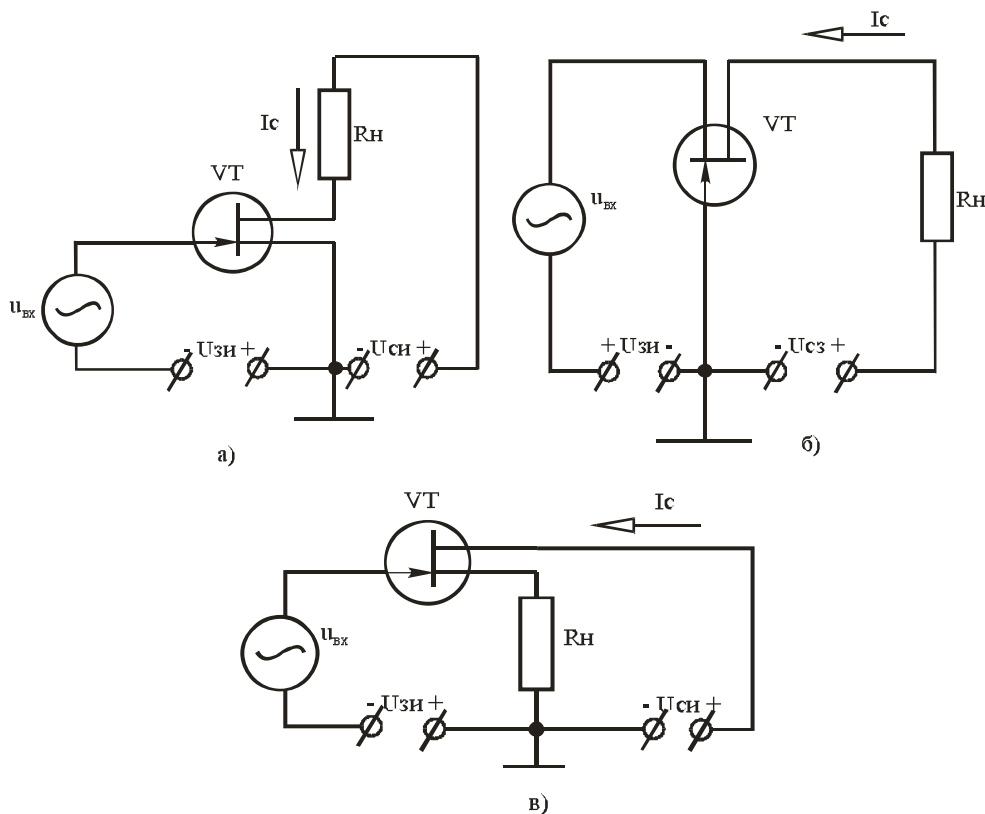


Рис.3.4. Схеми ввімкнення польового транзистора: а) СВ; б) СЗ; в) СС

Схема з СЗ аналогічна схемі з СБ. Вона не дає підсилення струму, і тому підсилення потужності в неї набагато менше ніж в схемі СБ. Каскад СЗ має низький вхідний опір і тому використовується рідко.

Вихідні (стічні) характеристики

На рис.3.5,а наведено сімейство статичних вихідних (стокових) характеристик ПТ з р-п переходами $I_C = f(U_{CB})$ при $U_{ЗВ} = \text{const}$.

На характеристиках можна виділити три ділянки АВ, ВС та СД.

На ділянках АВ характеристики мають практично лінійні залежності струму I_C від напруги U_{CB} . Подальше збільшення U_{CB} спричиняє ріст I_C , що приводить до звуження каналу W . Таким чином, поява струму I_C породжує умови, які обмежують його подальше зростання (ділянка ВС). Починаючи з деякого значення напруги поміж стоком і витоком U_{CBH} (точка С) відбувається змикання р-п переходів, що приводить до стабілізації струму I_C .

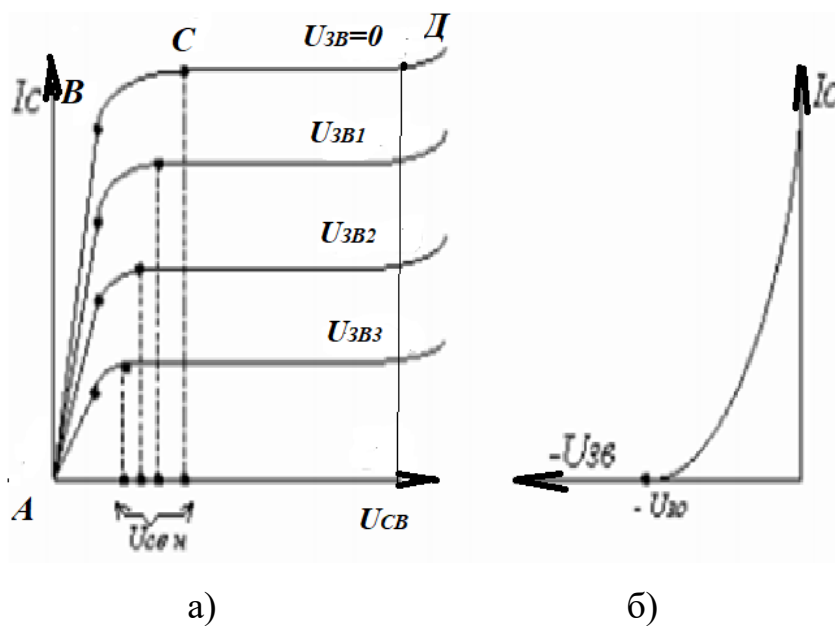


Рис.3.5. Вихідні (а) та стоко-заслінні (б) характеристики ПТ з керівним р-п-переходом

Вихідна (стокова) характеристика має три ділянки АВ, ВС та СД. Вони характеризуються наступним:

AB – лінійні залежності струму I_C від напруги U_{CB} (керований резистор).

BC – ділянка звуження каналу. Поява струму I_C породжує умови, які обмежують його подальше зростання.

CD – починаючи з деякого значення напруги між стоком і витокком U_{CBH} (точка C) відбувається змикання $p-n$ переходів, що приводить до стабілізації струму I_C . При $U_{CB} > U_{CBH}$ (полога ділянка) використовується для підсилення.

Якщо збільшувати зворотну напругу на $p-n$ переходах, то ширина каналу W буде зменшуватись, а його опір буде збільшуватись. В цьому разі режим насичення настане при меншій напрузі U_{CBH} , а нахил початкового відрізка характеристики зменшиться, що відповідає більшому значенню опору каналу. Подальше збільшення стокової напруги, тобто при $U_{CB} > U_{CBH}$, практично не приводить до зростанню I_C . На ділянках AB стокових характеристик ПТ можна використовувати як керований резистор.

В режимі підсилення використовують пологі ділянки стокових характеристик ($U_{CB} > U_{CBH}$).

Залежність струму стоку від напруги між затвором і витокком при сталій напрузі стік-витік відображається стік-заслінною характеристикою, рис.3.5,б – $I_C = f(U_{ЗВ})$ при $U_{CB} = \text{const}$. Вхідні ВАХ $I_C = f(U_{ЗВ})$ при $U_{CB} = \text{const}$ для ПТ зазвичай не розглядаються, тому що ПТ керуються напругою і в робочому режимі $I_c \approx 0$. Але є цікава точка – напруга відсічки (запирання). Це напруга на заслоні, при якій струм зменшується до нуля $U_{ЗВ}$. На рис.3.5,б показана як $U_{З0}$.

Оскільки в робочому режимі $i_c \approx 0$, то вхідні характеристики ПТ зазвичай не розглядаються. Розглянемо вихідні ВАХ для транзистора з $p-n$ -переходом і каналом n -типу. Обидві характеристики приведені на рис.3.5.

Параметрами, що характеризують властивості транзистора підсилювати напругу, є:

1) Крутість стоко-заслінної характеристики S (крутість характеристики польового транзистора):

$$S = \frac{dI_C}{dU_{3B}} \text{ при } U_{CB} = \text{const}$$

2) Внутрішній диференціальний опір $R_{i\text{диф}}$.

3) Коефіцієнт підсилення

$$M = \frac{dU_{BC}}{dU_{3B}} \text{ при } I_C = \text{const}$$

Можна відмітити, що $M = S \cdot R_{i\text{диф}}$

Диференціальний опір стоку ПТ з р-п переходом має величину порядку одиниць кОм, а вхідний опір – десятки МОм

3.2. Транзистори з ізольованим заслоном

Це транзистори, у яких заслін відділений від каналу шаром діелектрика. Основу транзистора з ізольованим заслоном складають: кремнієва пластина (підложка), наприклад, *n*-типу. Це транзистори тришарової структури (Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor): метал-діелектрик-напівпровідник (МДНП) або метал-окисел-напівпровідник (МОН).

По краях пластини створюються дві сильнолеговані p^+ -області витоку (В) і стоку (С). На ці області нанесені металеві електроди — витік і стік. Відстань між сильно легованими ($N_D = 10^{19} \text{ см}^{-3}$) областями витоку і стоку (довжина каналу) дорівнює $L_K = 0,1 \dots 1 \text{ мкм}$. Поверхню напівпровідника між стоком та витоком, покривають шаром діелектрику. Товщина підзаслонного діелектрика лежить в межах $d_3 = 0,01 \dots 0,1 \text{ мкм}$. Така тонка плівка дуже легко пробивається електростатикою людини, тому виводи транзистора при зберіганні скручені між собою. На діелектричний шар напилують плівку металу (алюмінію або золота), до якої під'єднують заслін (З).

Існують два різновиди МДНП-транзисторів (рис.3.6) з індукованим каналом та з вбудованим каналами.

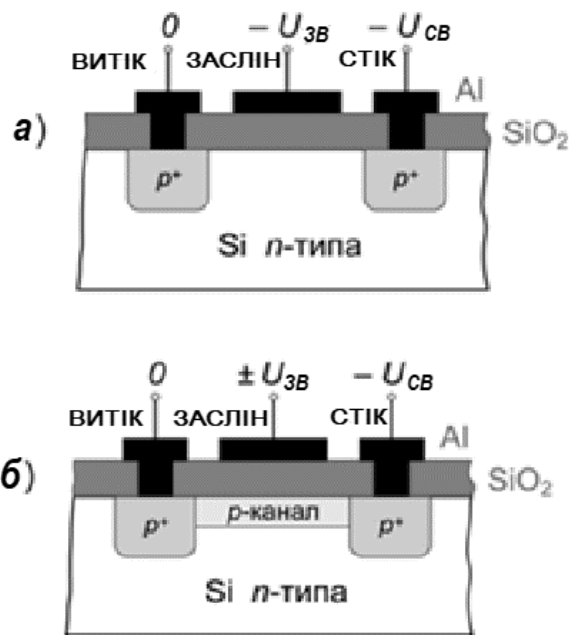


Рис.3.6. Будова польового транзистора с ізольованим заслоном:

а) – індукованим каналом, б) – з вбудованим каналом

МДНП-транзистори можуть бути з індукованим каналом збагаченого типу (рис.3.7, а) та з вбудованим каналом збідненого типу (рис.3.7,б).

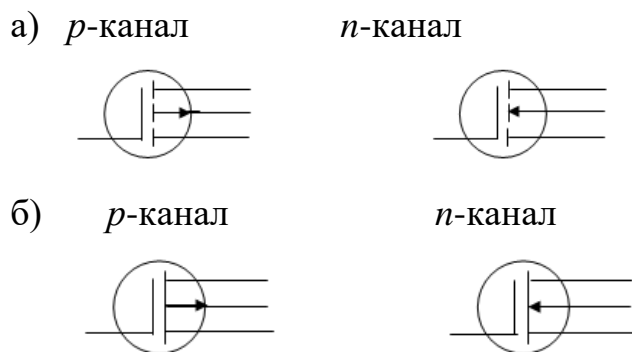


Рис.3.7. Типи МДН – транзисторів: а) – з індукованим каналом (збагаченого типу); б) – з вбудованим каналом (збідненого типу)

Переваги МДНП-транзисторів:

- мала чутливість до дефектів кристалічної структури;
- висока економічність;

- високий вхідний опір. Вони на відміну від БТ, які мають малий вхідний опір і керуються джерелом струму, ПТ – керуються джерелом напруги;
- висока радіаційна та температурна стійкість, оскільки вони працюють на одному типі носіїв;
- високе значення граничних частот до 10 ГГц (завдяки малій вхідній ємності).

Недоліки МДНП-транзисторів – висока чутливість до статичної напруги.

Будова та принцип роботи ПТ транзистора з вбудованим каналом n -типу (рис.3.8).

При $U_{зв}=0$ і за наявності напруги $U_{св}$ опір між стоком і витком (визначається двома підключеними назустріч p - n переходами), опір великий, а струм I_c дуже малий ($10^{-9} \dots 10^{-10}$ А). Канал відсутній.

При $U_{зв}<0$ в НП виникає поперечне електричне поле, яке відтісняє електрони з приповерхневого шару. Канал збіднюється електронами, опір збільшується, струм зменшується. (Режим збіднення).

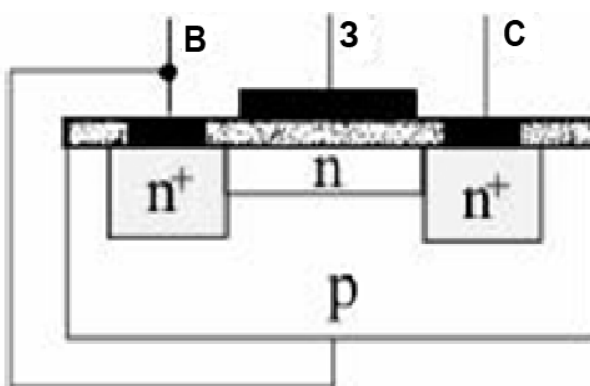


Рис.3.8. Будова МДНП-транзистора з вбудованим каналом n -типу

При $U_{зв}>0$ в канал приходять електрони. Опір каналу падає, струм збільшується. (Режим збагачення). Якщо кристал n -типу, то канал має бути p -типу і полярність напруги міняється на протилежну.

Транзистор із індукованим каналом n -типу показаний на рис.3.9.

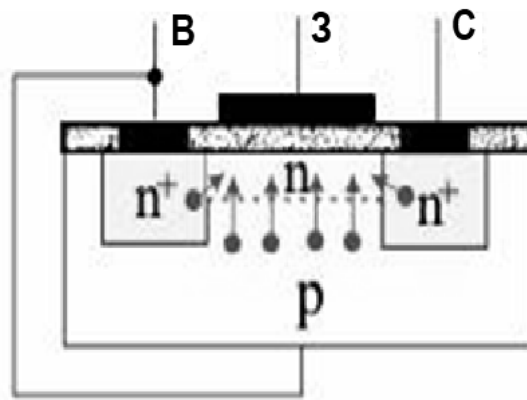


Рис.3.9. Будова МДНП-транзистора з індукованим каналом n-типу

При $U_{зв}=0$ між виток і стоком $n+$ -типу розташований лише кристал p -типу і на одному з p - $n+$ -переходів падає зворотна напруга. Канал відсутній.

При подачі позитивної напруги під впливом поля заслону електрони провідності переміщатимуться з областей стоку і виток і p -області у напрямку до заслону. Дірки відтісняються від поверхні НП. На поверхні відбувається явище збіднення поверхні дірками. (Режим збіднення).

При збільшенні $U_{зв}>0$ і $U_{зв}>U_{порогове}$ (одиниці вольт), в приповерхневому шарі концентрація електронів настільки збільшується, що перевищує концентрацію дірок, і в цьому шарі відбудеться так звана інверсія типу електропровідності, тобто утворюється тонкий канал n -типу, і транзистор почне проводити струм. Такий транзистор може працювати лише в режимі збагачення.

Якщо підкладка n -типу, то створюється індукований канал p -типу. Транзистори з індукованим каналом часто використовуються в пристроях перемикачів.

Інтегральні мікросхеми, що містять одночасно p -канальні і n -канальні МДНП-транзистори, називають комплементарними (скорочено КМДП-ІМС). КМДП-ІМС відрізняються високою перешкодостійкістю, малою споживаною потужністю, високою швидкодією.

Характеристика передачі транзистора з індукованим каналом

Характеристика передачі транзистора з індукованим p -каналом і зі спільним витоком визначається виразом $I_C=f(U_{ЗВ})$ при $U_{СВ} = \text{const}$

Характеристика починається з напруги на затворі, яка називається пороговою $U_{ЗВ \text{ ПОР}}$ та зростає за квадратичним законом (рис.3.10).

$$I_C=a(U_{ЗВ}-U_{ЗВ \text{ ПОР}})^2, \quad \text{де} \quad a=\frac{E_D \mu_{ns} W}{2 \Delta l},$$

μ_{ns} -поверхнева рухливість електронів;

W –ширина каналу;

Δ - товщина підзаслінного діелектрика;

l –довжина каналу.

Для збільшення I_C відношення довжини каналу до його ширини $\frac{l}{W}$ повинно бути малим.

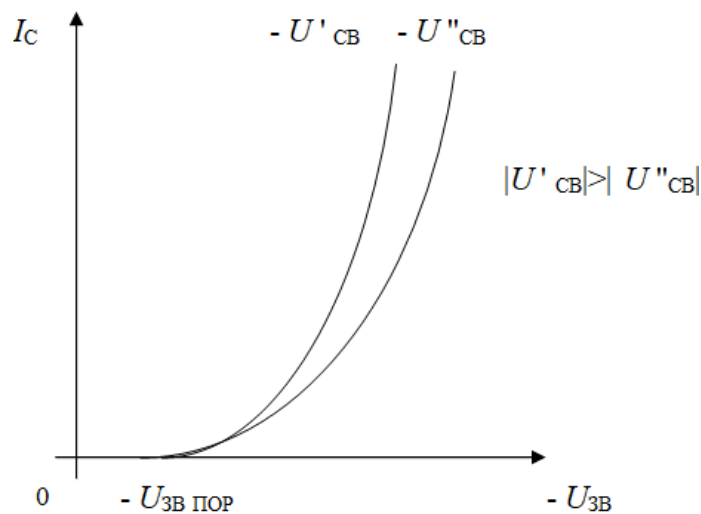


Рис.3.10. ВАХ передачі ПТ

Напруга $U_{СВ}$ мало впливає на струм I_C . Порогова напруга в сучасних транзисторів лежить в межах від 2,7 до 10В.

Вихідна характеристика транзистора з індукованим p -каналом

Вихідна характеристика – це залежність $I_C=f(U_{СВ})$ при $U_{ЗВ} = \text{const}$

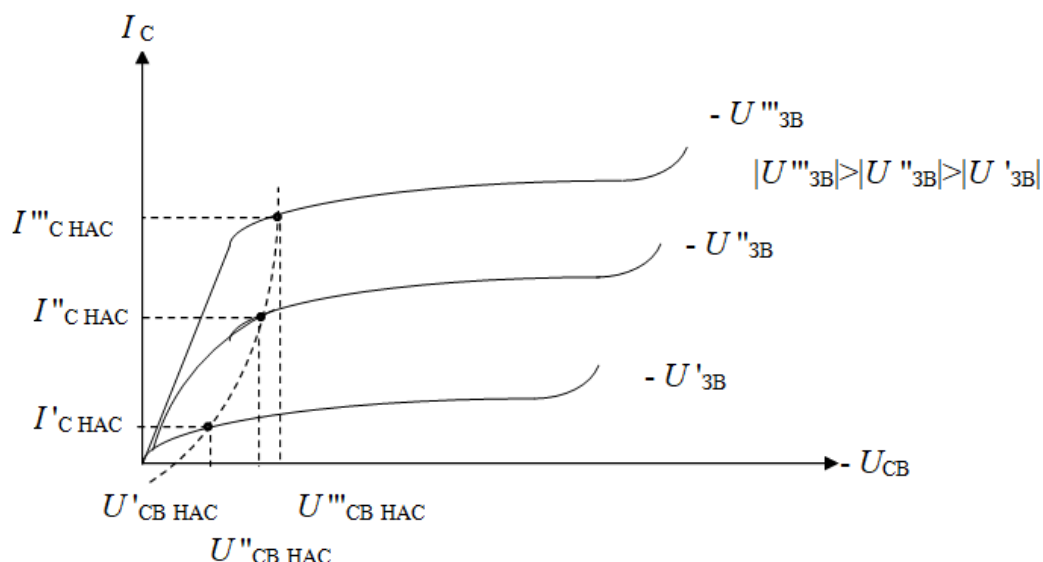


Рис.3.11. Вихідні ВАХ ПТ

На рис.3.11 зображено сімейство вихідних статичних характеристик. Характеристика при більшому $U_{ЗВ}$ проходить вище інших, оскільки в цьому випадку канал більше насичується дірками, I_C буде більшим і перехід в режим насичення відбудеться при більших напругах на стоці

$$U_{СВ НАС} = U_{ЗВ} - U_{ЗВ НАС}$$

Вихідні характеристики мають круту і пологу області та область пробою.

Круту область можна апроксимувати виразом

$$I_C = b \left[(U_{ЗВ} - U_{ЗВ ПОР}) U_{СВ} - \frac{U_{СВ}^2}{2} \right],$$

де $b = \frac{\mu_{ps} C_{ЗК} W}{l}$

μ_{ps} - ефективна рухливість дірок в каналі;

W - ширина каналу;

$C_{ЗК}$ - питома ємність З-К;

l - довжина каналу.

Для збільшення I_C необхідно збільшувати b за рахунок відношення $\frac{W}{l}$

(необхідний короткий і широкий канал), а також зменшити $U_{ЗВ ПОР}$ (заміна металевого затвора кремнієвим зменшує $U_{ЗВ ПОР}$ до 1,5 В).

Полога частина характеристики описується формулою

$$I_C = \frac{b}{2} (U_{ЗВ} - U_{ЗВ\text{ ПОР}})^2,$$

тобто при насиченні струм I_C не залежить від напруги $U_{СВ}$.

В крутій області транзистор працює як електрично керований резистор, а в пологій – як підсилювач.

При перевищенні електричних режимів в транзисторі виникає пробій $p-n$ переходу під стоком або пробій діелектрика під затвором.

Пробій $p-n$ переходу під стоком виникає при великих напругах $U_{СВ}$. На напругу $U_{СВ\text{ ПРОБ}}$ впливає $U_{ЗВ}$: при збільшенні напруги $U_{ЗВ}$ зростає $U_{СВ\text{ ПРОБ}}$.

Заслін МДН-транзистора і підложка, розділені шаром діелектрика, утворюють конденсатор. Великий опір витоку (близько 10^{12} Ом) цього конденсатора створює сприятливі умови для нагромадження на ньому статичних зарядів з потенціалом, здатним спричинити необоротній пробій діелектричного шару. Пробій діелектрика під заслоном може відбутись при напрузі на заслоні в декілька десятків вольт. Тому заслін транзистора не можна залишати вільним, не приєднаним до спільної шини або шини живлення.

Вхід транзистора для виключення можливості такого пробію вхід МДН-транзистора часто захищають стабілітроном, котрий обмежує напругу $U_{ЗВ}$ або діодно-резистивним колом. В залежності від значення і полярності напруги на вході діоди або проводять струм в прямому напрямі, або опиняються в режимі лавинного пробію (30...35 В). Лавинний пробій діодів має оборотній характер.

Вплив температури на статичні ВАХ МДНП транзистора з індукованим каналом

З ростом температури рухливість носіїв заряду в каналі падає, що приводить до збільшення опору каналу, тобто до збільшення струму I_C . З іншого боку, при збільшенні температури збільшується концентрація неосновних носіїв в підзаслінній області. Це призводить до зменшення порогової напруги на заслоні. Цей фактор переважає в початковій області

характеристик передачі, де значення $U_{ЗВ} - U_{ЗВ\text{ ПОР}}$ невелике. Тут зі зростанням температури збільшується і струм стоку (рис.3.12) при заданій напрузі $U_{ЗВ}$.

області, де значення $U_{ЗВ} - U_{ЗВ\text{ ПОР}}$ велике з ростом T переважає вплив зменшення рухливості носіїв заряду, тому зростання струму стоку зменшується.

Існує така напруга на заслоні, при якій обидва фактори взаємно компенсуються і температурний коефіцієнт буде дорівнювати 0. Точка T на статичних характеристиках називається точкою температурної стабілізації. В ній при температурах T_1 і T_2 струм I_C не залежить від температури. Ця властивість польового транзистора може використовуватися для температурної стабілізації режиму.

$$U_{ЗВ T} = U_{ЗВ\text{ ПОР}} + (0,8 \dots 2,4) \text{В}$$

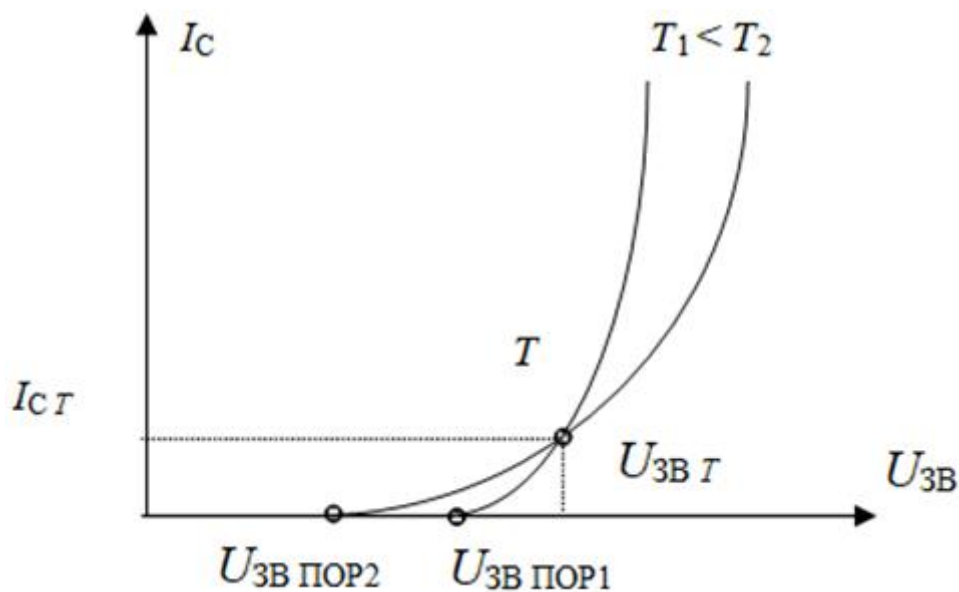


Рис.3.12. Термостабільна точка на передаточній ВАХ ПТ

На жаль, практично термостабільні властивості ПТ не завжди можливо використати, оскільки термостабільна точка T знаходиться на нелінійній ділянці характеристики передачі.

ПТ з вбудованим каналом

У транзистора з вбудованим каналом, за присутності напруги $U_{СВ}$, струм $I_C \neq 0$ навіть за відсутності напруги $U_{ЗВ}=0$. При напрузі $U_{ЗВ} < 0$ і під дією

електричного поля концентрація електронів в каналі знижується (канал збіднюється), його провідність і струм I_C зменшуються.

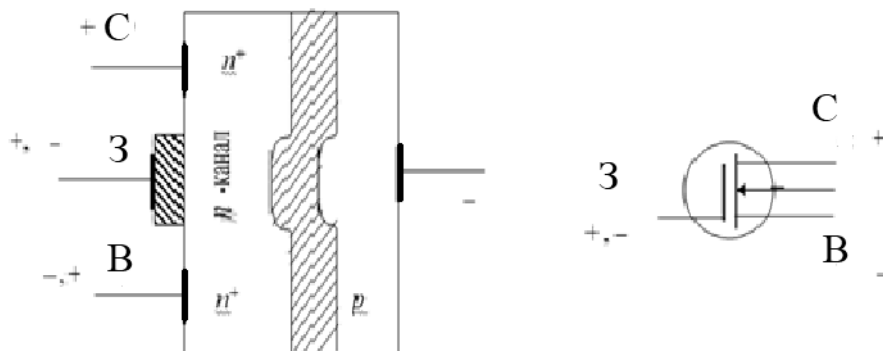


Рис.3.13. Структура транзистора з вбудованим n -каналом

При напрузі $U_{ЗВ} > 0$ електричне поле переміщує електрони з об'єму напівпровідника в канал, збільшуючи його провідність. При цьому збільшується струм I_C (канал збагачується). Таким чином, управління струмом I_C транзистора з вбудованим каналом можливе як позитивною так і негативною напругою заслону. При деякій напрузі $U_{ЗВ\text{ від}} < 0$ шар з протилежним по відношенню до підложки типом провідності зникає, виникає відсічка каналу, при якій струм I_C зменшується до 0.

Характеристика передачі такого транзистора зображена на рис.3.14.

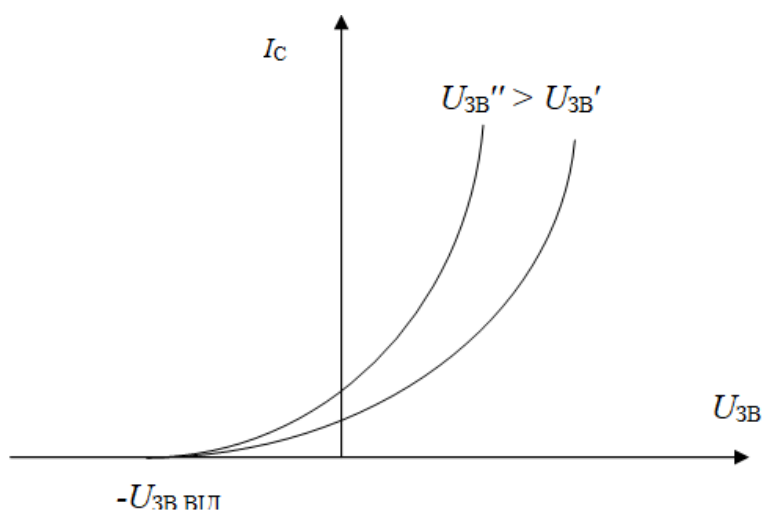


Рис.3.14. Характеристики передачі ПТ з вбудованим n -каналом

Для транзистора n -типу напруга $U_{ЗВ\text{ від}} < 0$, а для p -типу $U_{ЗВ\text{ від}} > 0$.

Порівняння МДНП транзисторів

Параметр	з індукованим каналом	з вбудованим каналом
Конструкція		
Режими роботи	При $U_{ЗВ}=0$ між витоком і стоком $n+$ -типу розташований лише кристал p -типу і на одному з $p-n+$ -переходів падає зворотна напруга. Канал відсутній	При $U_{ЗВ}=0$ і за наявності $U_{СВ}$ опір між стоком і витоком великий (визначається двома підключеними назустріч $p-n$ переходами), а струм $I_C = 10^{-9} \dots 10^{-10}$ А. Канал відсутній.
	При подачі $U_{ЗВ}>0$ електрони провідності переміщатимуться з областей С і В у напрямку до заслони. Дірки відтісняються від поверхні НП. Струм не протікає. (Режим збіднення).	При $U_{ЗВ}<0$. Канал збіднюється електронами, опір \uparrow , струм \downarrow . (Режим збіднення)
	При збільшенні $U_{ЗВ}>0$ і $U_{ЗВ}>U_{\text{порогове}}$ в поверхневому шарі концентрація електронів перевищує концентрацію дірок (інверсія типу провідності), утворюється тонкий канал n -типу, і транзистор почне проводити струм. ПТ може працювати лише в режимі збагачення.	При $U_{ЗВ}>0$ в канал приходять електрони. Опір каналу \downarrow , струм \uparrow . (Режим збагачення).
Вихідна ВАХ		
Вхідна ВАХ		

Вихідні характеристики ПТ зображені на рис.3.15.

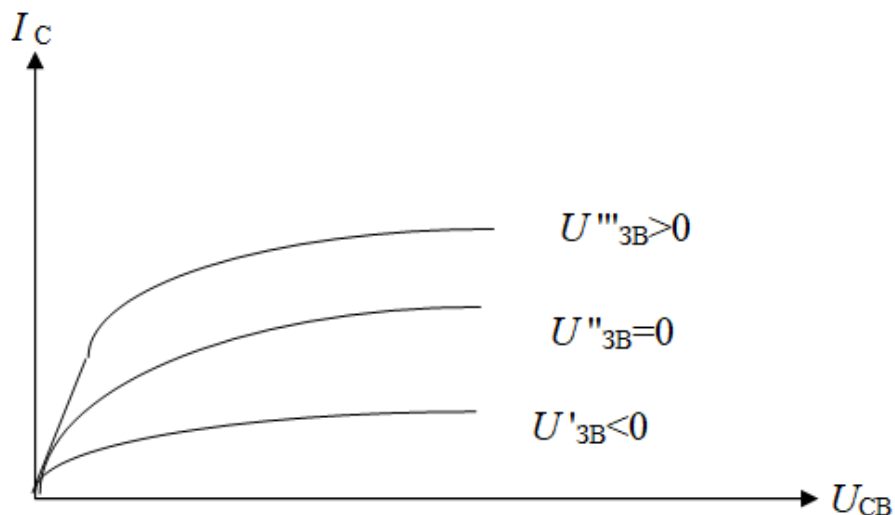


Рис.3.15. Вихідні характеристики ПТ з вбудованим n -каналом

3.3. Робота ПТ в режимі підсилення

На схемах рис.12.1 напруга $E_{зм}$, що подається на заслін є напругою зміщення, яка необхідна для вибору положення робочої точки на статичних характеристиках (рис.3.16).

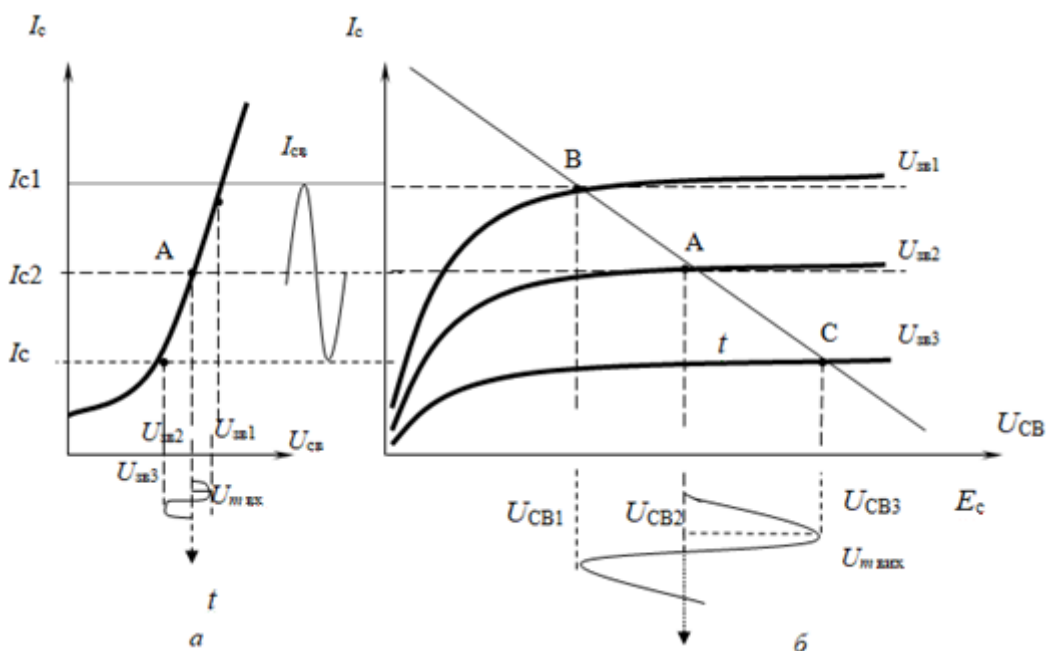


Рис.3.16. Статичні характеристики ПТ

а) – передачі; б) – вихідна

Для забезпечення напруги зміщення може бути застосована подільник напруги E_c . В цьому випадку відпадає потреба в застосуванні джерела живлення $E_{зм}$ (рис.3.17).

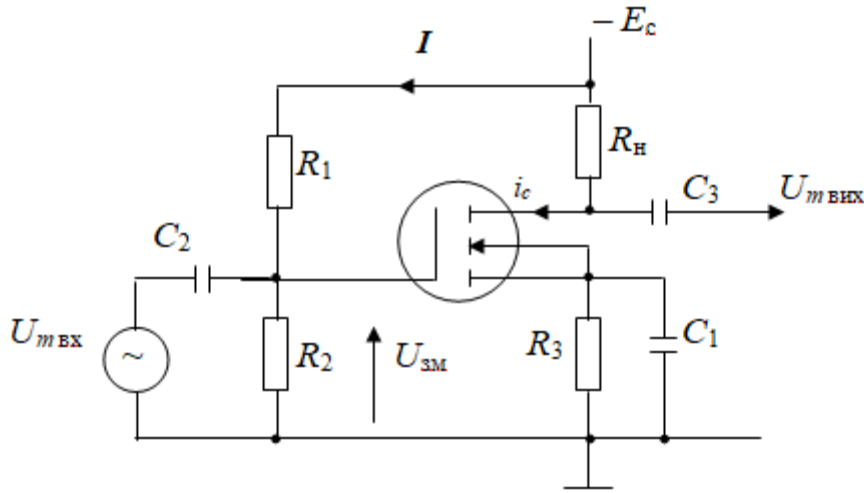


Рис.3.17. Схема підсилювача на ПТ з індукованим n - каналом в схемі з СВ

В цій схемі подільник напруги утворюється резисторами R_1 та R_2 . Струм від джерела E_c проходить через резистори R_1 та R_2 . Падіння напруги на резисторі R_2 і є напругою зміщення $U_{зм}$.

Для її знаходження застосуємо такі формули

$$I_d = \frac{E_c}{R_1 + R_2} \quad U_{зм} = U_{R2} = \frac{E_c}{R_1 + R_2} R_2,$$

де I_d – струм діляника.

Зміщення на заслоні транзистора можна забезпечити і без резистора R_1 . В цьому випадку застосовується падіння напруги на резисторі R_3 від струму I_c

$$U_{зм} = I_c \cdot R_3 \quad I_d = \frac{E_c}{R_h + R_3} \quad U_{зм} = \frac{E_c}{R_h + R_3} R_3$$

Змінна напруга, яку треба підсилити подається на затвор транзистора. Підсилена напруга знімається з резистора навантаження R_h . Конденсатори C_2 та C_3 потрібні для недопущення проходженню постійної складової напруги в джерело змінної напруги $U_{m вх}$ та на вихід підсилювача $U_{m вих}$ відповідно.

Для стокового кола виконується співвідношення

$$U_{CB} = E_c - I_c R_H.$$

Це рівняння визначає положення лінії навантаження.

Розрахунок статичного та робочого режиму транзистора

Розрахунок підсилювача полягає в забезпеченні режиму неспотвореного підсилення гармонічних коливань. Це забезпечується вибором статичного робочого режиму.

Для цього необхідно щоб робоча точка була на середині лінійної частини передаточної характеристики (точка А на рис.3.16,а), а також провести лінію навантаження з таким положенням, щоб вона відсікала на вихідних характеристиках однакові відрізки ($AB=AC$ рис.3.16,б) або переходила через перегин верхньої вихідної характеристики (рис.3.16).

Так, в статичному режимі знаходять:

- напругу зміщення $E_{ЗМ} = E_{ЗВ А}$;
- струм стоку $I_c = I_{c А}$;
- напругу на стоці $U_{CB} = U_{CB А}$;

У робочому режимі знаходять :

- амплітуду вхідної напруги $U_{m ВХ} = U_{m ЗВ}$;
- амплітуду стуму стока I_{mc} ;
- амплітуду вихідної напруги $U_{m CB}$;

Статичні характеристики транзистора нелінійні, тому в підсилювачі можуть з'явитися спотворення форми сигналу.

На спотворення впливають $E_{ЗМ}$, E_c , $U_{m ВХ}$, R_H . Їх значення необхідно вибирати такими, щоб уникнути спотворень.

Параметри польових транзисторів

Параметри ПТ застосовують при проектуванні вузлів апаратури, аналізу їх роботи , при визначенні придатності транзисторів до застосування.

Параметри ПТ наведено в довідниках та в технічній документації.

Параметри ПТ поділяються на групи: параметри режиму, часові параметри, максимально допустимі параметри, частотні параметри та інші.

Окрему групу складають диференційні параметри або параметри малого сигналу.

Для ПТ використовують Y - параметри чотирьохполюсників

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} U_1 + Y_{12} U_2 \\ I_2 = Y_{21} U_1 + Y_{22} U_2 \end{cases} \quad (1)$$

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{\text{при } U_2=0}$$

– **вхідна провідність** транзистора при короткому замиканні на виході;

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{\text{при } U_2=0}$$

– **провідність зворотної передачі** при при короткому замиканні вході;

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{\text{при } U_2=0}$$

– **провідність прямої передачі** при короткому замиканні на виході;

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{\text{при } U_2=0}$$

– **вихідна провідність** транзистора при короткому замиканні на вході.

Як відомо ПТ мають високий вхідний опір, тому і параметри Y_{11} та Y_{12} будуть дуже малими.

Провідність прямої передачі Y_{21} визначає крутість характеристики передачі ПТ $I_c = f(U_{зв})$ і позначається літерою S .

$$Y_{21} = S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зв}}$$

Вихідна провідність $Y_{22} = G_i$ знаходиться за вихідною характеристикою

$$I_c = f(U_{св}) \quad Y_{22} = G_i = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{св}} \quad R_i = \frac{\Delta U_{св}}{\Delta I_c}$$

Добуток $S \cdot R_i = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зв}} \cdot \frac{\Delta U_{св}}{\Delta I_c} = \frac{\Delta U_{св}}{\Delta U_{рД}}$ має фізичний зміст коефіцієнту

підсилення ПТ, який позначається μ .

Таким чином можна записати, $\mu = S \cdot R_i$.

Для ПТ параметр h_{21} або α чи β застосовувати не можна оскільки струм заслону (вхідний струм) практично відсутній.

Вхідна провідність ПТ Y_{11} на низьких частотах дорівнює нулю, але із зростанням частоти буде зростати завдяки впливу небажаної ємності $C_{зв}$. Так само на низьких частотах дорівнює нулю і прохідна провідність Y_{12} . Із зростанням частоти вона буде зростати завдяки впливу ємності $C_{сз}$.

Вихідна провідність Y_{22} також практично відсутня.

До диференційних параметрів ПТ відносяться крутість S , внутрішній опір R_i та коефіцієнт підсилення μ

Для знаходження диференційних параметрів застосуємо співвідношення $I_c = f(U_{зв}, U_{св})$. Запишемо повний диференціал струму стоку

$$dI_1 = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зв}} dU_{зв} + \frac{\partial I_c}{\partial U_{св}} dU_{св}.$$

Позначимо постійні коефіцієнти $\frac{\partial I_c}{\partial U_{зв}} = S$, а $\frac{\partial I_c}{\partial U_{св}} = G_i$, тоді можна

записати $dI_1 = S dU_{зв} + G_i dU_{св}$. Замінивши малі прирости змінних $dU_{зв}$ та $dU_{св}$ малими гармонічними коливаннями з амплітудами, $U_{m зв}$ і $U_{m св}$, запишемо для гармонічного струму $I_{m c} = S U_{m зв} + G_i U_{m св}$.

Крутість характеристики передачі ПТ визначає властивість заслону керувати струмом стоку I_c . Вона чисельно дорівнює зміні струму I_c в мА при зміні напруги на затворі на 1В і вимірюється в мА/В.

Для ПТ існує співвідношення $I_c = I_{c \text{ макс}} \left(1 - \frac{U_{зв}}{U_{вдс}}\right)^2$,

тому для крутості можна записати $S = \frac{dI_c}{dU_{зв}} = \frac{2 I_{c \text{ макс}}}{U_{вдс}} \left(1 - \frac{U_{зв}}{U_{вдс}}\right)$, де $I_{c \text{ макс}} =$

$\frac{U_{вдс}}{3R_k}$, R_k – опір каналу. Тоді $S = \frac{2}{3R_k} \left(1 - \frac{U_{зв}}{U_{вдс}}\right)$, тобто крутість залежить від

опору каналу. Для збільшення крутості (зменшення опору каналу) необхідно

зменшувати відношення довжини каналу l до його ширини W , тобто мати короткий та широкий канал. Максимальна ширина каналу відповідає максимальній крутості і буде при $U_{зв} = 0$ $S_{\text{макс}} = \frac{2 I_{c \text{ макс}}}{U_{\text{вдс}}}$

Крутість можна знайти з вихідних статичних характеристик (рис.3.17).

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зв}} \right|_{U_{св} = \text{const}} ; \text{ де } \Delta U_{зв} = U_{зв2} - U_{зв1}, \Delta I_c - \text{приріст струму } I_c$$

Вихідна провідність G_i визначає вплив напруги стоку $U_{св}$ на струм стоку I_c . Вона чисельно дорівнює зміні струму стока на 1В.

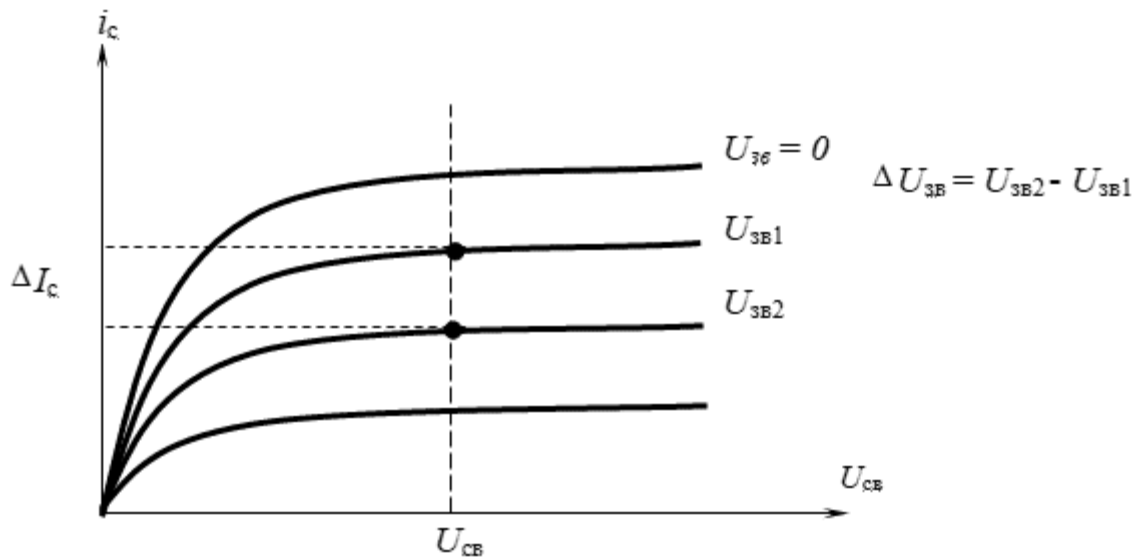


Рис.3.17. Знаходження параметру S з вихідних характеристик

Може бути знайдена із вихідних статичних характеристик (рис.3.18).

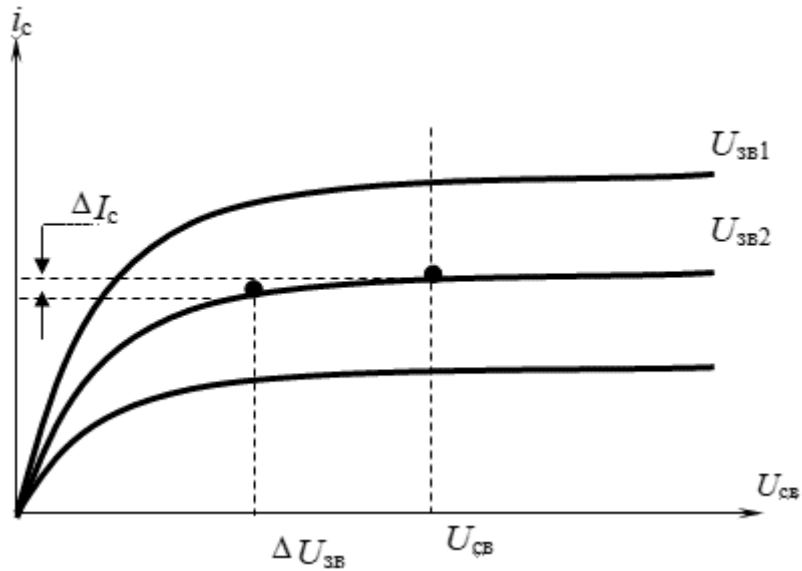


Рис.3.18. Знаходження вихідної провідності ПТ з вихідної характеристики

$$G_i = \left. \frac{\Delta I_i}{\Delta U_{CB}} \right|_{U_{3Б} = \text{const}},$$

де ΔU_{CB} – приріст напруги U_{CB} , ΔI_c – приріст струму I_c

При навантаженні транзистора його параметри S, R_i та μ змінюються і позначаються S_H, R_{Hi} та μ_H . З формули (2) можна записати

$$S_H = \frac{I_{mc}}{U_{m3Б}}, \text{ а } \mu_H = K_U = \left. \frac{U_{mCB}}{U_{mC3}} \right|_{U_{m3Б} = I_{mc} \cdot R_y} = S_H R_H$$

Поділимо складові формули (2) на $U_{m3Б}$

$$\frac{I_{mc}}{U_{m3Б}} = S \frac{U_{m3Б}}{U_{m3Б}} + \frac{U_{mCB}}{U_{mC3}} \cdot G_i$$

Тоді отримуємо

$$S_H = S + K_U \cdot \frac{1}{R_i} = S + S_H \frac{R_H}{R_i}$$

$$S_H - S_H \frac{R_H}{R_i} = S \quad S_H = \frac{S}{1 - \frac{R_H}{R_i}},$$

$$\text{а } K_U = S_H R_H = \frac{R_i}{1 - \frac{R_H}{R_i}} \cdot \frac{R_H}{R_i} = - \frac{SR_i}{1 - \frac{R_i}{R_H}}$$

Якщо $R_H < R_i$, то $S_H \approx S$, а $K_U < \mu$

Таким чином, крутість S при навантаженні не змінюється, а коефіцієнт підсилення за напругою K_U буде менше параметра μ .

3.4. Частотні властивості польових транзисторів

Зі зростанням частоти параметри ПТ погіршуються: зменшується вихідна потужність $P_{m \text{ вих}}$, вхідний $R_{вх}$ і вихідний $R_{вих}$ опір, коефіцієнт підсилення за напругою K_U , може з'явитися самозбудження.

Це обумовлюється головним чином впливом небажаних розподілених ємностей: заслін-витік $C_{зв}$, стік-заслін $C_{сз}$, заслін-канал $C_{зк}$ і опорів не перекритої r_k та перекритої R_i частини каналу.

Моделі ПТ приведені на рис.3.19. Ємності $C_{зв}$ і $C_{сз}$ шунтують вихідний опір попереднього каскаду. Крім того, ємність $C_{зк}$ обумовлює появу в ланцюгу затвор-канал-витік вхідного струму, який призводить до падіння напруги на опорі каналу r_k . Це знижує ефективність управління затвора вхідною напругою $U_{зв}$. Ємність $C_{сз}$ є прохідною. Вона обумовлює зворотній зв'язок між вихідним та вхідним колами. Вплив ємності $C_{зк}$ враховують збільшенням ємності заслін-витік $C_{зв} = C'_{зв} + C_{зк}$.

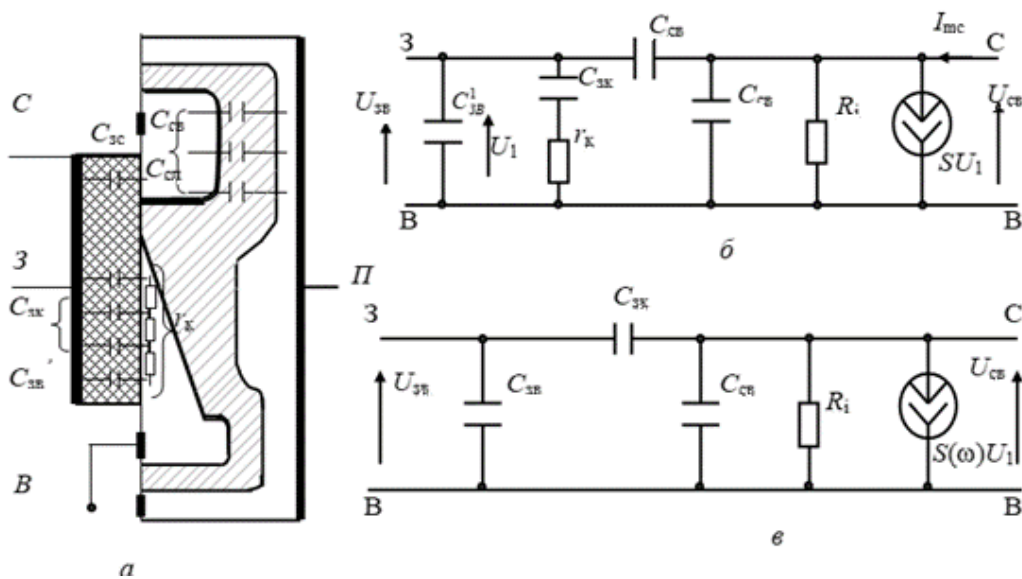


Рис.3.19. Моделі польового транзистора:

а) – фізична; б) – повна схема заміщення; в) – спрощена схема заміщення

Повна схема зміщення ПТ (рис.3.19,б) має крім вказаних елементів, ще його внутрішній опір R_i і джерело струму SU_1 , яке враховує підсилювальні властивості транзистора. На схемі (рис.3.19,б) струм джерела SU_1 визначається не повною вхідною напругою $U_{зв}$, а напругою U_1 між заслоном і каналом, яка відрізняється від напруги $U_{зв}$ падінням на опорі області каналу r_k

До частотних параметрів ПТ відносяться межева частота прямої передачі ω_s , верхня межева частота ω_B

$$Y_{21} \approx \frac{S_0}{1 + j\omega r_k C_{зк}} = \frac{S_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_s}}, \text{ якщо } \omega_s = \frac{1}{r_k C_{зк}}. \omega_s = 2\pi f_s, \text{ де } f_s = \frac{1}{2\pi r_k C_{зк}}$$

Частоту f_s називають межевою частотою прямої провідності. На ній пряма провідності зменшується в $\sqrt{2}$ разів відносно S_0 (рис.3.20,а).

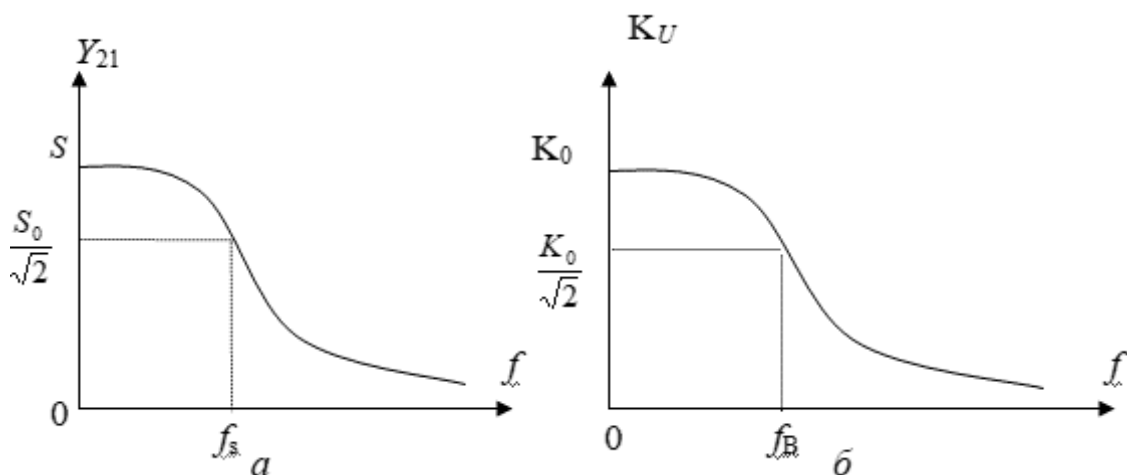


Рис.3.20. Частотні залежності параметрів ПТ:

- а) $Y_{21} = \varphi(f)$ межева частота прямої передачі; б) $K_U = \varphi(f)$ верхня межева частота

Однак необхідно пам'ятати, що значення межевої частоти прямої провідності f_s , яке визначається параметром Y_{21} знаходиться при короткому замиканні на виході, при якому значенням ємності $C_{св}$ нехтують. Тому в реальних схемах коефіцієнт передачі буде меншим завдяки наявності ємності

$C_{св1}$ (рис.3.21), яка шунтує резистор навантаження R_H . Крім того, цей резистор шунтує і вхідну ємність $C_{зв2}$ наступного каскаду.



Рис.3.21. Вплив небажаних ємностей на вихід каскаду 1 підсилювача

Високочастотні властивості ПТ оцінюють **верхньою межевою частотою** ω_B . Для її знаходження розглянемо вихідний опір транзисторного каскаду за схемою зображеною на рис.12.8.

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R_H} + j\omega(C_{св1} + C_{зв2})} = \frac{R_H}{1 + j\omega R_H(C_{св1} + C_{зв2})}$$

Коефіцієнт підсилення можна визначити як

$$K_U = S/Z,$$

де $|Z| = \frac{R_H}{\sqrt{1 + \omega^2 R_H^2 (C_{св1} + C_{зв2})^2}}$.

Ця формула дозволяє знайти верхню частоту підсилення f_B , на якій коефіцієнт підсилення за напругою K_U

$$K_U = \frac{SR_H}{\sqrt{1 + \omega^2 R_H^2 (C_{св1} + C_{зв2})^2}}$$

зменшується в $\sqrt{2}$ раз відносно його значення при $\omega = 0$, $K_0 = S_0 R_H$ (рис.12.7).

$$\frac{K_0}{\sqrt{2}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \omega_B^2 R_H^2 (C_{св1} + C_{зв2})^2}}$$

$$\omega_B = \frac{1}{R_H^2 (C_{CB1} + C_{3B})^2} ; \quad f_B = \frac{1}{2\pi R_H^2 (C_{CB1} + C_{3B})^2} \quad \text{верхня межа частота}$$

Таким чином для покращення частотних властивостей польових транзисторів необхідно зменшувати ємності C_{CB1} , C_{3B2} і опір навантаження R_H . Однак при зменшенні опору R_H зменшується коефіцієнт K_U .

Тому для визначення частотних властивостей підсилювача зручно використовувати добуток верхньої частоти f_B на коефіцієнт на підсилення K_U , який називається коефіцієнтом широкосмуговості

$$K_U f_B = \frac{S_0}{2\pi(C_{3B} + C_{CB})}$$

Він залежить тільки від параметрів польового транзистора C_{3B} , C_{CB} , S_0 .

Значний вплив на роботу транзистора на високих частотах має прохідна ємність C_{c31} , яка утворює зворотній зв'язок вихід-вхід за напругою. При співпадінні фази цієї напруги з фазою вхідної напруги може виникати самозбудження. Ймовірність його зростає зі збільшенням частоти і коефіцієнта K_U .

Для запобігання самозбудження підсилювача, частота вхідного сигналу не повинна перевищувати частоти сталого підсилення

$$f = 0.028 \frac{S}{C_{c3} K^2_U}$$

Наприклад, для транзистора 2П306А, який має частоту $f_s = 300$ МГц, межа частота $f_B = 16$ МГц, а частота самозбудження 60 МГц.

3.5. МДНП транзистори в ключових ІМС

Ключ є базовим елементом цифрової електронної техніки. Існують ключі на біполярних та польових транзисторах. Розглянемо недоліки ключів на БТ.

Першим недоліком є те, що біполярний транзистор ніколи не закривається до кінця. Тому між колектором та емітером біполярного транзистора в закритому стані завжди є залишкова напруга. В режимі відсічки

протікає тепловий струм I_{KEO} , який створює на навантаженні падіння напруги, через що напруга на колекторі ніколи не досягає напруги живлення.

Другий недолік полягає в тому, що база і колектор мають гальванічний зв'язок, що зумовлює проникнення частки вхідної напруги до виходу.

Згаданих недоліків позбавлені ключі на ПТ. Вони мають:

- практично нульову залишкову напругу на відкритому ключі;
- високий опір в режимі відсічки і, як наслідок, малий струм, що протікає через транзистор, канал якого закритий;
- малу споживану потужність від джерела керуючої напруги;
- хорошу електричну розв'язку між колами керування і комутованого сигналу;
- високу завадостійкість, що визначається високою пороговою напругою та напругою ввімкнення.

Як ключові елементи використовуються лише МДНП транзистори з індукованим каналом.

Тому вони отримали широке розповсюдження в виробництві цифрових мікросхем з середнім та високим ступенем інтеграції (реєстри, лічильники суматори, постійні запам'ятовуючі пристрої (ПЗУ), оперативні ЗУ, мікропроцесори, АЦП, ЦАП та інші). МДНП транзистори відносно прості в виготовленні, потребують менше операцій, дають високий відносно виходу справних елементів, не потребують додаткової ізоляції елементів в схемі, геометричні розміри таких транзисторів значно менші чим в біполярних транзисторах (БП). В основі їх виготовлення лежить планарна технологія.

МДНП ІС – це напівпровідникові, частіше всього кремнієві інтегральні схеми з заданим набором відповідно з'єднаних між собою активних та пасивних елементів зі структурами типу МДНП, виготовлення яких простіше ніж виготовлення біполярних транзисторів. Технологія БТ приблизно на 30% складніша ніж технологія МДНП тому, що в ній набагато менше високотемпературних операцій.

Загальна кількість МДНП в ІС може досягати 100 000 елементів. Сучасні МДНП ІС в своєму складі можуть мати і біполярні транзистори.

Порівняльні характеристики БТ та МДНП ІМС наведені в табл.3.1.

Таблиця 3.1

Порівняльні характеристики БТ та МДНП ІМС

Площа (S) транзистора, мкм ²	260,0...380,0	13,0...25,0
Ступінь інтеграції	$(2...5)10^4$	$(1...5)10^5$
Частота, МГц	1...50	1...20
Потужність споживання, мВт	5...50	5
Затримка розповсюдження, нс	5...20	30
Кількість дифузій	3...4	1...3
Кількість фотолітографій	6...10	6...8

Малі розміри ІМС визначаються малою площею, яку займає одна МДНП структура, а також використанням МДНП структури як високоомних резисторів, замість великогабаритних дифузійних резисторів, які часто використовуються в ІС на біполярних транзисторах. Площа МДНП ІМС складає не більше 1/5 площі БТ ІМС тієї ж складності.

Цифрові мікросхеми як правило складаються лише з МДНП транзисторів, тому, що функції пасивних елементів виконують самі транзистори. МДНП мікросхеми це схеми з безпосереднім зв'язком, тому в таких схемах відсутні конденсатори зв'язку.

Розглянемо схему ключа на польовому транзисторі. Вона зображена на рис.3.24.

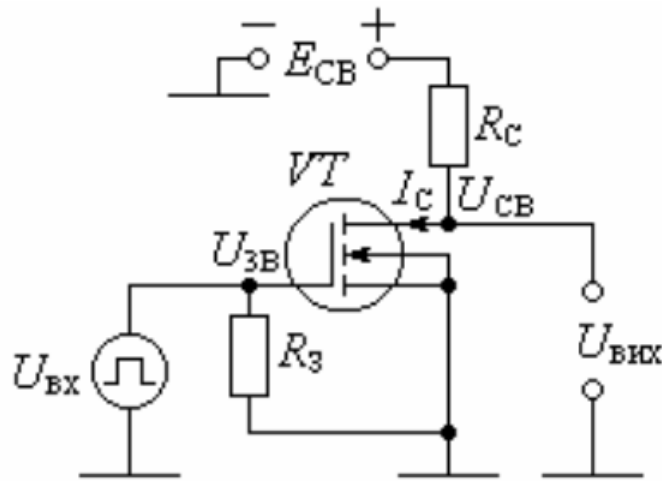


Рис.3.24. Схема ключа на ПТ

На ньому $U_{\text{вх}}$ та $U_{\text{вих}}$ – вхідна та вихідна напруги; $E_{\text{СВ}}$ – напруга живлення; $U_{\text{ЗВ}}$ – напруга «заслін-витік»; $U_{\text{СВ}}$ – напруга «стік-витік»; $I_{\text{С}}$ – струм стоку; $R_{\text{С}}$ – опір навантаження; R_3 – резистор у колі заслону.

Ключ на польовому транзисторі працює наступним чином (рис. 5.15).

В інтервалі часу $t_0 \dots t_1$ вхідна напруга відсутня ($U_{\text{вх}} = 0$), тому $U_{\text{ЗВ}} = U_{\text{вх}} = 0$. Транзистор закритий, струм стоку відсутній. Напруга на виході ключа дорівнює напрузі живлення $U_{\text{вих}} = E_{\text{СВ}}$. Це точка 1 навантажувальної лінії.

В інтервалі часу $t_1 - t_2$ подаємо вхідну напругу і, якщо вона більше порогової напруги $U_{\text{пор}}$ на заслоні $U_{\text{ЗВ}} > U_{\text{пор}}$, то транзистор відкривається. Цей поріг забезпечує підвищену завадостійкість, тому що якщо напруга завади менша за $U_{\text{пор}}$ то транзистор закритий і ключ не реагує на неї. При $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$ транзистор повністю відкривається (точка 2 навантажувальної лінії) і через стік протікає максимальний струм. Вихідна напруга про цьому

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{СВmin}} = E_{\text{СВ}} - I_{\text{Сmax}} R_{\text{С}} \approx 0.$$

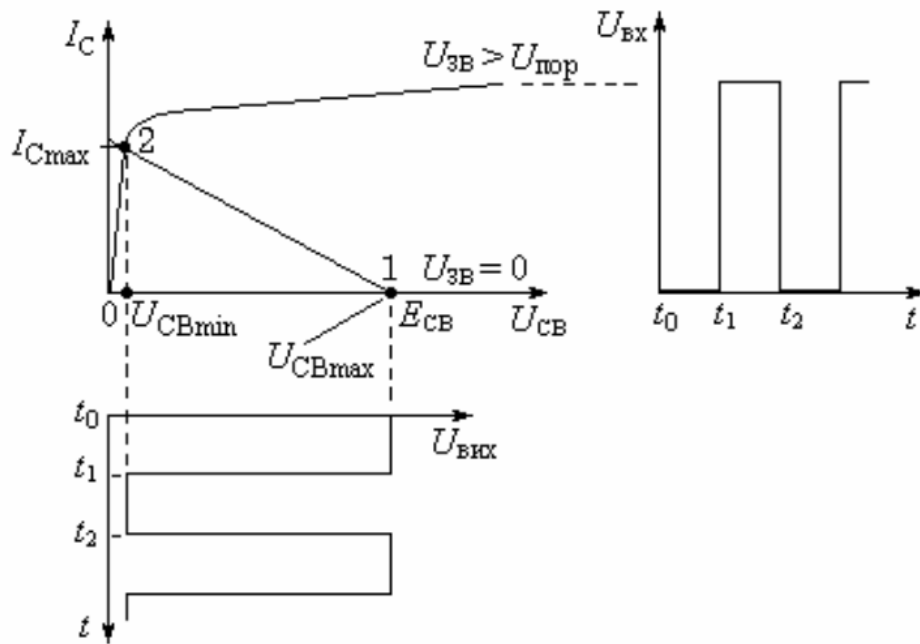


Рис.3.24. Діаграма роботи ключа на ПТ

У ключовому режимі на польовому транзисторі розсіюється незначна енергія $P_C = U_{CB}I_C$, бо коли є струм I_{Cmax} , то напруга стоку мінімальна U_{CBmin} . Коли ж напруга стоку максимальна, то струм стоку $I_C = 0$.

Швидкодія ключа обмежується тривалістю перехідних процесів, які зумовлені міжелектродними ємностями та часом утворення та зникнення каналу. Тому форма імпульсів (рис. 5.17) має ті ж самі спотворення, що й в ключах на БТ, але час включення $\tau_{вкл}$ та виключення $\tau_{викл}$ для МОН-транзисторів менші, бо відсутнє накопичення носіїв заряду, як у базі БТ. Тому швидкодія ключів МДНП-транзисторів вища.

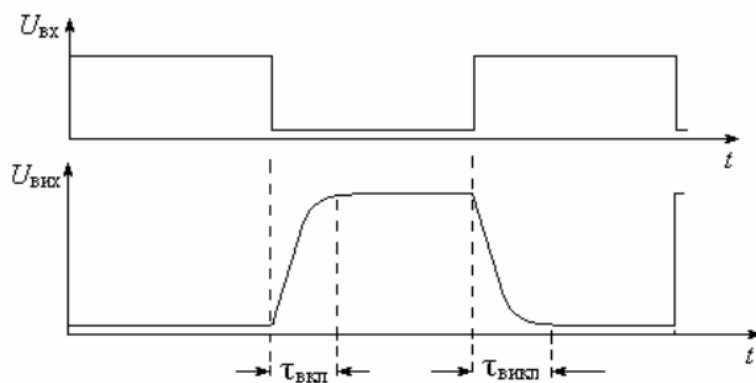


Рис.3.24. Осцилограми напруг на вході та виході ключа на ПТ

Базовим елементом сучасних логічних МДНП ІМС є інвертор на компліментарній парі n - та p -канальних транзисторів (Complementary Metal–Oxide–Semiconductor), що працюють взаємодоповнювально. Схема інвертора приведена на рис.3.24. Інвертор складається з двох послідовно з'єднаних транзисторів з каналами n та p -типу. Витоки підключені до відповідних полюсів джерела напруги а стоки з'єднані між собою (вихід ключа). Заслони також з'єднані розом (вхід ключа).

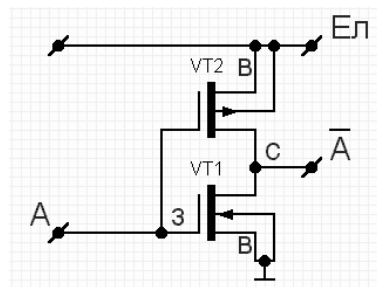


Рис.3.24. Інвертор на ПТ

Транзистор VT1, виток якого підключений до земельної шини, а стік до стоку навантажувального транзистора виконує роль резистора. Основа p -канального ПТ підключена до $E_{п}$, а n -канального до землі. Заслони об'єднані і служать входами інвертора. Якщо на вхід подається логічний нуль, то відкритий p -канальний ПТ а n -канальний – закритий. Якщо на вхід подається логічна одиниця, то відкритий n -канальний ПТ а p -канальний – закритий. Така схема не споживає потужність ні в одному із стаціонарних логічних станів тому, що якщо відкритий один транзистор, то закритий інший. Вони споживають струм лише в момент перемикання (наскрізний струм майже відсутній). Такі схеми мають високу швидкодію завдяки тому, що перезаряд ємності навантаження проходить через відкритий транзистор, як при вмиканні так і при вимиканні.

Компліментарні КМОП-ключі, які поєднують n -канальний та p -канальний транзистори, зараз є базовим елементом сучасної цифрової мікроелектроніки.

МДНП транзистор з плавним заслоном

Структура МДНП-транзистора з плавним заслоном – аналогічна структурі звичайного МДНП-транзистора (рис.3.29).

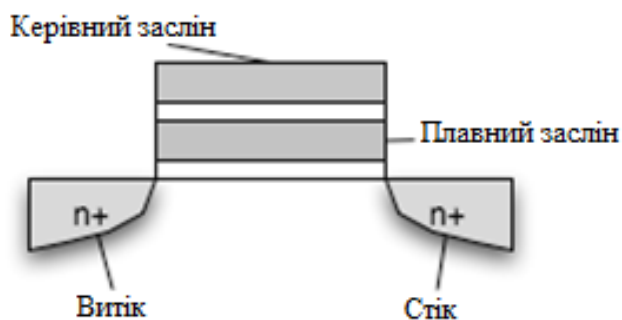


Рис.3.29.Транзистор флеш-пам'яті

Заслін розташований у глибині діелектрика на деякій віддалі від усіх контактів транзистора, що не дозволяє електронам з маленькою енергією, потрапляти на нього. Поруч з ним розташований керівний заслін. Якщо до нього прикласти високу напругу, то багато електронів набувають енергії достатньої для їх проходження крізь діелектрик, що розділяє керівний та плавний заслони, і дозволяє осідати їм на плавному заслоні (інжекція «гарячих» електронів), і його заряд з нейтрального стає негативним.

Електрони, що потрапили на плавний заслін, можуть залишатися там протягом десятків років, причому їх кількість не буде зменшуватися, якщо на транзистор не подається напруга. Якщо ж прикласти до керівного заслону напругу протилежного знаку, то електрони починають з нього стікати розряджаючи його. Маємо два стаціонарних стани транзистора: плавний заслін або не має заряду, або заряджений негативно. Перше відповідає логічному нулю, а друге – одиниці. Плавний заслін зберігає запрограмовану інформацію.

На базі МДНП-транзистора з плавним заслоном побудовані пристрої флеш-пам'яті. Якщо заряд плавного заслону у однобітного МДНП-транзистора менше 5000 електронів, то це означає, що комірка зберігає логічну «1», а якщо заряд більше 30 000 електронів, то – «0». Заряд комірки спричиняє зміну порогової напруги транзистора, і при зчитуванні інформації вимірюється величина цієї порогової напруги, а по ньому визначається величина заряду на плавному заслоні.

На основі МДНП-транзистора з плавним заслоном реалізується USB-флеш-пам'ять (флеш-накопичувачі). USB-пам'ять – це накопичувач з USB-роз'ємом, всередині якого розміщуються одна або дві мікросхеми флеш-пам'яті і USB-контролер.

3.6. Контрольні запитання

1. Чим відрізняються польові транзистори від біполярних?
2. Які типи ПТ Вам відомі?
3. Наведіть будову ПТ з керувальним електродом. В чому полягає їх принцип роботи?
4. Які ВАХ характеризують ПТ?
5. Як визначається крутість стоко-заслінної характеристики?
6. Які різновиди ПТ з ізольованим заслоном Вам відомі?
7. Чим відрізняються транзистори з індукованим та вбудованим каналом?
8. В чому полягає режими збіднення та збагачення ?
9. В яких режимах працюють транзистори з індукованим та вбудованим каналом? Як це впливає на їх вихідні ВАХ?
10. Дайте характеристики ВА ХПТ.
11. Як ПТ працює в режимі підсилення?
12. Від чого залежать частотні властивості ПТ?
13. Назвіть модифікації ПТ для ІС.

4. ТИРИСТОРИ

4.1. Класифікація тиристорів

Тиристори – це багатоперехідні структури, які на відміну від діодів, що мають один $p-n$ перехід (діодів) в силовій електроніці знаходять застосування прилади з більшою кількістю $p-n$ переходів (тиристори, або перемикальні діоди).

Тиристор – це перемикальний НП прилад, який має три або більше $p-n$ переходи та два стійких стани: закрито, коли через нього протікає малий струм, і відкрито – коли протікає значний струм.

Перевагами тиристорів над транзисторними ключами є:

- Великий коефіцієнт підсилення за струмом (незначний струм керування управляє великим струмом).
- Значно більші значення струму та напруги.
- Висока надійність та простота керування.

Основу тиристора складає пластинка з монокристалу кремнію з областями p - і n -типу, які чергуються між собою. Типи тиристорів наведені на рис.4.1.

Крайні області пластини є основними електродами: область p -типу – анод (А), область n -типу – катод (К).

Анод і катод тиристора мають відводи. Такий тиристор (з двома відводами) називають динистором або некерованим перемикальним діодом.

Крім того, відвід у тиристора може бути і від внутрішньої області. Цей відвід називається електродом управління (керівним електродом). При наявності відводу від внутрішніх областей, тиристор називається тріодним або тринистором (керуємим перемикальним діодом).

Тиристор, що має чотири виводи називається тріаком.

Тиристори можуть бути малої потужності ($I_{пр} \leq 0,3$ А), середньої потужності ($0,3$ А $< I_{пр} < 10$ А) і великої потужності ($I_{пр} > 10$ А).

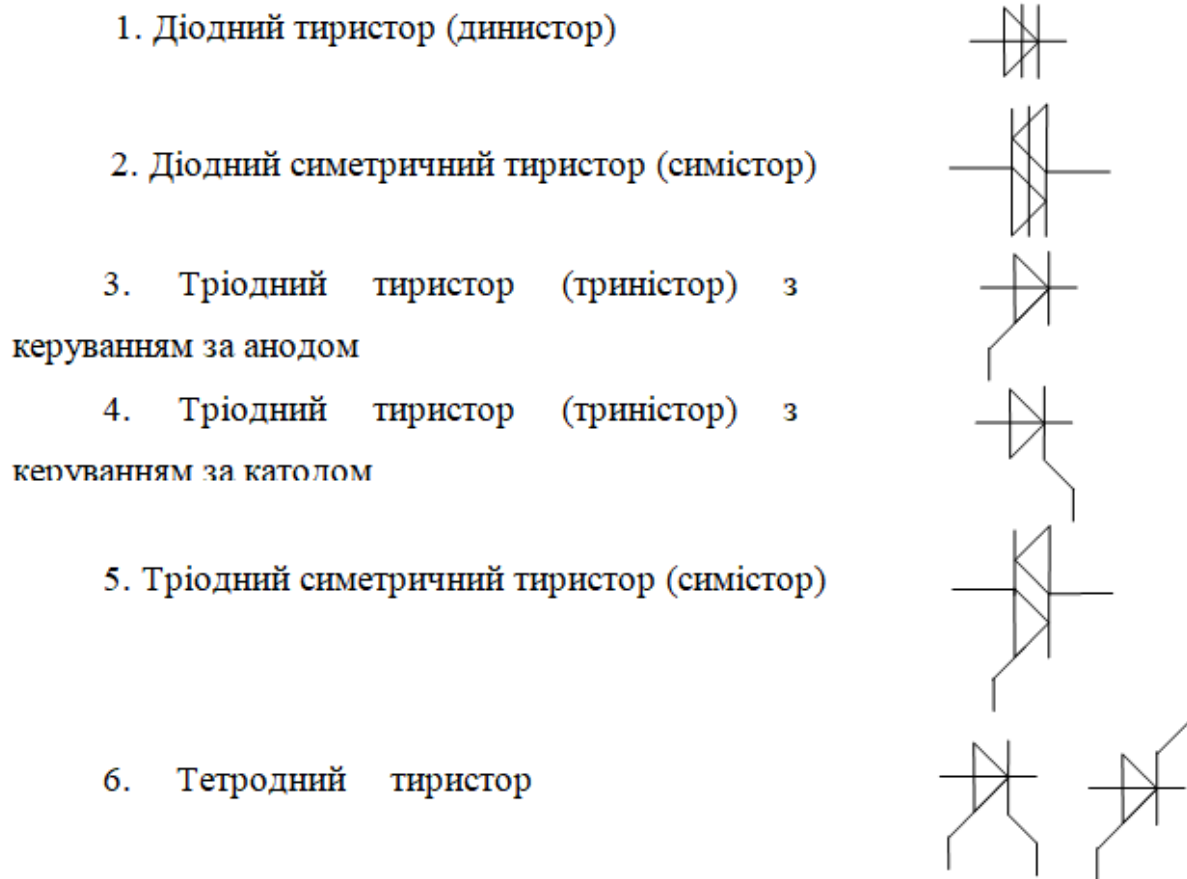


Рис. 4.1 – Класифікація і позначення тиристорів середньої і малої потужності

Система позначень тиристорів (крім силових) складається з 6 елементів (ОСТ 11.336.919-81)

Перший елемент – буква або цифра, що означає матеріал виготовлення, де Г або 1 – германій, К або 2 – кремній, А або 3 – сполуки галію, И або 4 – сполуки шндію.

Другий елемент – буква, що визначає різновид тиристора: Н – діодні тиристори (диністори), У – тріодні тиристори (триністори).

Третій елемент – цифра, що визначає призначення тиристора.

Визначає основні функціональні можливості (позначає максимально допустимий струм).

Четвертий – порядковий номер розробки (цифри).

П'ятий і шостий елементи, Розкид за окремими параметрами (букви).

Позначення тиристорів зарубіжного виробництва можна подивитися на <http://vozom.org.ua/index.php/klasifikatsiia-ta-poznachennia?showall=1&limitstart=>

Як приклад розглянемо позначення за американською системою JEDEC (табл.4.1). Наприклад, 3N221A.

Таблиця 4.1

Позначення НП елементів за американською системою JEDEC

1 елемент	2 елемент	3 елемент	4 елемент
Кількість р-п переходів: 1 – діод 2 – транзистор 3 – тиристор 4 – оптопара	Буква N	Серійний номер приладу (100-9999)	Буква: модифікація приладу

Тиристори великої потужності називаються силовими і мають в позначенні букви *T* – тиристор або *ТС* – симістор. Наприклад, позначення *ТС-2-25-16* означає: симістор, модель – 2, $I_{\text{макс}}=25$ А, $U_{\text{макс}}=1000$ В.

Силові тиристори випускаються на струми до 2000 А і напруги до 3 кВ.

4.2. Структура тиристора та його робота

Крайні переходи тиристорної структури з електродом управління називаються емітерними ЕП1, ЕП2, середній – колекторний КП, внутрішні області між переходами – базами, а крайні області – емітерами (рис.4.2 а).

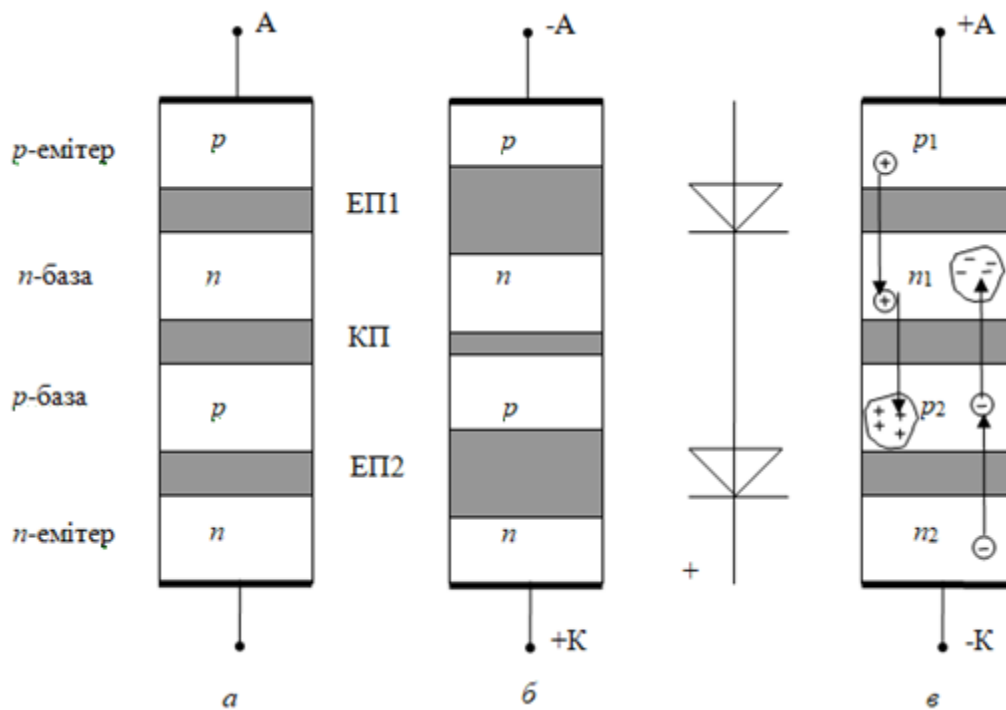


Рис.4.2. – Структура тиристора:

а) – якщо $U_A=0$; б) – якщо $U_A<0$; в) – якщо $U_A>0$

Вольт-амперна характеристика тиристора показана на рис.4.3.

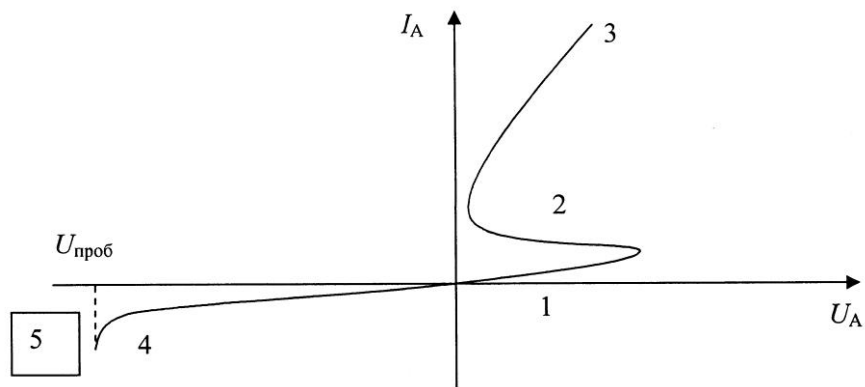


Рис.4.3. Вольт-амперна характеристика тиристора

Вона складається з п'яти ділянок.

Ділянка 1 – непровідний прямий стан або стан прямого замикання. Закінчується тоді, коли вмикається тиристор. Характеризується струмом вмикання - $I_{ВМК}$.

Ділянка 2 – нестабільний стан, який тиристор миттєво проходить. Характеризується струмом утримання $I_{\text{УТР}}$, мінімальним струмом відкритого тиристора, та та напругою відкритого тиристора $U_{\text{ВІДКР}}$, значення якої лежить в межах 1...1,5 В.

Ділянка 3 – відкритий стан тиристора або стан прямої провідності. Струм сягає до 10...200 А. Якщо збільшувати напругу далі то може наступити тепловий пробій.

Ділянка 4 – режим зворотного замикання. Це непровідний стан тиристора.

Ділянка 5 – область зворотного пробою тиристора.

Принцип роботи тиристора

З подачею від'ємної напруги на анод тиристора відносно катода його колекторний перехід КП зміщується в прямому напрямі, а обидва емітерних переходи ЕП – в зворотньому. ВАХ тиристора в цьому режимі є характеристикою двох послідовно з'єднаних електронно-діркових переходів (емітерних), підключених в зворотньому напрямі (ділянка 4).

Струм через тиристор буде невеликим: він визначається процесами екстракції і термогенерації неосновних носіїв заряду в цих переходах. При напрузі $U_{\text{проб}}$ виникає пробій емітерних переходів і струм тиристора різко зростає – тиристор виходить з ладу.

При прямій напрузі U_A (“+” – до аноду, “ – “ – до катода) ширина емітерних переходів зменшується, а колекторного переходу – збільшується.

Якщо прикладена напруга U_A мала, електрони і дірки, потрапивши в результаті інжекції відповідно в p - і n -бази і, ставши неосновними носіями заряду, рекомбінують. В цьому випадку, провідність тиристора буде малою (струм через тиристор – малий).

При збільшенні напруги U_A збільшується пряма напруга на ЕП1 і ЕП2, а, відповідно, і інжекція. Кількість носіїв заряду, що поступає в бази з емітерів за одиницю часу виявляється більшою кількості зарядів, які рекомбінують в базах.

В результаті цього дірки з p -емітера через КП (він для них не являється потенційним бар'єром) потрапляють в p -базу, а електрони з n -емітера – в n -базу. В n -базі утворюється нерівноважний заряд електронів, а в p -базі – заряд дірок. Ці заряди підсилюють інжекцію дірок p -емітера і електронів n -емітера, що призводить до збільшення незрівноважених позитивних зарядів в p -базі і негативних – в n -базі і т.д.

Виникає лавиноподібний процес, який призводить до появи прямої напруги на КП за рахунок компенсації позитивного поля анода негативним полем збільшеного заряду n -бази, а також компенсації негативного поля катода позитивним полем збільшеного заряду p -бази. Ці явища відбуваються миттєво (стрибком). Пряма напруга на КП стрибком зменшує опір тиристора, при цьому зменшується падіння напруги на ньому і різко збільшується струм I_A .

Анодний струм буде складатися із трьох компонентів:

- діркового струму p -емітера – $\alpha_1 I_A$; α_1 – коефіцієнт передачі струму ЕП1 ($p-n$);
- електронного струму n -емітера – $\alpha_2 I_A$; α_2 – коефіцієнт передачі струму ЕП2 ($n-p$);
- зворотнього струму КП – $I_{звор} = I_{КБ01} + I_{КБ02}$.

Коефіцієнти передачі струму α_1 і α_2 суттєво залежать від струму емітера (рис.4.4).

$$I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_A + I_{звор},$$

$$I_A = \frac{I_{звор}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}.$$

При малих струмах емітера, що має місце при малих напругах U_A $\alpha_1 + \alpha_2 \ll 1$, $I_A \approx I_{звор}$ і тиристор закритий. Струм анода, визначений власним зворотним струмом колекторного переходу – малий. З підвищенням напруги $U_A \rightarrow U_{ВМ}$ струм I_E зростає, що призводить до зростання коефіцієнтів α_1 і α_2 . $\alpha_1 + \alpha_2 \rightarrow 1$. При цьому різко зростає струм I_A .

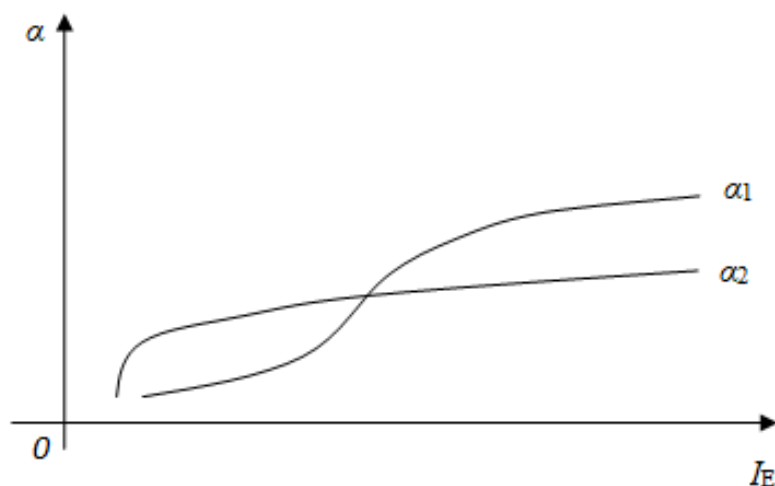


Рис.4.4. Залежність коефіцієнтів α_1 а α_2 від струму I_E

Схему підключення диністора наведено на рис.4.5.

Струм I_A буде визначатися опором навантаження і напругою джерела живлення E і може бути знайденою із виразу

$$U = E - I_A R_H$$

$$I_A = \frac{E - U}{R_H}$$

де U – падіння напруги на тиристорі.

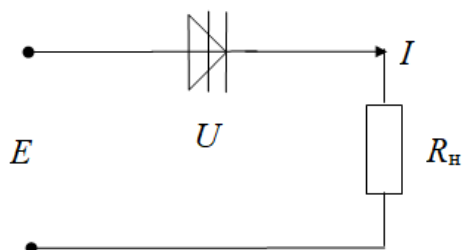


Рис.4.5. Схема підключення диністора

Падіння напруги на відкритому НП приладі мале (близько 1 В), тому струм при заданому E буде визначатися опором навантаження $I_A = \frac{E}{R_H}$.

Таким чином, тиристор є ключовим приладом, що має два сталих стани: „відкрито” – ділянка 3, і „закрито” – ділянка 1 (рис.4.3).

Диністор можна розглядати, як ввімкнення двох транзисторів р-п-р та п-р-п типів. Схема ввімкнення диністора показана на рис.4.6.

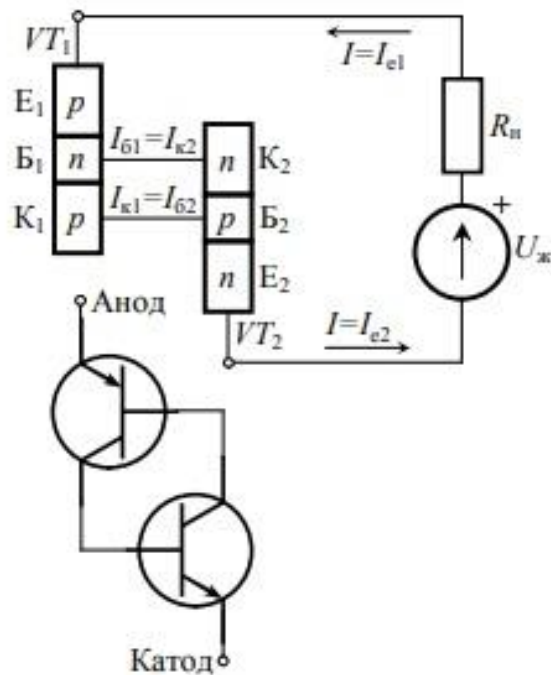


Рис.4.6. Схема ввімкнення та двотранзисторна модель диністора

Режим перемикання диністора

Анодна напруга $E_{ж}$ та резистор $R_{н}$ задають режим роботи анодного кола диністора. $E_{ж} = U_{A} - I_{E1} R_{н}$. Див рис.4.7.

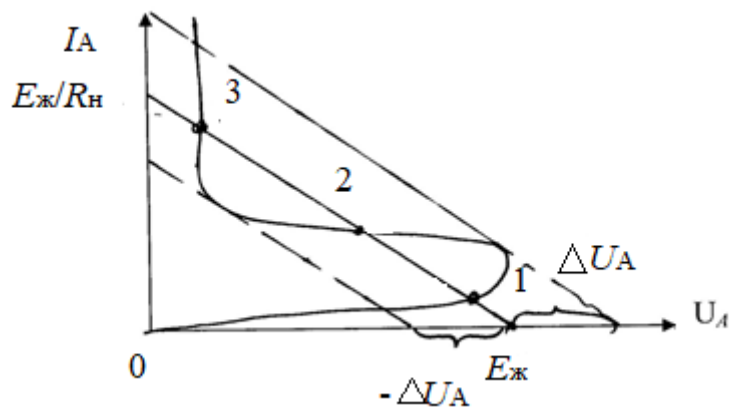


Рис.4.7. Вольт-амперна характеристика диністора

Робоча точка знаходиться в точці 1. $U_{ВМК} > U_A$ – динистор закритий, через нього протікає малий струм. Збільшуємо U_A . Переміщуємо робочу точку до точки контакту кривих, тобто зробимо $E_A > U_{ВМК}$. Робоча точка переміститься в точку 3 і буде там поки $\epsilon \Delta U_A$.

Закрити динистор можна зменшуючи U_A так, щоб знову не було перетину. Закриття відбудеться коли U_A досягне значення $U_{ВІДКР}$. Тобто вимкнути динистор можна розімкнувши анодне коло.

Тиристри з керівним переходом (триністри) полегшують його вмикання. Структура триністора відрізняється від структури диністора наявністю виводів від одного з базових шарів. Такі триністри називаються триністрами з керуванням за анодом чи катодом (рис.4.8.)

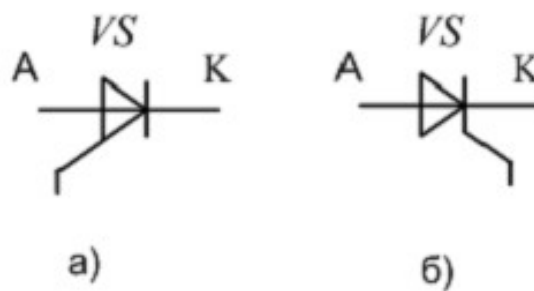


Рис.4.8. Триністри з керуванням за анодом (а) та катодом (б)

За допомогою керівного електроду шляхом подачі на нього прямої (позитивної відносно катода) напруги в p -базу вводяться незрівноважені дірки. При цьому збільшується інжекція електронів через ЕП2, а отже більша кількість електронів пройде через КП і коефіцієнт передачі α_1 зросте і при меншому U_A досягнеться співвідношення $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, що призводить до вмикання тиристора.

До переваг тиристора відносять:

- високий коефіцієнт підсилення за потужністю - $10^4 \dots 10^5$. Це пов'язано з незначною потужністю, що витрачається в ланцюгу керування, порівняно з потужністю, що виділяється в анодному ланцюзі;
- можливість керування вмиканням тиристора напругою на керівному електроді: чим більша напруга на керівному електроді, тим менша напруга вмикання. В цьому випадку вмикання тиристора відбувається при меншій анодній напрузі U_A .

Таким чином, тиристор можна вмикати за анодом і за керівним електродом.

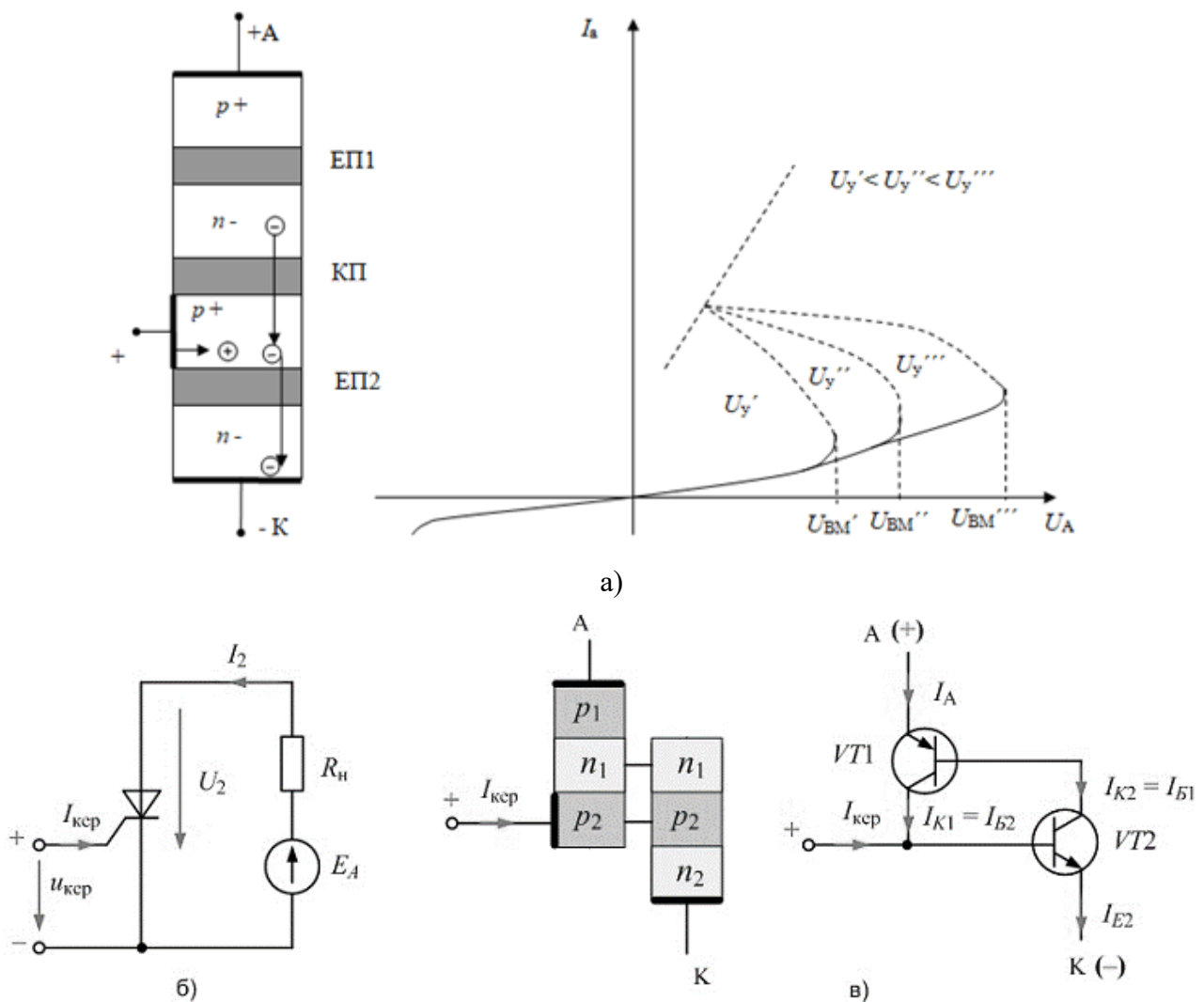


Рис.4.9. Структура триністора, вольт-амперні характеристики (а), схеми ввімкнення (б) та еквівалентна (в)

Режим перемикання тиристора з керівним електродом (триністора)

Схема ввімкнення тиристора з керівним колом показана на рис.4.10.

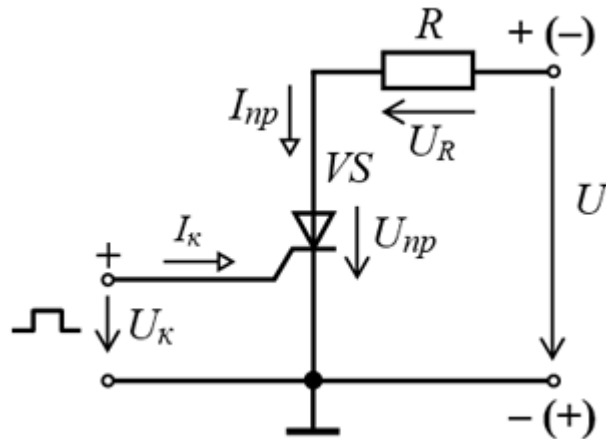


Рис.4.10. Схема ввімкнення тиристора

Тиристор VS включається послідовно з навантаженням R , утворюючи головне коло, що перемикає напругу U . Струм $I_{нр}$, що виникає у головному колі виникає тоді, коли на керівний електрод тиристора подається імпульс позитивної напруги $U_к$.

За допомогою керівного електрода шляхом подачі на нього прямої (позитивної відносно катода) напруги в p -базу вводяться незрівноважені дірки. Це призводить до виникнення струму керівного електрода $I_к$, який і включає тиристор.

Динамічні ВАХ режиму перемикання показані на рис.4.11.

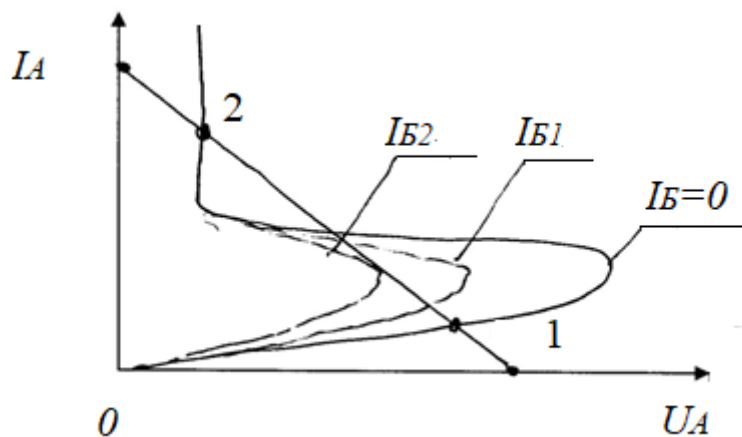


Рис.4.11. Динамічна вихідна вольт-амперна характеристика тиристора.

4.3. Імпульсне перемикання тиристорів

Відбувається за допомогою імпульсів, що подаються на анод або керівний електрод. З подачею імпульсу починається заряд ємностей переходів, нагромадження носіїв в базі, і струм I_A буде наростати постійно впродовж часу $t_{\text{вм}}$, після закінчення імпульсу струм зменшується за час $t_{\text{вим}}$.

Процес вмикання і вимикання тиристора відбувається за певний час, пов'язаний з нагромадженням і розсмоктуванням нерівноважного заряду в базі. Цей час обмежує частотний діапазон тиристорів (до 25 кГц).

Імпульсне перемикання тиристора може здійснюватися як за анодом та і за електродом управління. Осцилограми сигналів перемикання тиристорів наведені на рис.4.12.

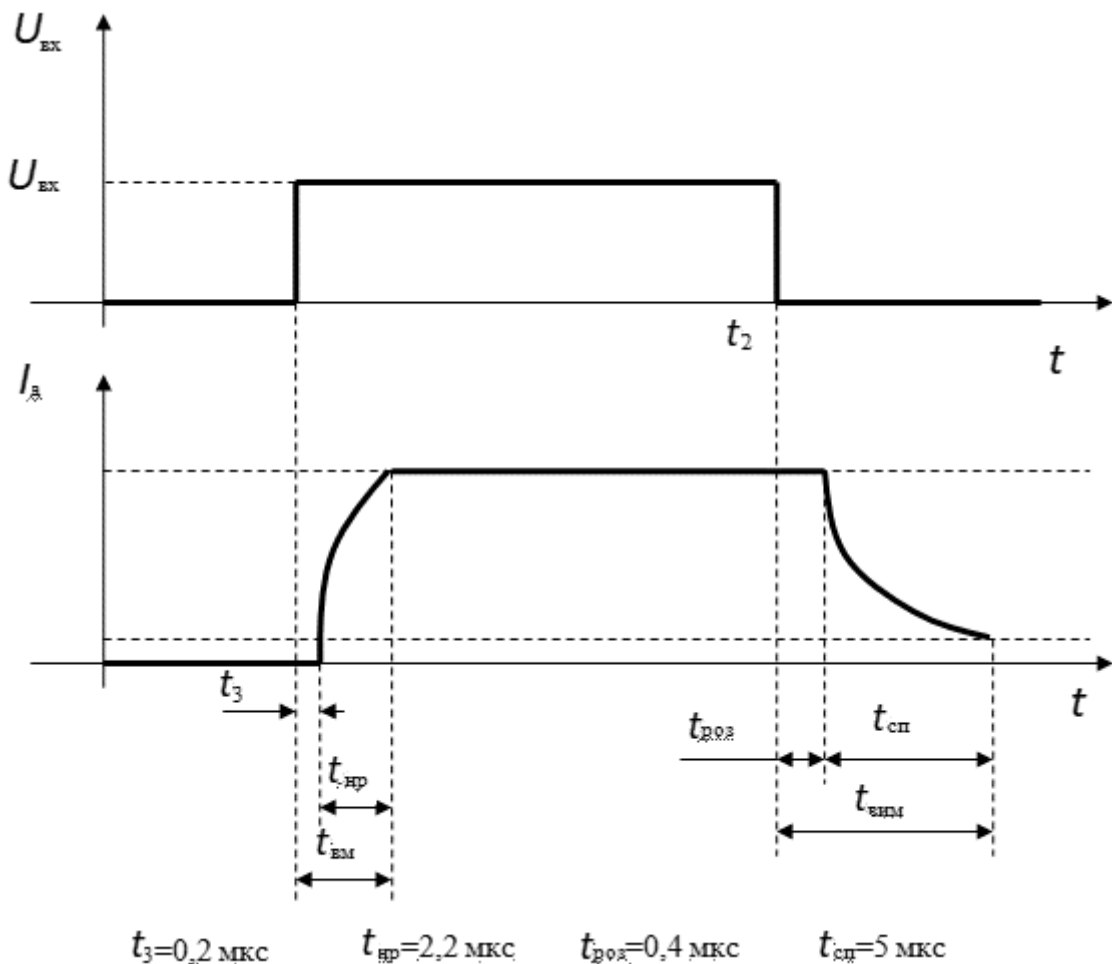


Рис.4.12. Осцилограма перемикання тиристорів.

З ростом $U_{\text{вх}}$ збільшується швидкість інжекції і ступінь насиченості баз носіями заряду, що призводить до зменшення часу затримки і нарощування і до збільшення часу розсмоктування. Час спаду від напруги $U_{\text{вх}}$ не залежить.

При імпульсному вмиканні тиристора по електроду управління необхідно мати на увазі, що відкриття його спочатку відбувається лише в вузькому каналі поблизу керуючого електроду, тобто спочатку інжекція носіїв заряду з емітера відбувається лише біля керівного електроду. Потім внаслідок дифузії носіїв заряду канал поступово розширюється і охоплює всю площу переходу.

Цей ефект може призвести до локального перегріву кристала і виходу тиристора з ладу. Тому допустима швидкість нарощування струму аноду $\frac{di_A}{dt}$ обмежується у тиристорах технічними умовами. Відповідно обмежується і частота перемикавання.

Зі збільшенням струму $I_{\text{кер}}$ зростає час затримки $t_{\text{зт}}$ та нарощування $t_{\text{нр}}$, зменшується час розсмоктування $t_{\text{роз}}$ та спаду $t_{\text{сп}}$.

Характеристики і параметри тиристора

Характеристиками тиристора є

- вихідна $I_A=f(U_a)$ при $I_y=const$,
- вхідна $I_y=f(U_y)$ при $I_A=const$.

Вихідна характеристика розглянута раніше. За вихідною характеристикою можна визначити його параметри:

- Напругу $U_{\text{вмк}}$ – анодна напруга, за якої тиристор переходить із режиму „закрито” до режиму „відкрито”. Як було визначено раніше, ця напруга залежить від напруги керування U_y . Чим більша напруга U_y , тим менша напруга $U_{\text{вмк}}$. Цій напрузі відповідає струм $I_{\text{вмк}}$.
- Утримуючий струм ($I_{\text{ут. мін.}}$) – мінімальний струм, необхідний для утримання транзистора у відкритому стані.
- Падіння напруги на тиристорі у відкритому стані ($U_{\text{відкр}}$) при заданому струмі I_1 .

- Напруга відкриття ($U_{y \text{ відкр}}$) і струм відкриття ($I_{y \text{ відкр}}$) керуючого електрода.
- $U_{\text{звор макс}}$, $I_{\text{звор макс}}$, $P_{\text{макс}}$, $I_{\text{відкр макс}}$, $U_{\text{відкр макс}}$.

Окрім того, до параметрів тиристора відносяться:

- час вмикання, $t_{\text{вм}}$;
- час вимикання, $t_{\text{вим}}$;
- максимальна частота, $f_{\text{макс}} = \frac{1}{t_{\text{вм}} + t_{\text{вим}}}$.

Наприклад, тиристор 2У208 має такі параметри: $U_{\text{пр}}=400$ В, $I_{\text{А}} \leq 5$ А, $I_0=5$ мА, $I_y < 150$ мА, $f \leq 400$ Гц, $t_{\text{вм}} < 150$ мкс, $t_{\text{вим}} < 10$ мкс.

Великі струми та напруги, що перемикаються, визначають його застосування, як ключового елемента в системах перетворення енергії, автоматиці та інше.

4.4. Методи управління тиристорами

Розробка тиристорних регуляторів напруги та потужності є одним з перспективних напрямів розвитку сучасної силової радіоелектроніки який базується на сучасних досягненнях напівпровідникової технології. Тиристори використовуються в комутаційних та захисних пристроях постійного і змінного струму в широкому діапазоні номінальних напруг та струмів. Відповідно до [1Р2] тиристори можна за принципом управління розділити на:

1. Схеми та пристрої з природною комутацією. Вони призначені для роботи в мережах змінного струму. Відключення їх здійснюється шляхом зміни полярності напруги джерела живлення, завдяки чому до тиристора прикладається зворотна напруга і він вимикається. Таке рішення не вимагає додаткових схемотехнічних рішень, крім блокування надходження керуючих імпульсів на вході тиристора.

2. Схеми та пристрої з штучною комутацією. Вони призначені для роботи в мережах постійного струму. Процес відключення їх пов'язаний із

змінною полярністю напруги на тиристорі та підтримкою сигналу управління на час, який достатній для вимикання.

3. Схеми та пристрої з фазовим регулюванням. До цієї групи належать апарати змінного струму з природною і штучною комутацією, що виконують функції регулювання вихідної напруги та потужності. Керування здійснюється затримкою вмикання тиристора на заданий кут відносно нульової фази вхідного струму.

Методи управління тиристорами поділяють на амплітудний, фазовий та фазово-імпульсний.

Амплітудний метод управління полягає в тому, що на керуючий електрод тиристора подають позитивну напругу, яка може змінюватися за своїм значенням. Тиристор відкривається, якщо ця напруга стає достатньою для протікання через керуючий електрод струму відкривання. Регулюючи значення напруги на керуючому електроді, можна змінювати момент відкривання тиристора. Метод управління працює лише протягом першої половини позитивного напівперіоду напруги мережі. Використання симістора чи включення тиристора в діагональ мостової схеми дозволяє регулювати напругу в навантаженні протягом обох напівперіодів напруги мережі.

При фазовому методі управління за допомогою фазобертаючого моста змінюють фазу керуючої напруги відносно напруги на аноді тиристора, тобто змінюють кут відкриття тиристора. В результаті зміни кута відсічки до навантаження йдуть неповні напівхвилі синусоїди (зазвичай без переднього фронту), внаслідок чого знижується діюча напруга.

Існує декілька видів фазового регулювання. Це фазове регулювання з запізнюючим кутом управління (рис.4.13,а), фазове регулювання з випереджаючим кутом управління (рис.4.13,б) та фазове регулювання з двостороннім керуванням (рис.4.13,в). Принцип дії цих видів показані на графіках рис.4.13.

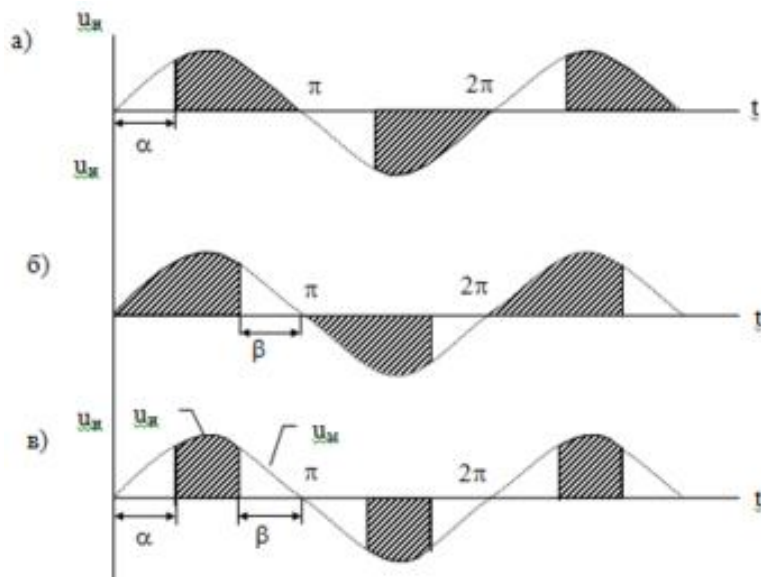


Рис.4.13. До пояснення видів фазового управління тиристором

До переваг фазового регулювання відносять невелику вартість комплектуючих елементів системи регулювання, простоту схемо технічних рішень як перетворювачів так і кіл керування. Головним недоліком є спотворення форми напруги (напруга стає несинусоїдальною) на виході перетворювача та при використанні в якості випрямляча великий коефіцієнт пульсацій вихідної напруги, що впливає на роботу асинхронних електричних двигунів. Однак таке регулювання широко використовується для плавного пуску електродвигунів, зарядки акумуляторів, регулювання потужності різних побутових пристроїв (яскравості ламп, значення напруги для підігріву різних пристроїв, що забезпечують комфорт в приміщеннях, то що).

Фазо-імпульсний (або ще широтно-імпульсний) метод управління тиристорами відрізняється від попереднього тим, що з метою підвищення точності і стабільності моменту відкриття тиристора на його керуючий електрод подають імпульс напруги з крутим фронтом. Це призводить до більш чіткого відкривання тиристора. Такий метод зараз використовується в промислових регуляторах найчастіше.

Осцилограми сигналів для тиристора та симістора показані на рис.4.14 та рис.4.15, відповідно.

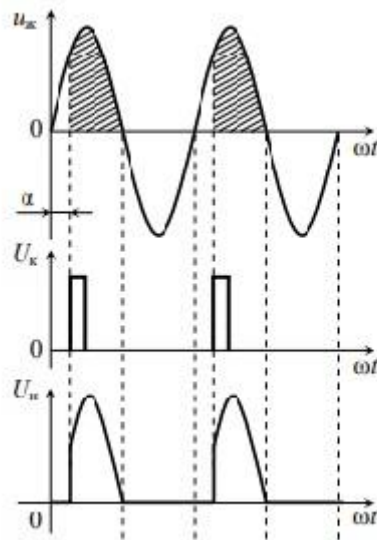


Рис.4.14. Осцилограми сигналів на активному навантаженні для тиристорного регулятора напруги

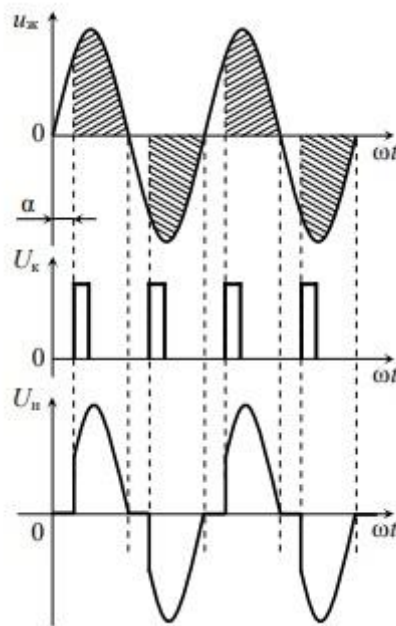


Рис.4.15. Осцилограми сигналів на активному навантаженні для симісторного регулятора

При ввімкненні тиристора в коло змінного струму може відбуватися:

- вмикання або вимикання електричного кола з активним та активно-реактивним навантаженням;

- зміна середнього і поточного значень струму через навантаження за рахунок регулювання моменту подачі сигналу управління.

За звичай тиристорний ключ проводить електричний струм тільки в одному напрямку, тому для підвищення ефективності роботи тиристорів на змінному струмі застосовується їх зустрічно-паралельне ввімкнення (рис.4.16,а) або симістори.

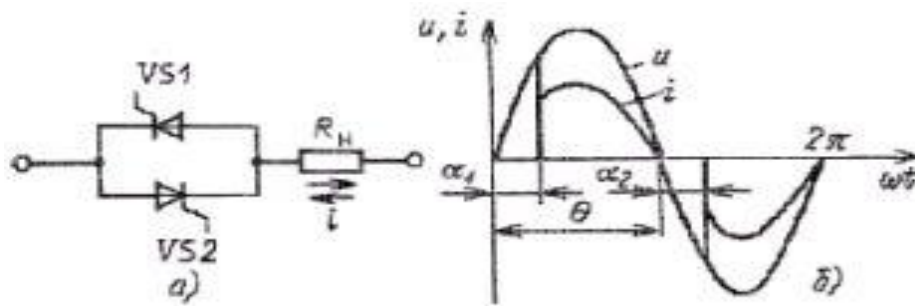


Рис.4.16. Зустрічно-паралельне ввімкнення тиристорів (а) і форма струму при активному навантаженні (б)

Середнє і діюче значення струму в навантаженні змінюється за рахунок зміни моменту подачі на тиристори VS1 і VS2 відкриваючих сигналів, тобто за рахунок зміни кута відсічки α (рис.4.16, б). Значення цього кута для тиристорів VS1 і VS2 необхідно змінювати одночасно за допомогою системи управління. Цей кут ще називають кутом відмикання тиристора.

4.5. Одноперехідні транзистри

Одноперехідні транзистори отримали широке застосування у різних пристроях автоматики, імпульсної і вимірювальної техніки.

Основою транзистора є кристал напівпровідника (наприклад n -типу), який називається базою (рис.4.17). На кінцях кристала розміщені омичні контакти B_1 і B_2 (базові виводи), між якими розташовується область, що має випрямляючий p - n -перехід (контакт E), що виконує роль емітера. Цей перехід

розділяє пластину на дві частини L_1 і L_2 , причому одна з них набагато більша від другої ($L_1 \ll L_2$).

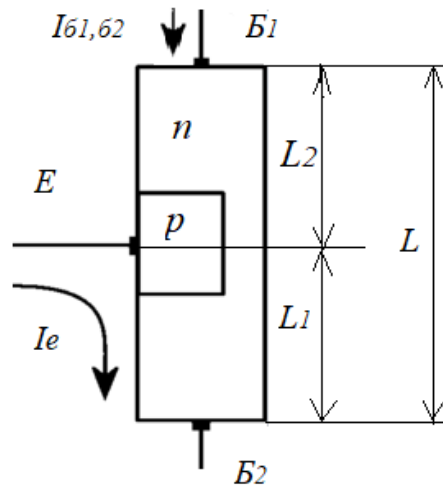


Рис.4.17. Структура одноперехідного транзистор

При подачі напруги живлення на базові виводи, через транзистор починає протікати струм $I_{61,62}$. Оскільки омичний опір розподілений рівномірно по всій довжині пластини, то на ділянках L_1 та L_2 падає напруга, яка пропорційна цим довжинам. Емітерний р-п-перехід буде закритий, через нього протікатиме лише маленький струм утічки.

Емітерний перехід буде закритий до тих пір, поки на нього не подати напругу U_e більшу, ніж $U_{e,61}$. При збільшенні напруги U_e достатньої для відкриття р-п-переходу (точка А на рис.4.18), з емітера E до бази B_1 почнуть інжектуватися дірки, які збільшать провідність ділянки L_1 і тим самим зменшать її опір. При зменшенні опору ділянки L_1 відповідно зменшиться внутрішня напруга $U_{e,61}$, тоді р-п-перехід відкриється ще більше. Це буде призводити до лавиноподібного збільшення кількості дірок в пластині на ділянці L_1 , подальшому зменшенню опору і збільшенні струму емітера. З ростом емітерного струму зменшується опір емітерного переходу, а разом з ним зменшується напруга U_e . Це відповідає появі від'ємного опору – ділянка АВ на

ВАХ. Подальше зростання емітерного струму відбувається за рахунок збільшення зовнішньої емітерної напруги (ділянка ВС на ВАХ).

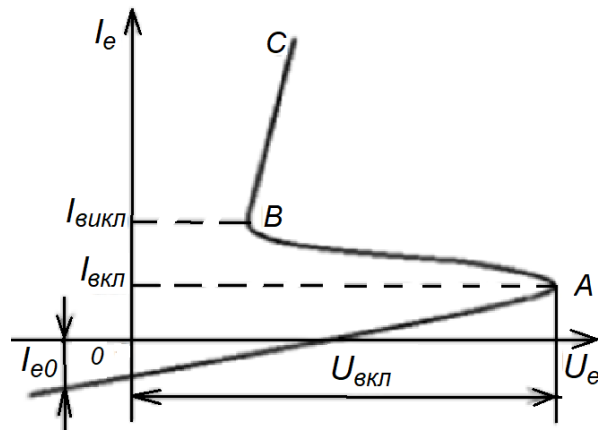


Рис.4.18. ВАХ одноперехідного транзистор

Схема ввімкнення одно перехідного транзистора наведена на рис.4.19.

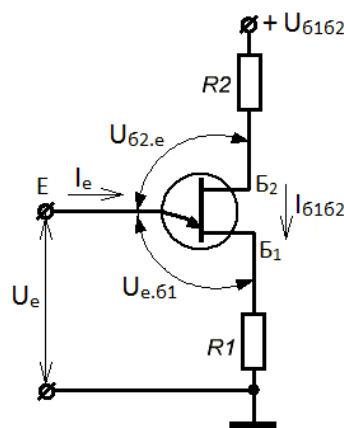


Рис.4.19. Схема ввімкнення одноперехідного транзистора

Одноперехідні транзистори мають достатньо велику за розміром базу, тому вони мають в порівнянні з біполярними гірші частотні характеристики та працюють на НЧ.

4.6. Контрольні запитання

1. Що таке тиристор?
2. Яка структура тиристора?

3. Чим відрізняється диністор від триністора?
4. Наведіть ВАХ триністора. Вкажіть на ній характерні точки.
5. На ВАХ покажіть як відбувається перемикання триністора.
6. Які методи управління тиристорами Вам відомі?
7. Назвіть особливості одноперехідних транзисторів.

Список літератури

1. Троцишин І.В. Фізичні основи електронних приладів: Навчальний посібник / І.В.Троцишин – Хмельницький: ХДУ. – 2004. – 488 с.
2. Твердотільна електроніка : підручник / О. В. Борисов, Ю. І. Якименко ; за заг. ред. Ю. І. Якименка. – К. : НТУУ «КПІ», 2015. – 484 с.
3. Твердотільна електроніка [Електронний ресурс] : підручник для студ. спеціальності 153 «Мікро- та наносистемна техніка» / О. В. Борисов, Ю. І. Якименко ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 19,2 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 484 с. URL https://me.kpi.ua/downloads/Borysov_Yakymenko_TTE_2018.pdf
4. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник / За ред. Ю.Л.Мазора, Є.А.Мачуського, В.І.Правди. – К.: Вища шк., 1999. – 838 с.
5. Прищепа М.М., Погребняк В.П. Мікроелектроніка. В 3 ч. Ч. 1. Елементи мікроелектроніки: Навч. посіб. / За ред. М.М. Прищепи. – К.: Вища шк., 2004. – 431 с.
6. Прищепа М.М., Погребняк В.П. Мікроелектроніка: В 3 ч. Ч. 2. Елементи мікросхемотехніки: Навч. посіб. / За ред. М.М. Прищепи. – К.: Вища шк., 2006. – 503 с.
7. Мікроелектроніка і наноелектроніка. Вступ до спеціальності: навч. посіб. / Ю. М. Поплавко, О. В. Борисов, В. І. Ільченко та ін. – К.: НТУУ «КПІ», 2010. – 160 с.
8. Комп'ютерна електроніка [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» / К.К.Победаш; КПІ ім. Ігоря Сікорського. - Електронні текстові дані (1файл: 21,4 Мбайт). - Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. - 364 с.
9. Н. Muhammad, Power Electronics Handbook – Elsevier Inc., 2024. – 1472 p. URL: <https://www.iqytechnicalcollege.com/Power%20Electronics%20Handbook.pdf>