

Лабораторна робота №3

Ідентифікація та дослідження моделей біполярних транзисторів

Теоретичні відомості

Характеристики біполярного транзистора, підключеного за схемою із спільною базою

Біполярний транзистор—це прилад, який має два взаємодіючих ЕДП і призначений для підсилення потужності і генерування електричних сигналів, а також—для комутації різних кіл. Дискретний транзистор має три області з різними типами провідності: р-п-р і п-р-п (рис. 2.1). Принцип їх дії однаковий. Емітерна область легується сильніше (р⁺-п-р і п⁺-р-п транзистори) для забезпечення переважаючої односторонньої інжекції неосновних носіїв із емітера в базу.

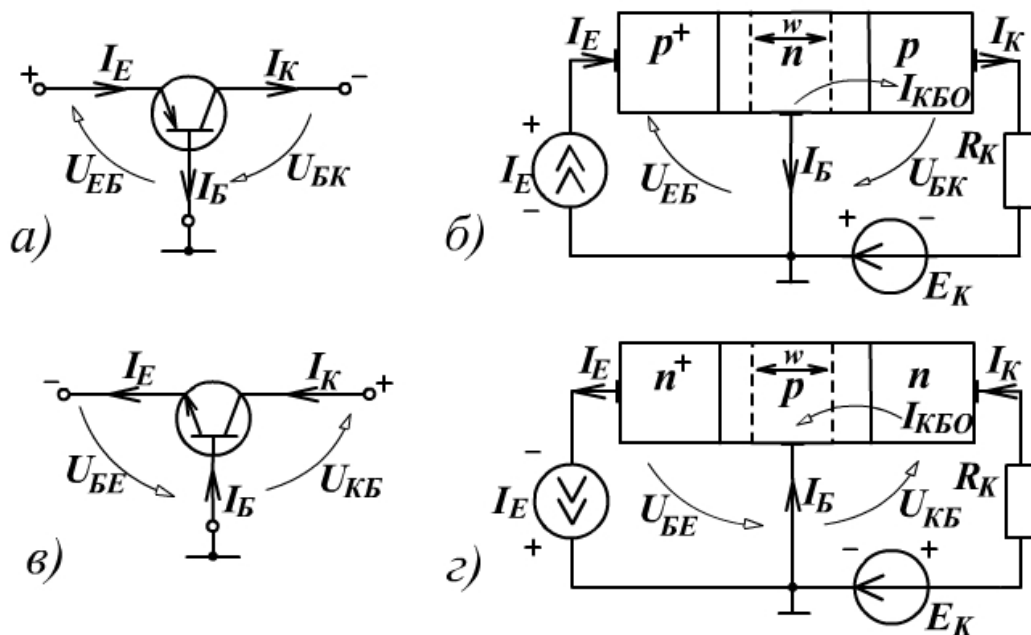


Рис. 2.1

Проміжна область називається базою, концентрація носіїв у ній значно нижча, ніж в емітері. Призначення колектора – екстрагування неосновних носіїв із бази. Принцип дії біполярного транзистора заснований на інжекції неосновних носіїв заряду із емітера в базу, дифузійному русі цих носіїв через базову область ті їх екстракції зворотним зміщеним колекторним ЕДП.

Розглянемо схему вмикання транзисторів р-п-р (рис.2.1.а,б) і п-р-п (рис.2.1.в,г) типів із СБ. Вивід бази є спільним для емітерного (вхідного) і колекторного (вихідного) кіл. Для забезпечення нормального підсилювального режиму до емітерного ЕДП прикладають пряме

зміщення (U_{EB} для p-n-p і U_{BE} для n-p-n), а до колекторного – зворотне (відповідно U_{BK} і U_{KB}). У схемі СБ полярності вхідної й вихідної напруги протилежні. Біполярний транзистор – це прилад, керований струмом, оскільки емітерний перехід зміщений у прямому напрямі, а опір його малий.

Емітер інjektує неосновні носії в базу (дірки для p-n-p і електрони для n-p-n транзисторів). Мала частина (1...2 %) з них рекомбінує з основними носіями, створюючи малий струм бази. Решта носіїв дифундують до колекторного переходу, де потрапляють у поле переходу і створюють струм у колі колектора. Якщо базу виготовити тонкою (товщина бази $W \ll L$, де L -дифузійна довжина неосновних носіїв у базі), то більша частина (98...99 %) інjektованих носіїв досягає колекторного ЕДП без рекомбінації. Таким чином, через зовнішні контакти транзистора протікають струми: емітерний I_E (зумовлений інжекцією неосновних носіїв), колекторний I_K (внаслідок екстракції неосновних носіїв), базовий I_B (через рекомбінацію основних носіїв) і зворотний I_{KBZ} струм колекторного ЕДП для схеми СБ.

Оскільки емітерний ЕДП зміщений у прямому напрямі, а колекторний – у зворотному, то опір вхідного (емітерного) кола виявляється значно меншим, ніж вихідного (колекторного). Незважаючи на те, що струми I_E і I_K мало чим відрізняються (на величину невеликого струму I_B), то вдається отримати значне підсилення по потужності у цій схемі. Потужність, яка розвивається у навантаженні R_K , значно більша, ніж потужність, яка витрачається на керування емітер ним струмом.

Для збереження умови підсилення потужності потрібно, щоб колекторний ЕДП був зміщений зворотною, що обмежує максимальний опір навантаження зверху:

$$R_K \leq \frac{E_K}{I_K}. \quad (2.1)$$

Можливе інверсне вмикання транзистора, коли колекторний ЕДП зміщений прямо, а емітерний – зворотно. У режимі відсічки обидва ЕДП зміщені зворотно і транзистор перебуває у закритому стані. Якщо обидва ЕДП зміщені у прямому напрямі, то вони інjektують неосновні носії в базу. Починається інтенсивна рекомбінація, яка викликає значний приплив основних носіїв через базовий контакт. Транзистор виявляється повністю відкритим і не підсилює коливань потужності, падіння напруги на ньому прямує до нуля із зменшенням струму колектора. Ці умови роботи транзистора характеризують режим насичення.

Суміщені ВАХ транзистора p-n-p типу для вмикання за схемою із СБ показані на рис.2.2. Струми й напруги n-p-n транзистора мають протилежні напрямки (рис.2.1,в,г), тому координатні осі аналогічних графіків ВАХ повинні бути повернуті на 180° , але для зручності розрахунку схем зберігають положення осей, враховуючи від'ємні значення струмів і напруг.

Вхідні ВАХ транзистора, увімкненого за схемою із СБ, розміщені в третьому квадранті і характеризують залежність струму емітера (вхідного) від напруги емітер-база (вхідного). Вони аналогічні ВАХ діода при $U_{БК} = 0$. Із збільшенням зворотного зміщення $U_{БК}$ відбувається розширення колекторного ЕДП, яке приводить до зменшення товщини електронейтральної бази W (рис. 2.1,б,г). Це викликає зменшення ймовірності рекомбінації неосновних носіїв у базі і струму бази. Відповідно для підтримки незмінного струму емітера I_E потрібна менша вхідна напруга $U_{ЕБ}$. Така модуляція товщини бази приводить до зрушення вхідних ВАХ до осі струмів I_E . Це свідчить про існування внутрішнього від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) по напрузі між входом і виходом транзистора (ефект Ерлі), який характеризується коефіцієнтом зворотного зв'язку за напругою у режимі малого сигналу:

$$h_{126} = \left. \frac{\partial U_{ЕБ}}{\partial U_{БК}} \right|_{\partial I_E = 0} \approx \left. \frac{\Delta U_{ЕБ}}{\Delta U_{БК}} \right|_{\Delta I_E = 0} \ll 1. \quad (2.2)$$

Зменшення коефіцієнта h_{126} із збільшенням $U_{БК}$ пояснює "згущення" вхідних ВАХ практично при $U_{БК} \geq 3$ В. З цієї причини у довідниках наводять, як правило, дві вхідні ВАХ при $U_{БК} = 0$ В і 5 В. Якщо ж узяти сталість h_{126} , то прямі вхідні ВАХ у схемі вмикання СБ описуються експоненціальним рівнянням, враховуючи дію ВЗЗ:

$$I_E = I_{ЕЗ} \exp\left(\frac{U_{ЕБ} + h_{126} U_{БК}}{m_E \varphi_T}\right), \quad (2.3)$$

де $I_{ЕЗ}$ – зворотний струм емітерного ЕДП; $1 < m_E < 2$ – коефіцієнт неідеальності ВАХ; φ_T – температурний потенціал.

У окремому випадку, коли $U_{БК} = 0$, рівняння вхідної ВАХ (2.3) набуває вигляду рівняння ВАХ діода (1.2). Значення параметрів $I_{ЕЗ}$ і m_E визначають, розв'язуючи системи двох рівнянь по координатах двох точок цієї ВАХ. За вхідними ВАХ визначають величину h_{126} , використовуючи приріст напруг $\Delta U_{БК}$ і $\Delta U_{ЕБ}$ для двох ВАХ при фіксованому струмі емітера I_E . За вхідними ВАХ схеми із СБ обчислюють значення вхідного опору транзистора у режимі малого сигналу:

$$h_{116} = \left. \frac{\partial U_{ЕБ}}{\partial I_E} \right|_{dU_{БК} = 0} = \frac{m_E \varphi_T}{I_E} \approx \left. \frac{\Delta U_{ЕБ}}{\Delta I_E} \right|_{\Delta U_{БК} = 0}. \quad (2.4)$$

У першому квадранті розташовуються вихідні ВАХ транзистора. При заданих зворотних напругах колектора $U_{БК}$ і холостому ході у вхідному колі ($I_E = 0$) на виході транзистора протікає зворотний струм колекторного ЕДП, позначуваний $I_{КБЗ}$. Характеристика $I_K = I_{КБЗ}$, яка відповідає зворотній ВАХ колекторного ЕДП, і вісь абсцис обмежують режим відсічки. У нормальному підсилювальному режимі збільшення емітерного струму викликає збільшення концентрації неосновних носіїв в області бази. Та частина неосновних носіїв, яка екстрагується колектором, визначає колекторний струм:

$$I_K = h_{21Б} I_E + I_{КБЗ} , \tag{2.5}$$

де h_{216} — малосигнальний коефіцієнт передачі струму емітера в схемі з СБ:

$$h_{216} = \left. \frac{\partial I_K}{\partial I_E} \right|_{dU_{БК} = 0} \approx \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \right|_{\Delta U_{БК} = 0} . \tag{2.6}$$

Значення параметра $h_{216} < 1$, оскільки для транзистора справедливий перший закон Кірхгофа,

$$I_E = I_K + I_B . \tag{2.7}$$

Для визначення $h_{21Б}$ на вихідних ВАХ при постійній напрузі колектора $U_{БК}$ (рис.2.2.) задаються приростом $\Delta I_E = I_{E2} - I_{E1}$, визначають приріст $\Delta I_K = h_{216} I_{E2} - h_{216} I_{E1}$ і розраховують за формулою (2.6)

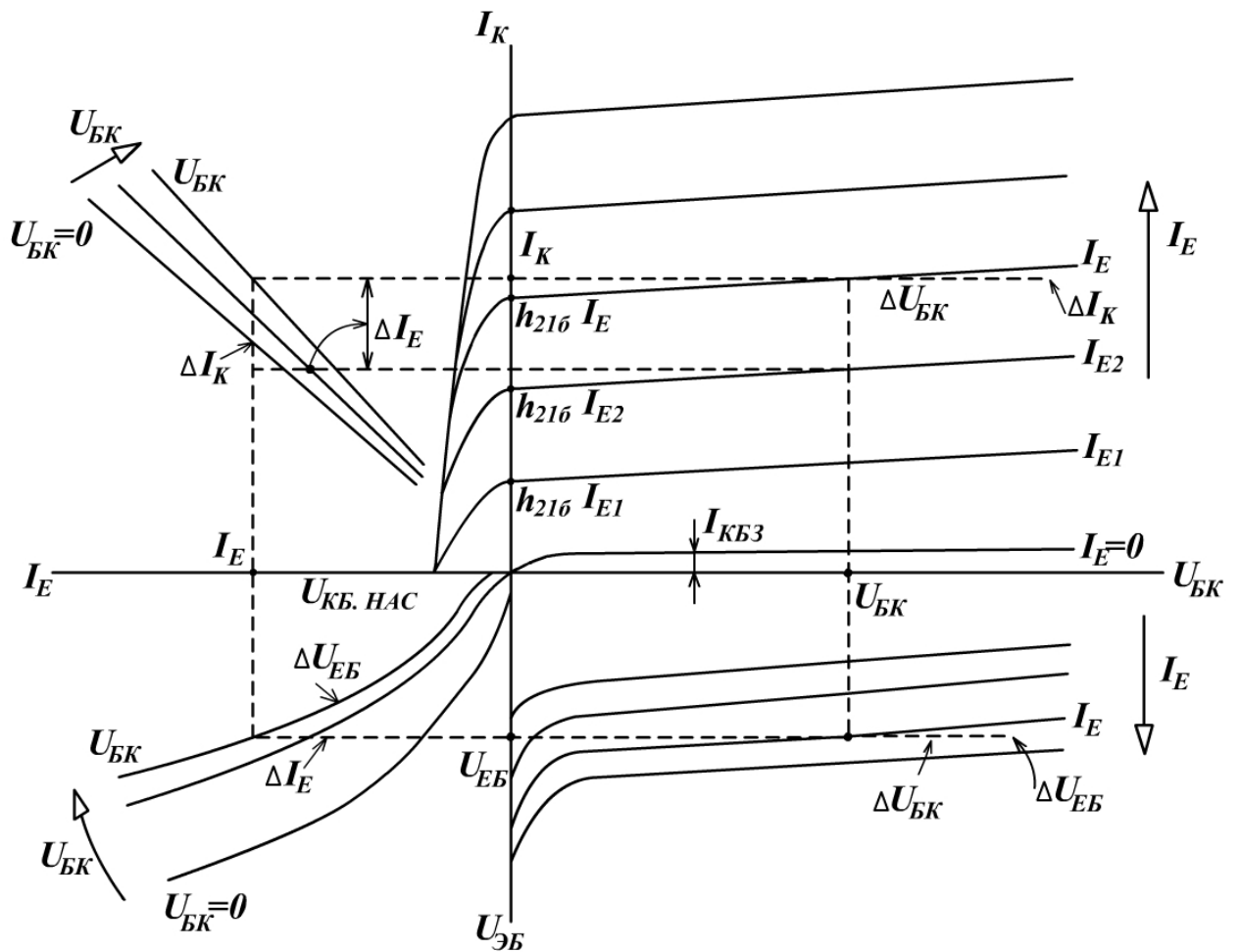


Рис. 2.2

У нормальному підсилювальному режимі при збільшенні $U_{БК}$ вихідні ВАХ не йдуть паралельно осі абсцис. Це пояснюється збільшенням I_E , а значить, і I_K . Нахил ВАХ (рис. 2.2) характеризує вихідну провідність транзистора:

$$h_{226} = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{BK}} \right|_{dI_E = 0} \approx \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{BK}} \right|_{\Delta I_E = 0} \quad (2.8)$$

Вихідні ВАХ транзистора, який працює за схемою із СБ у нормальному підсилювальному режимі, визначаються залежністю:

$$I_K = h_{216} I_E + h_{226} U_{BK} + I_{KB3} \quad (2.9)$$

Зміна полярності напруги колекторного ЕДП (режим насичення) викликає інжекцію неосновних носіїв із колектора в базу, концентрація яких може зрівнятися з концентрацією екстрагованих носіїв. У результаті струм I_K різко зменшується і при $U_{KB\text{нас}}$ дорівнює нулю.

Наявність спільного масштабу для сусідніх характеристик дозволяє за результатами вимірювання вхідних і вихідних ВАХ транзистора будувати характеристики прямої передачі струму у другому квадранті і зворотного зв'язку по напрузі в четвертому квадранті. Наприклад, на графіку вихідних ВАХ проводять вертикальні лінії для різних U_{BK} і знаходять точки перетину з ВАХ. Потім для цих точок визначають координати струмів I_K і I_E , по яких у другому квадранті будують характеристики передачі. Для побудови характеристик зворотного зв'язку на вхідних ВАХ проводять вертикальні лінії, які відповідають різним значенням струму I_E . Для всіх точок перетину цих ліній із вхідними ВАХ визначають U_{EB} і U_{BK} . За цими значеннями у четвертому квадранті будують ряд характеристик зворотного зв'язку.

Еквівалентна схема нелінійної статичної моделі р-п-р транзистора (модель Еберса - Мола) зображена на рис. 2.3.

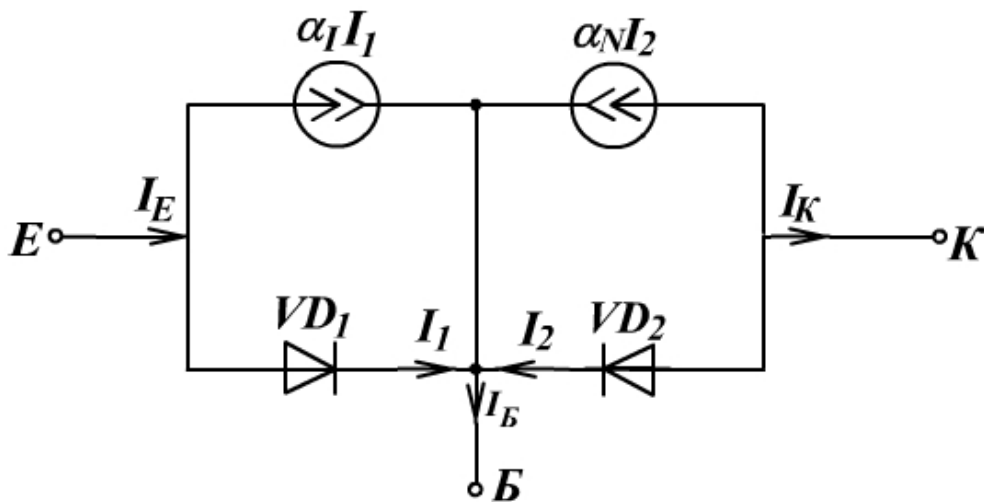


Рис. 2.3

Діоди VD1 й VD2 моделюють емітерний і колекторний ЕДП. Струми інжекції цих діодів I_1 і I_2 є керуючими, а керованими -- струми екстракції, які подаються у моделі залежними джерелами струму $\alpha_N I_1$ для нормального режиму та $\alpha_1 I_2$ — для інверсного. Цей варіант

нелінійної моделі транзистора називається інжекційним і використовується, як правило, для розрахунку схеми з СБ.

Аналітичний опис моделі:

$$I_1 = I_{E3} \left(e^{\frac{U_{EB}}{m_E \varphi_T}} - 1 \right), \quad (2.10)$$

$$I_2 = I_{K3} \left(e^{\frac{U_{KB}}{m_K \varphi_T}} - 1 \right), \quad (2.11)$$

де I_{E3} і I_{K3} — зворотні струми діодів, які вимірюються при $U_{KB} = 0$ та $U_{EB} = 0$;

α_N , α_1 - коефіцієнти передачі струму емітера і струму колектора відповідно у нормальному та інверсному режимах; m_E , m_K — коефіцієнти неідеальності ВАХ діодів.

Параметри I_{E3} і m_E визначають, розв'язуючи системи двох рівнянь типу (2.3) при $U_{BK} = 0$ для двох точок на вхідній ВАХ. Вважають, що для інжекційного варіанта моделі Еберса-Мола, по-перше, $m_K \approx 1,2 m_E$, а по-друге:

$$\alpha_N I_{E3} = \alpha_1 I_{K3}. \quad (2.12)$$

На практиці інверсний коефіцієнт передачі $\alpha_1 \leq 0,8 \alpha_N$, тому $I_{K3} > I_{E3}$.

Описана нелінійна модель Еберса-Мола використовується для режиму великого сигналу.

У режимі малого сигналу переходять до статичної лінійної Т-подібної моделі з диференціальними параметрами (рис. 2.4). У коло емітера ввімкнено диференціальний опір $r_{E,диф}$ емітерного переходу:

$$r_{E,диф} = \frac{m_E \varphi_T}{I_E^0}. \quad (2.13)$$

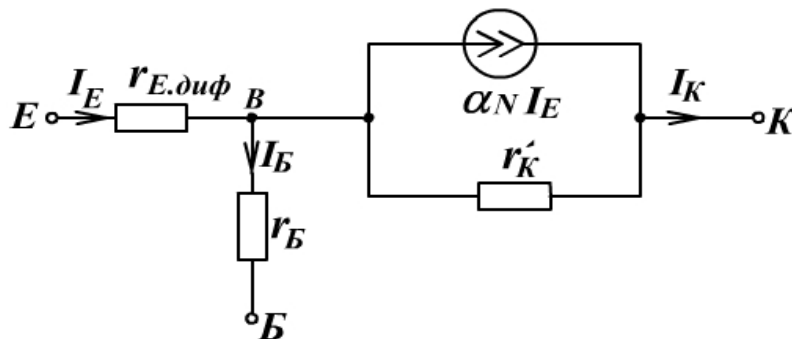


Рис. 2.4

Резистор r_B моделює опір матеріалу бази. Величину r_B розраховують за формулою:

$$r_B = \frac{h_{116} - r_{E,диф}}{1 - h_{216}}, \quad (2.14)$$

при цьому для розрахунку параметрів $h_{11б}$, $r_{Е.диф}$ і $h_{21б}$ за формулами (2.4), (2.12) і (2.6) використовують значення $I_E \leq (1-5) \text{ мА}$, щоб не здобути невірний результат $r_B < 0$.

Резистор r'_K моделює внутрішній зворотний зв'язок (ефект Ерлі) у транзисторі:

$$r'_K = 1/h_{22б} . \quad (2.15)$$

Якщо розглядати транзистор як чотириполюсник, то, беручи за незалежні змінні вхідний струм I_E і вихідну напругу $U_{БК}$, щоб знайти дві інші залежні змінні -- вхідну напругу $U_{ЕБ}$ і вихідний струм I_K -- використовують змішану систему рівнянь із статичними h_B -параметрами для схеми із СБ:

$$U_{ЕБ} = h_{11б} I_E + h_{12б} U_{БК} , \quad (2.16)$$

$$I_K = h_{21б} I_E + h_{22б} U_{БК} .$$

Еквівалентна схема моделі, яка відповідає системі h -параметрів, показана на рис 2.5. Щоб визначити числові значення усіх h -параметрів, використовують експериментальні ВАХ транзистора і формули (2.2), (2.4), (2.6) і (2.8). Часто цю модель спрощують, нехтуючи малими значеннями параметрів $h_{12б}$ і $h_{22б}$

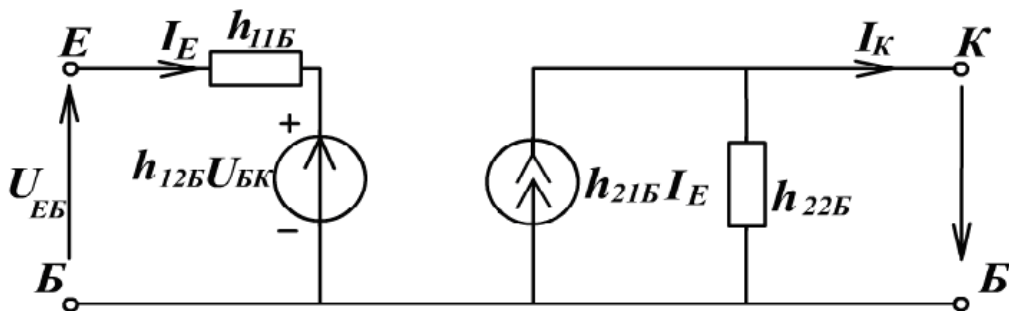


Рис. 2.5

Характеристики біполярного транзистора, підключеного за схемою із спільним емітером

Основне практичне використання отримала схема увімкнення транзистора із СЕ, коли спільним електродом для вхідного й вихідного кіл є емітер (рис. 2.6).

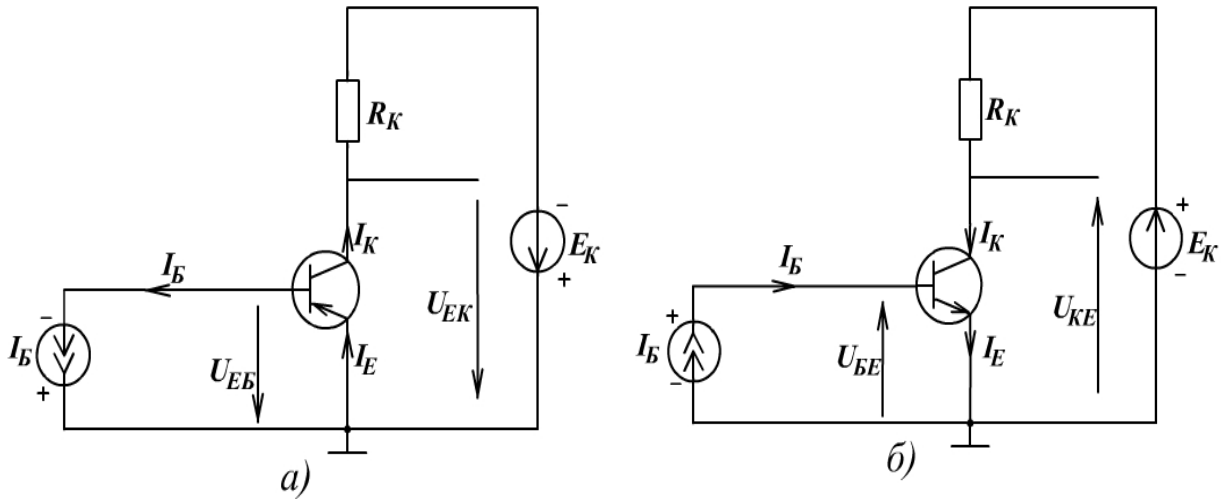


Рис.2.6

Схема забезпечує в нормальному режимі підсилення як за напругою і потужністю, так і за струмом, тому що вхідний струм бази набагато менший ніж вихідний струм колектора. Оскільки біполярний транзистор керується вхідним струмом, то із збільшенням I_B зростає концентрація основних носіїв, які надходять від джерела вхідного в базу (електронів для р-п-р і дірок для п-р-п транзисторів). Цим досягається пряме зміщення емітерного ЕДП.

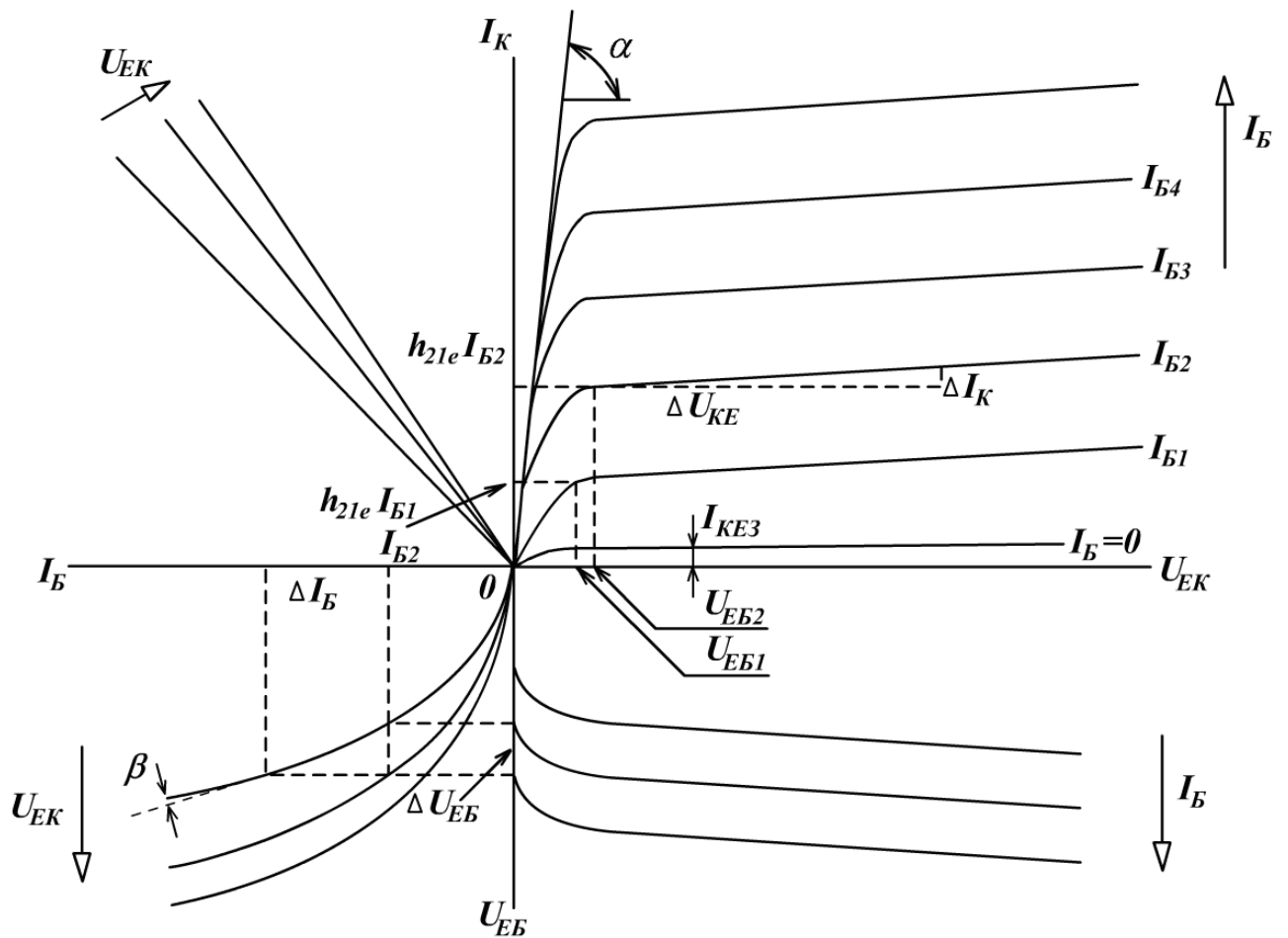


Рис. 2.7

Починається інжекція неосновних носіїв із емітера в базу, концентрація яких значно переважає концентрацію основних носіїв, які надійшли, через більш високий рівень легування емітера відносно бази. Більше число неосновних носіїв, дифундуючи через базу, досягне колекторного ЕДП, який перебуває під зворотним зміщенням і екстрагує їх із бази, створюючи струм I_K .

Суміщені ВАХ транзистора р-п-р типу при вмиканні із СЕ зображені на рис. 2.7.

Суміщені ВАХ n-p-n транзистора показують подібним чином, але із зміною напруг U_{EK} на U_{KE} і U_{EB} на U_{BE} . У першому квадранті побудовані вихідні ВАХ. Вони подібні до вихідних ВАХ схеми вмикання із СБ (рис.2.2), але зміщені праворуч на величину напруги на емітерному ЕДП: $U_{EB} = U_{EK} - U_{BK}$. Насправді із схем вмикання із СЕ, зображених на рис.2.6, видно, що вихідна напруга дорівнює алгебраїчній сумі на увімкнених назустріч одне одному емітерному й колекторному ЕДП:

$$U_{EK} = U_{BK} + U_{EB} . \quad (2.17)$$

У режимі відсічки при роз'єднаному виводі бази ($I_B = 0$) колекторний струм дорівнює "наскрізному" зворотному струму в колі колектор-емітер I_{KE3} . Під час подачі базового струму в активному режимі I_K збільшується і досягає значення:

$$I_K = h_{21e} I_B + h_{22e} U_{EK} + I_{KE3} , \quad (2.18)$$

де h_{21e} - мало сигнальний коефіцієнт підсилення струму бази:

$$h_{21e} = \left. \frac{\partial I_K}{\partial I_B} \right|_{dU_{EK} = 0} \approx \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{\Delta U_{EK} = 0} . \quad (2.19)$$

Щоб визначити величину h_{21e} за формулою (2.19), на вихідних ВАХ при постійній напрузі U_{EK} задають приріст струму бази $I_B = I_{B2} - I_{B1}$ й визначають здобутий при цьому приріст струму колектора $I_K = h_{21e} I_{B2} - h_{21e} I_{B1}$.

Зменшення h_{21e} при великих струмах I_K (високі рівні інжекції в базі) викликає "згущення" віток вихідних ВАХ.

Вихідні ВАХ транзистора, ввімкненого за схемою із СЕ, в області нормального підсилювального режиму мають досить великий нахил, викликаний ефектом модуляції товщини бази під дією U_{EK} , ніж вихідні ВАХ схеми із СБ, тому що струм I_B становить тільки незначну частину струму емітера. У результаті схема вмикання із СЕ характеризується більшою вихідною провідністю:

$$h_{22e} = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{EK}} \right|_{dI_B = 0} \approx \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{EK}} \right|_{\Delta I_B = 0} . \quad (2.20)$$

Щоб визначити параметр h_{22e} при постійному I_{B2} , на вихідних ВАХ (рис. 5.1) задають приріст ΔU_{EK} і знаходять відповідний приріст ΔI_K .

Порівнюючи аналітичний опис вихідних ВАХ схеми із СБ (4.9) з рівнянням вихідних ВАХ схеми із СЕ (2.18) і враховуючи (4.7), знаходять співвідношення параметрів цих схем:

$$h_{21e} = \frac{h_{216}}{1 - h_{216}} , \quad (2.21)$$

$$h_{22e} = \frac{h_{226}}{1 - h_{216}} = (h_{21e} + 1) h_{226} , \quad (2.22)$$

$$I_{KE3} = \frac{I_{KB3}}{1 - h_{216}} = (h_{21e} + 1) I_{KB3} . \quad (2.23)$$

При малих вихідних напругах U_{EK} схеми із СЕ згідно з рівнянням (2.17) до колекторного ЕДП прикладається мале зворотне зміщення $U_{BK} = U_{EK} = U_{EB}$. Якщо $U_{EB} \geq U_{EK}$, то станеться відмикання цього ЕДП і почнеться двостороння інжекція носіїв у базу: зі сторони емітера й колектора. Це спричинить зменшення I_K . Транзистор працює у режимі насичення. Коли, наприклад, струм бази дорівнює I_{B2} (рис. 5.2) і $U_{EK} = U_{EB2}$, то буде забезпечений режим насичення, а подальше зменшення U_{EK} приведе до зменшення I_K .

За величиною котангенса кута нахилу лінії режиму насичення вихідних ВАХ (рис. 5.2) знаходять опір матеріалу колекторного шару:

$$r_K = \text{ctg } \alpha . \quad (2.24)$$

У третьому квадранті суміщених характеристик розміщені вхідні ВАХ транзистора, увімкненого із СЕ. Залежність струму бази від U_{EB} і U_{EK} описується рівнянням:

$$I_B = \frac{I_{E3}}{h_{21e} + 1} \left(e^{\frac{U_{EB} - h_{12e} U_{EK}}{m_E \phi_T}} - 1 \right) , \quad (2.25)$$

де h_{21e} - малосигнальний коефіцієнт зворотного зв'язку по напрузі:

$$h_{21e} = \left. \frac{\partial U_{EB}}{\partial U_{EK}} \right|_{\partial I_B = 0} \approx \left. \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta U_{EK}} \right|_{\Delta I_B = 0} . \quad (2.26)$$

Механізм зворотного зв'язку в схемі із СЕ можна уявити так: при збільшенні зворотної напруги U_{EK} колекторний ЕДП розширюється, зменшуючи товщину електронейтральної бази, що викликає зменшення базового струму через зменшення ймовірності рекомбінації. Якщо у

вхідному колі підтримувати постійним I_B , то збільшення U_{EK} приведе до збільшення U_{EB} . Отже, при вмиканні СЕ виникає позитивний зворотний зв'язок, проявом якого є зміщення віток вхідних ВАХ від осі струмів із збільшенням U_{EK} . Це зміщення виразно спостерігається при малих $U_{EK} < 3$ В, а при $U_{EK} \geq 5$ В вхідні ВАХ практично зливаються, що пояснюється послабленням впливу зворотного зв'язку. Тому в довідковій літературі для наочності наводять дві вхідних ВАХ - при $U_{EK} = 0$ В і $U_{EK} \approx 5$ В.

Задаючи приріст напруги колектора $\Delta U_{EK} = U_{EK1} - U_{EK0}$ на вхідних ВАХ при постійному струмі I_{B2} , знаходять отриманий приріст напруги бази ΔU_{EB} і розраховують за формулою (2.26) величину h_{12e} .

По вхідних ВАХ обчислюють вхідний опір транзистора, увімкненого за схемою із СЕ в режимі малого сигналу (2.27):

$$h_{11e} = \left. \frac{\partial U_{EB}}{\partial I_B} \right|_{\partial U_{EK} = 0} = \left. \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_B} \right|_{\Delta U_{EK} = 0} \quad (2.27)$$

Нехай лінійної ділянки вхідної ВАХ при $U_{EK} = 0$ і великих струмах I_B визначається, в основному, опором матеріалу бази

$$r_B = \text{ctg} \beta. \quad (2.28)$$

Побудова ВАХ прямої передачі струму (другий квадрант) і зворотного зв'язку по напрузі (четвертий квадрант) здійснюють графічно, оскільки масштаб осей однаковий для сусідніх ВАХ. Наприклад, на графіку вихідних ВАХ проводять ряд вертикальних ліній для різних значень (в основному, для трьох) U_{EK} і знаходять точки перетину кожної лінії з усіма вихідними характеристиками. Для цих точок перетину визначають значення струмів I_K і I_B при заданому U_{EK} . По цих значеннях у другому квадранті будують залежність I_K від I_B при різних значеннях U_{EB} .

Для побудови сім'ї характеристик зворотного зв'язку на вхідних ВАХ проводять ряд вертикальних ліній для різних I_B . По координатах точок перетину з вхідними ВАХ U_{EB} і U_{EK} визначають координати точок характеристик зворотного зв'язку по напрузі в четвертому квадранті.

Для розрахунку нелінійного режиму транзистора, увімкненого з СЕ, використовують модель Еберса-Мола (рис. 2.3). Але на практиці при автоматизованому проектуванні схем широко поширена модель Гумеля-Пуна, в якій керуючим є струми рекомбінації основних носіїв бази, а не струми інжекції, як у моделі Еберса-Мола. Тому модель Гумеля-Пуна краще використовувати для розрахунку схем з базовим входом (із СЕ і спільним колектором). Схема заміщення моделі Гумеля-Пуна для р-п-р транзисторів зображена на рис. 2.7. Компоненти базового струму в нормальному I_{BE} та інверсному вмиканні I_{BK} є керуючими (задавальним):

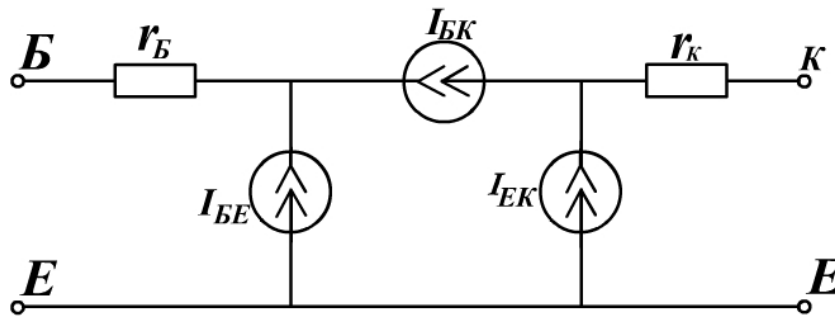


Рис. 2.8

$$I_{BE} = I_{E3} \exp \frac{U_{EB}}{m_E \varphi_T}, \quad (2.29)$$

$$I_{BK} = I_{K3} \exp \frac{U_{KB}}{m_K \varphi_T}, \quad (2.30)$$

де I_{E3} і I_{K3} – зворотні струми емітерного й колекторного ЕДП; m_E і m_K – коефіцієнти неідеальності ВАХ цих переходів.

Джерело струму I_{EK} , кероване струмами, моделює явище переносу неосновних носіїв через область бази в нормальному та інверсному режимах:

$$I_{EK} = \beta_N I_{BE} + \beta_1 I_{BK}, \quad (2.31)$$

де β_N і β_1 - коефіцієнти підсилення струму бази в схемі із СЕ для нормального та інверсного режимів:

$$\beta_N \approx h_{21e} = \frac{h_{216}}{1 - h_{216}} \approx \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N}, \quad (2.32)$$

$$\beta_1 = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1}. \quad (2.33)$$

Для ідентифікації параметрів моделі Гумеля-Пуна I_{E3} , m_E , I_{K3} і m_K можна використовувати результати знаходження цих параметрів моделі Еберса-Мола для відповідних типів транзисторів із лабораторної роботи №4. Розрахунок параметрів β_N і β_1 здійснюється за формулами (2.19) або (2.32) і (2.33). Опір матеріалів колектора r_K і бази r_B обчислюють за формулами (2.24) і (2.28).

Таким чином, існує два класи нелінійних моделей транзистора: інжекційні (модель Еберса-Мола) і моделі переносу (модель Гумеля-Пуна).

У режимі малого сигналу транзистор, ввімкнений за схемою із СЕ, заміщають лінійною Т-подібною моделлю з керуючим базовим струмом. Схема заміщення такої моделі зображена на рис. 2.9. У моделі диференціальний опір емітерного ЕДП:

$$r_{E.диф} = \frac{m_E \varphi_T}{I_E}. \quad (2.34)$$

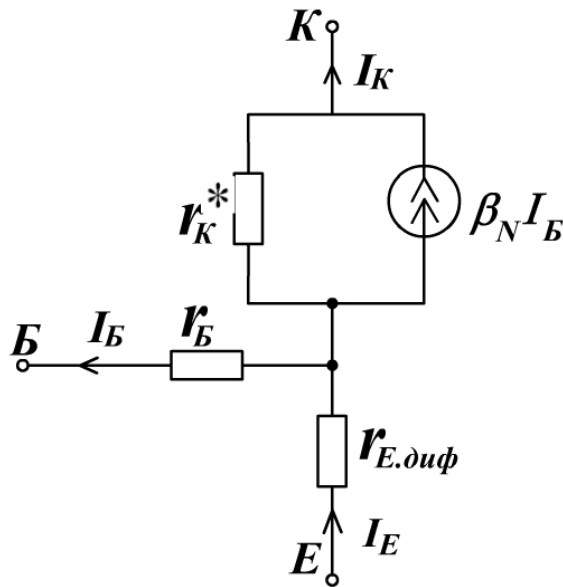


Рис. 2.9

Опір матеріалу бази знаходять за формулою (2.28). Резистор r_K моделює ефект модуляції товщини бази в схемі СЕ:

$$r_K^* = 1/h_{22e}. \quad (2.35)$$

Механізм підсилення струму бази відображений залежним джерелом струму $\beta_N I_B$.

Лінеаризацією характеристик моделі Гумеля-Пуна будується малосигнальна змішана П-подібна модель транзистора (р-п-р типу на рис. 5.5) для схеми із СЕ, в якій керуючою є напруга на емітерному переході U_{EB} .

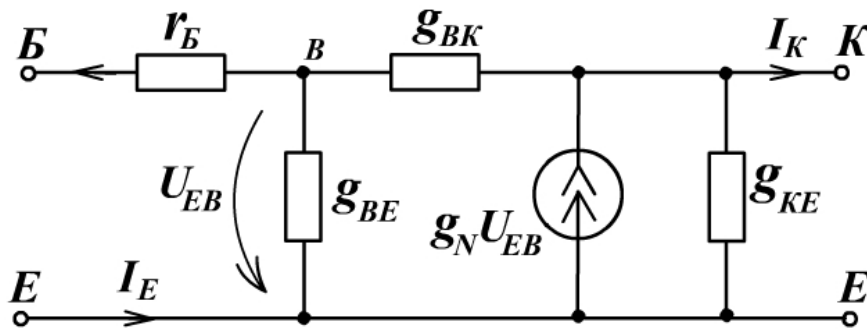


Рис. 2.10

Лінійні компоненти цієї схеми $g_N U_{EB}$, g_{BE} і g_{BK} відповідають нелінійним джерелам струму I_{EK} , I_{BE} і I_{BK} та визначаються диференціюванням рівнянь (2.31), (2.29) і (2.30) для нормального режиму підсилення, коли $U_{EB} > 0$, $U_{KB} \ll 0$:

$$g_N = \left. \frac{\partial I_T}{\partial U_{EB}} \right|_{U_{KB} \ll 0} = \frac{I_{EK}}{m_E \varphi_T} \approx \frac{\beta_N I_B}{m_E \varphi_T}, \quad (2.36)$$

$$g_{BE} = \frac{dI_{BE}}{dU_{EB}} = \frac{I_{BE}}{\beta_N m_E \varphi_T} = \frac{I_B}{m_E \varphi_T} = \frac{g_N}{\beta_N}, \quad (2.37)$$

$$g_{BK} = \left. \frac{dI_{BK}}{dU_{KB}} \right|_{U_{KB} \ll 0} = \frac{I_{K3}}{\beta_1 m_K \varphi_T} . \quad (2.38)$$

Оскільки колекторний ЕДП зміщений зворотно, то провідність g_{BK} має дуже мале значення і нею часто нехтують. Провідність g_{KE} характеризує зміну колекторного струму під дією колекторної напруги (ефект Ерлі), тобто вказує на те, що транзистор має кінцеве значення вихідної провідності через модуляцію товщини бази:

$$g_{KE} \approx h_{22e} . \quad (2.39)$$

Якщо для схеми П-моделі реалізувати режим холостого ходу на вході і короткого замикання на виході, то можна вивести співвідношення, яке пов'язує h_e – параметри з параметрами моделі:

$$g_{BE} = \frac{1 - h_{12e}}{h_{11e} - r_B} , \quad (2.40)$$

$$g_{BK} = \frac{h_{12e}}{h_{11e} - r_B} , \quad (2.41)$$

$$g_N = \frac{h_{21e} - h_{12e}}{h_{11e} - r_B} , \quad (2.42)$$

$$g_{KE} = h_{22e} - \frac{h_{12e}}{h_{11e}} \left(h_{21e} + \frac{h_{11e} + r_B h_{21e}}{h_{11e} - r_B} \right) . \quad (2.43)$$

Джерело струму, кероване напругою $g_N U_{EB}$ змішаної П-подібної моделі, правильно відображає фізичний процес переносу неосновних носіїв від емітера до колектора. І все ж ця модель є формальним наближенням для розуміння принципу роботи транзистора як прилада, керованого струмом, оскільки підсилювальні властивості моделюються джерелом $g_N U_{EB}$, керованим вхідною напругою.

Динамічні характеристики біполярного транзистора

Широко поширеним динамічним режимом роботи біполярних транзисторів є імпульсний, за якого транзистор виконує функцію електронного ключа. Схеми ключових каскадів із СЕ транзисторів р-п-р(а) і п-р-п(б) типів зображені на рис. 2.11. На базі транзисторних ключів створюють складні імпульсні схеми: логічні, тригерні, генераторні тощо.

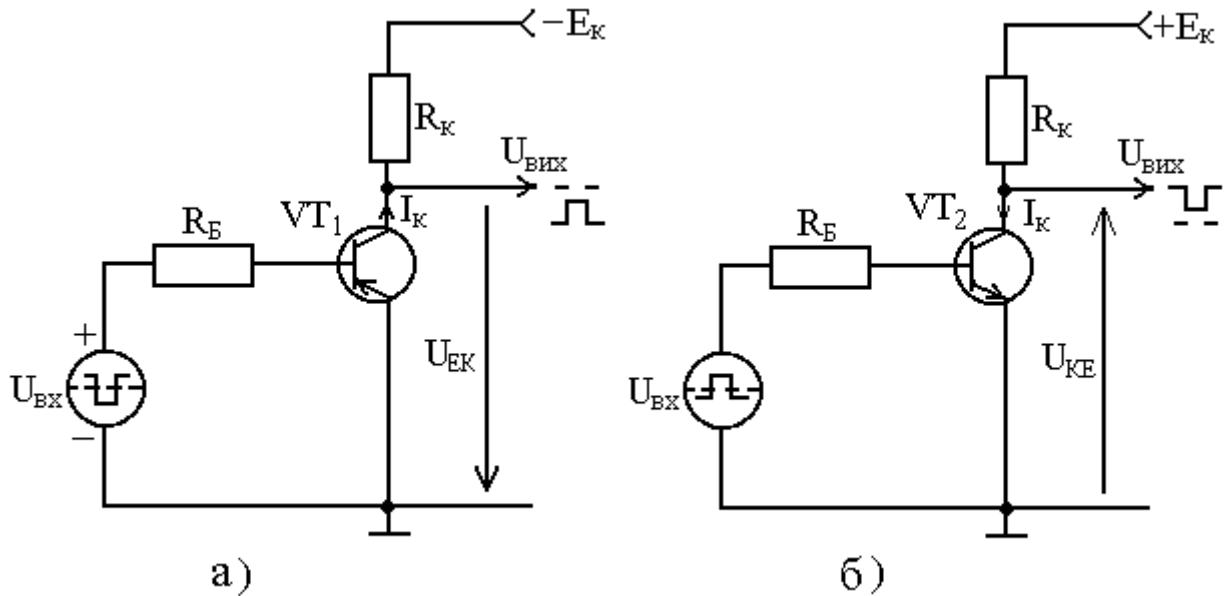


Рис. 2.11

Під дією імпульсних великих сигналів робоча точка транзистора переміщується на ВАХ із режиму відсічки (запертого стану ключа) у режим насичення (відкритого стану), проходячи через активний режим. Інерційність транзистора в ключовому режимі пояснюється перезарядкою бар'єрних ємностей емітерного C_{be} і колекторного C_{bc} переходів та явищами накопичення – розсмоктування неосновних носіїв у базовій області. Проаналізуємо процес комутації у ключовій схемі на р-п-р транзисторі VT1 (рис. 2.11,а). У початковому стані до моменту t_1 транзистор запертий (режим відсічки) під дією високого рівня вхідної напруги (рис. 2.12 і 2.13,а), названого рівнем логічної одиниці для сигналів негативної полярності.

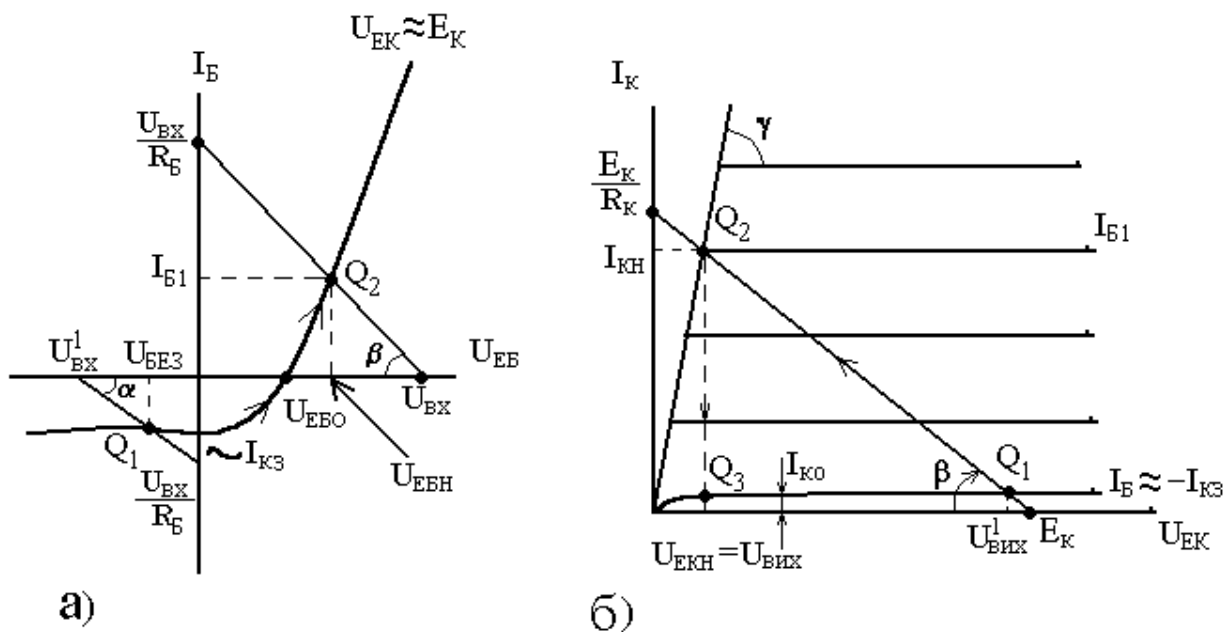


Рис. 6.2

Положення робочої точки Q₁ характеризується перетином зворотної вхідної ВАХ із лінією зміщення, яка описується рівнянням $\text{ctg}\alpha=R_b$ (рис. 2.12,а) і вихідною ВАХ режиму відсічки з лінією навантаження $\text{ctg}\beta=R_k$ (рис. 2.12,б).

Емітерний ЕДП запертий під дією сигналу U_{BX}^1 , а напруга на ньому (рис. 2.12,а і 6.3,в) становить

$$U_{БЕЗ}=R_b I_{K3}, \quad (6.1)$$

де I_{K3} – зворотний струм колекторного ЕДП, що протікає через базовий вивід у режим відсічки (рис. 2.13,б).

Колекторний струм $I_k=I_{K3}$ (рис.2.13,г). На виході схеми формується низький рівень напруги – логічного нуля (рис. 2.13,д):

$$U_{ВИХ}^0 = -E_k + I_{K3} R_k \approx -E_k . \quad (6.2)$$

Якщо знехтувати опорами ЕДП, то схема заміщення закритого ключа має вигляд, показаний на рис. 2.14, де р-п-р транзистор у режимі відсічки зображений тільки бар'єрними ємностями $C_{бк}$ і $C_{бе}$, які заряджені до рівнів відповідно $(U_{ВИХ}^0 + U_{БЕЗ})$ і $(U_{ВИХ}^0 - U_{БЕЗ})$. У момент часу t_1 (рис. 2.13,а) подається відмикаюча напруга $U_{ВИХ}^0 > U_{БЕЗ}$, але транзистор відпирається не одразу, а за деякий проміжок часу, потрібний для розряду $C_{бе}$ та $C_{бк}$ і названий часом затримки відпирання:

$$t_3 = t_2 - t_1 = (C_{бе} + C_{бк}) \frac{U_{ЕБН} - U_{ЕБО}}{I_{Б1}} , \quad (6.3)$$

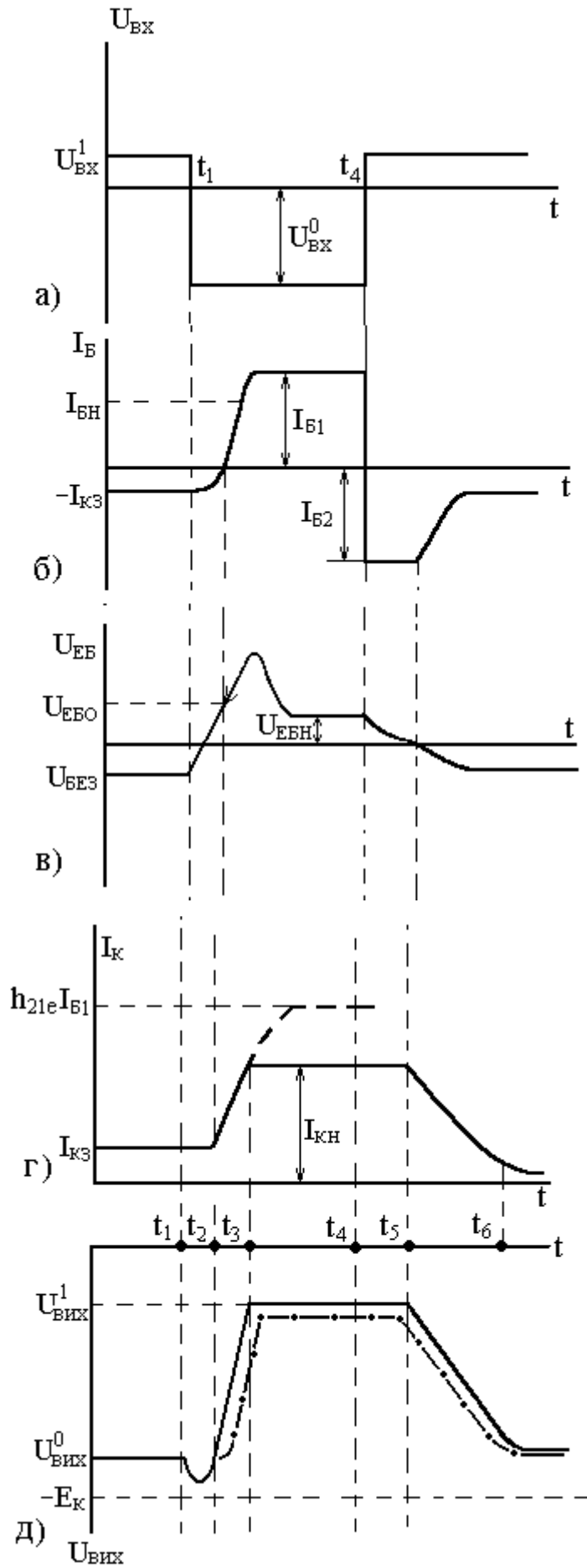


Рис. 2.13

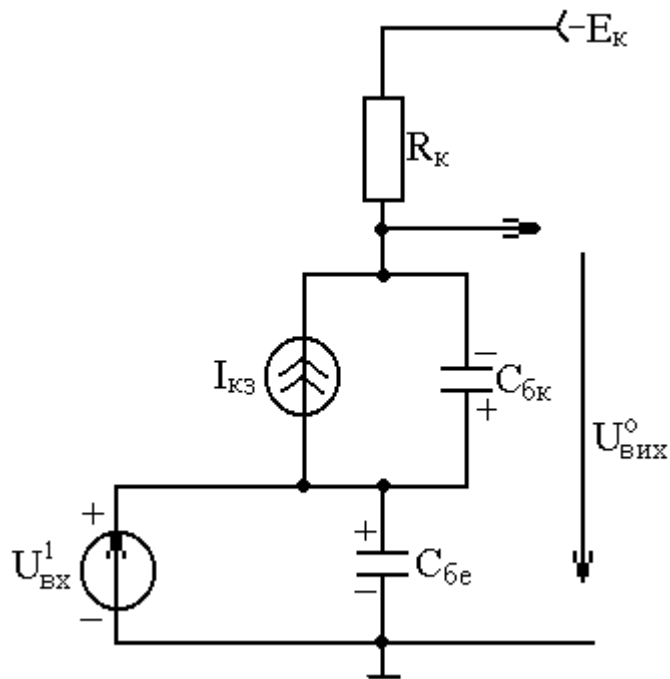


Рис. 2.14

де $I_{Б1}$ – відпираючий базовий струм (рис. 2.13,б), який звичайно задають більшим, ніж струм насичення $I_{БН}$ для стійкого відмикання транзистора:

$$I_{Б1} = U_{ВХ} / R_{Б} = K_{Н} I_{БН}, \quad (6.4)$$

де $K_{Н}$ – коефіцієнт насичення, звичайно $K_{Н} \geq 1,5 \dots 3$.

Зростання струму колектора (рис. 2.13,г) і зменшення за модулем вихідної напруги (рис. 2.13,д) відбуваються у міру роботи транзистора в активному режимі [від точки Q1 до точки Q2 на входних і вихідних ВАХ (рис. 2.12)], аж до настання режиму насичення, коли $I_{К}$ можна обмежувати тільки зовнішніми колами:

$$I_{КН} = E_{К} / R_{К}. \quad (6.5)$$

Тривалість переднього фронту наростання колекторного струму

$$t_{\phi} = t_3 - t_2 = \frac{1}{2\pi f_{h_{21e}}} \ln \frac{h_{21} I_{Б1}}{h_{21e} I_{Б2} - I_{КН}} = \frac{1}{2\pi f_{h_{21e}}} \ln \frac{K_{Н}}{K_{Н} - 1}, \quad (6.6)$$

де $f_{h_{21e}}$ – крайня частота транзистора у схемі СЕ; h_{21e} – коефіцієнт підсилення струму бази.

Починаючи з моменту t_3 струм та напруга транзистора практично залишаються незмінними.

Вихідний сигнал схеми дорівнює напрузі насичення транзистора (рис. 2.12,б і 2.13,д)

$$U_{\text{Вих}}^1 = U_{\text{КЕН}} \approx I_{\text{КН}} r_{\text{К}} \sim 0,2\text{В} , \quad (6.7)$$

де $r_{\text{К}}$ – $\text{ctg} \mu$ – опір матеріалу колекторного шару (рис. 2.12,б).

Якщо підтримувати незмінним вхідний сигнал $U_{\text{Вх}}^0$, то через деякий інтервал часу, що називається часом накопичення, у базі нагромадиться надлишковий заряд неосновних носіїв (дірок для р-n-p транзистора). Якщо транзистор почати запирати раніше повного накопичення заряду у базі, то запирання прискориться за рахунок скорочення етапу накопичення. Проте у практичних імпульсних схемах біполярний транзистор може перебувати у відкритому стані тривалий час. Через це слід вважати, що до початку моменту перемикавання t_4 починається розсмоктування неосновних носіїв з бази під дією запираючого струму бази

$$I_{\text{Б2}} = \frac{U_{\text{Вх}}^1}{R_{\text{Б}}} \quad (6.8)$$

Тривалість часу розсмоктування (рис. 2.13,б-д) визначають за формулою

$$t_p = t_5 - t_4 = \frac{1}{2\pi f_{h_{21e}}} \ln \frac{K_{\text{Н}} I_{\text{БН}} + I_{\text{Б2}}}{I_{\text{БН}} + I_{\text{Б2}}} . \quad (6.9)$$

У момент закінчення стадії розсмоктування t_5 транзистор входить в інверсний режим ($U_{\text{ЕБ}} < 0$), починається замикання ключа, тобто перехід робочої точки з Q2 через Q3 в Q1 на вихідних ВАХ (рис. 6.2,б). У цій стадії струми $I_{\text{К}}$ і $I_{\text{Б}}$ спадають за експоненціальним законом, а час спаду

$$t_c = t_6 - t_5 = \frac{1}{2\pi f_{h21e}} \ln\left(\frac{I_{BH}}{I_{B2}} + 1\right) \quad (6.10)$$

Колекторна напруга знову повертається до початкового рівня. Таким чином, схема вмикання транзистора СЕ інвертує фазу U_{BX}^0 вхідної напруги.

Осцилограма, яка приведена штрих-пунктирною лінією (рис. 2.13,д), спостерігається при збільшенні опору навантаження каскаду R_k .

Епюри напруг, зображених на рис. 2.15, відповідають вхідному (а) і вихідному (б) сигналам ключової схеми СЕ на транзисторі n-p-n типу, яка показана на рис.2.11,б.

Як динамічну нелінійну модель транзистора використовують статичну нелінійну модель Гумеля-Пуна (рис. 2.3) або Еберса – Мола (рис. 2.7), доповнену ємностями C_e і C_k (рис. 2.16).

Ємності C_e і C_k є сумою відповідно бар'єрної і дифузійної складових:

$$C_e = C_{be} + C_{ge}, \quad (6.11)$$

$$C_k = C_{bk} + C_{ge},$$

$$C_{be} = \frac{C_{be0}}{\left(1 + \frac{U_{BE}}{\phi_{oe}}\right)^{ne}},$$

$$C_{bk} = \frac{C_{bk0}}{\left(1 + \frac{U_{BK}}{\phi_{ok}}\right)^{nk}}, \quad (6.12)$$

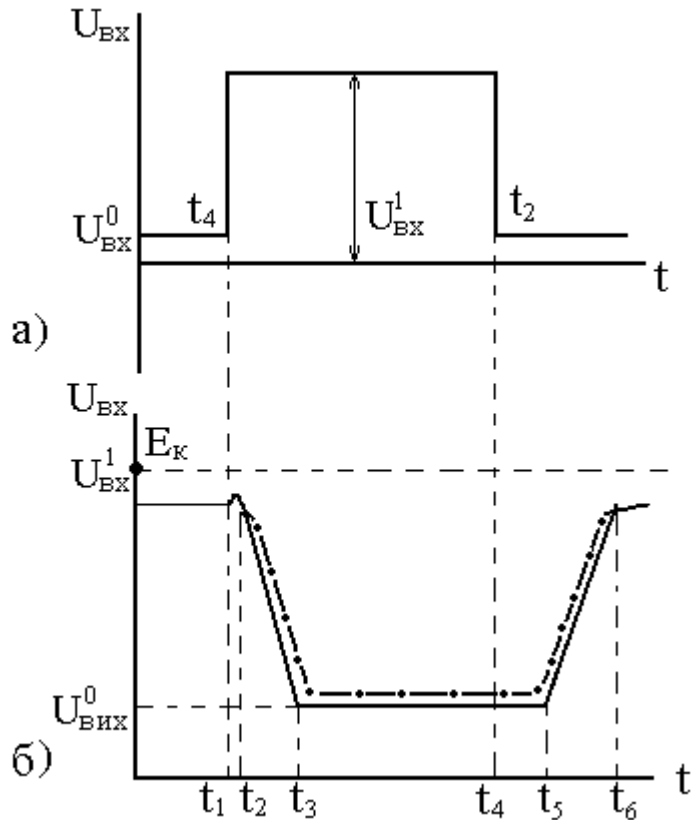


Рис. 2.15

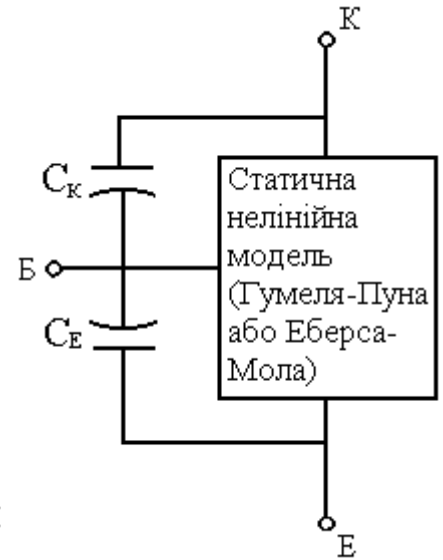


Рис. 2.16

$$C_{ge} = \frac{\tau_N}{m_e \varphi_T} (I_E + I_{E3}),$$

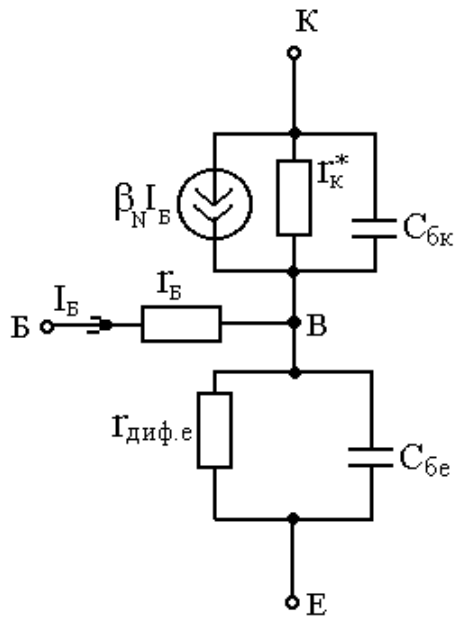
$$C_{gk} = \frac{\tau_I}{m_k \varphi_T} (I_K + I_{K3}).$$
(6.13)

де $C_{е0}$, $\varphi_{е}$, m_e , $C_{к0}$, $\varphi_{к}$, m_k , τ_N , τ_I – динамічні параметри моделі.

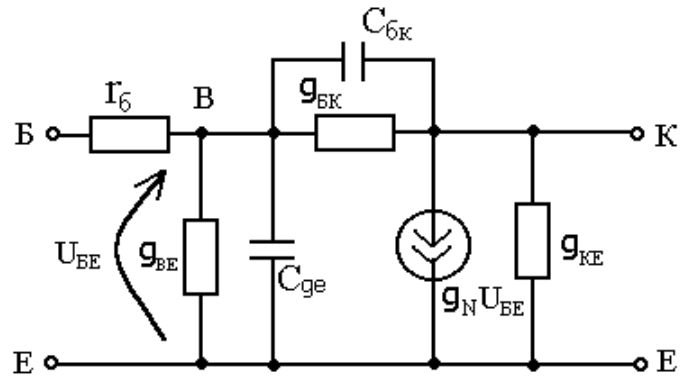
Коли транзистор працює в лінійному режимі, то для його заміщення використовують малосигнальні моделі: Т-типу (рис. 2.17,а) і П-типу (рис. 2.17,б). Динамічні параметри цих моделей визначаються наступним чином:

$$C_{ge} = \frac{\tau_N}{\Gamma_{диф.Е}},$$
(6.14)

а $C_{к}$ знаходять за формулою (6.12) за умови, що $U_{БК} \approx E_{к}$.



а)



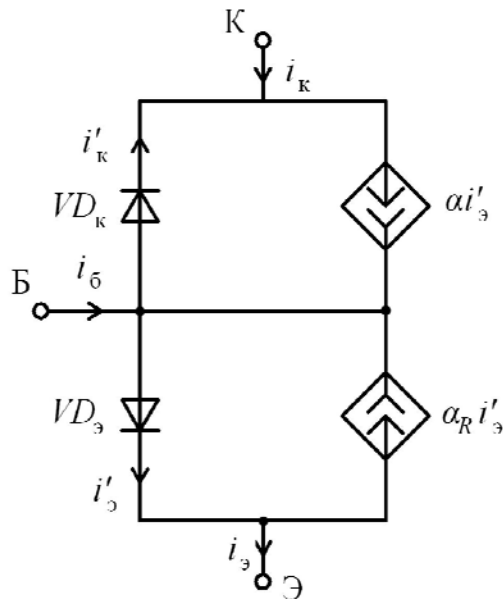
б)

Рис. 2.17

Рівняння моделі біполярного транзистора

Найбільш відомою моделлю біполярного транзистора є модель Еберса-Мола.

Найпростіший варіант цієї моделі, так званий інжекційний виглядає так:



Тут α - коефіцієнт передачі струму емітера в активному режимі, α_R - коефіцієнт передачі колекторного струму в інверсному режимі.

Модель Еберса-Мола дозволяє аналізувати біполярний транзистор в будь-якому з чотирьох режимів: активному, насичення, інверсному і відсічення. Щоб показати це, запишемо рівняння для струмів емітера, бази і колектора. Для вказаної схеми справедливі рівняння:

$$\begin{aligned} i_e &= i'_e - \alpha_R i'_k \\ i_k &= -i'_e - \alpha i'_k \\ i_b &= (1 - \alpha) i'_e + (1 - \alpha_R) i'_k \end{aligned}$$

Струми діодів у схемі:

$$\begin{aligned} i'_e &= I_{e0} \left(e^{U_{be}/V_t} - 1 \right) \\ i'_k &= I_{k0} \left(e^{U_{ke}/V_t} - 1 \right) \end{aligned}$$

Таким чином

$$i_e = \frac{I_0}{\alpha_F} (e^{U_{be}/V_t} - 1) - I_0 (e^{U_{ce}/V_t} - 1)$$

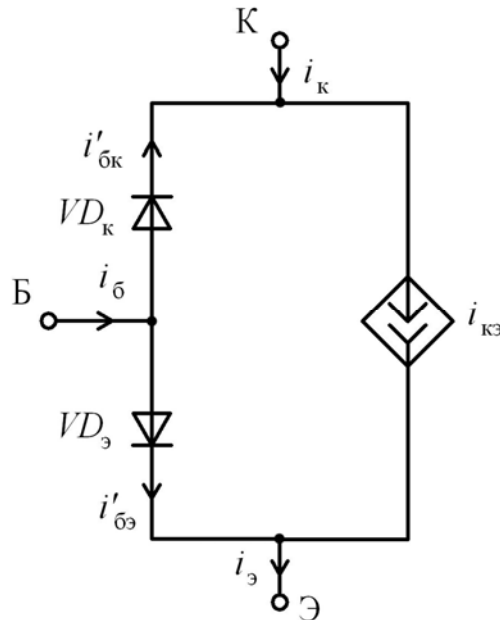
$$i_c = I_0 (e^{U_{be}/V_t} - 1) - \frac{I_0}{\alpha_R} (e^{U_{ce}/V_t} - 1)$$

$$i_b = \frac{I_0}{\beta_F} (e^{U_{be}/V_t} - 1) - \frac{I_0}{\beta_R} (e^{U_{ce}/V_t} - 1)$$

Тут

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}, \quad \beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

Іншу форму моделі Еберса-Мола називають передавальною. Вона виглядає так:



Тут

$$i'_{bc} = \frac{I_0}{\beta_R} (e^{U_{bc}/V_t} - 1)$$

$$i'_{be} = \frac{I_0}{\beta_F} (e^{U_{be}/V_t} - 1)$$

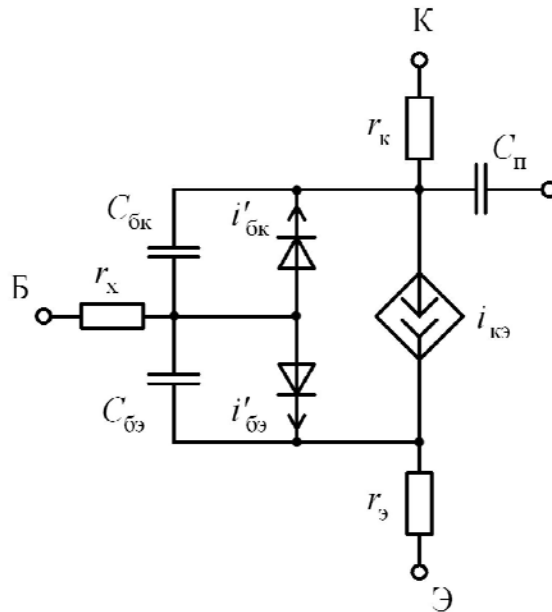
Струм керованого джерела

$$i_{ce} = I_0 (e^{U_{be}/V_t} - e^{U_{bc}/V_t})$$

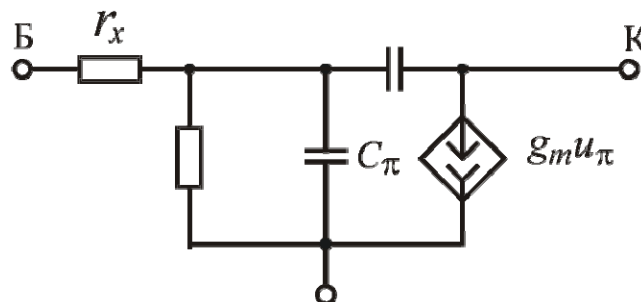
Показані схеми заміщення характеризують тільки активну область транзистора.

Наступна модель доповнена резисторами, які враховують опір пасивних областей бази і колектора. Компоненти C_{bc} та C_{be} враховують ємності колекторного та емітерного переходів.

Модель Еберса-Молла НЕ враховує деякі ефекти, що спостерігаються в реальних приладах. Один з таких ефектів – залежність коефіцієнтів посилення струму β_R і β_F від величини струму колектора. Такі ефекти враховує більш точна (хоча і більш складна) модель Гумеля-Пуна.



Линійна модель для аналізу в режимі малого сигналу виглядає так:



Тут резистор r_x враховує опір базового шару, величина цього опору залежить від типу транзистора і положення робочої точки і може змінюватися від одиниць до декількох десятків ом. Конденсатор C_{μ} враховує ємність зміщеного в зворотному напрямку колекторного переходу. конденсатор C_{π} враховує ємність, пов'язану з накопиченням неосновних носіїв в базі, і ємність, обумовлену просторовим зарядом в області емітерного переходу. У більшості випадків C_{π} становить від декількох пікофарад до декількох десятків. Ємність C_{μ} не перевищує декількох пікофарад.

Вибір моделі біполярного транзистора здійснюється в SPICE автоматично. Модель Гумеля-Пуна спрощується до моделі Еберса-Молла, якщо явно не заданий ряд параметрів.

Основні параметри моделі біполярного транзистора:

Параметр моделі	Позначення	Опис	За замовчуванням
IS	I_0	Струм насичення при температурі 27°C , А	10^{-16}
BF	β_R	Ідеальний коефіцієнт підсилення струму в схемі з ЗЕ (без урахування струму витоків).	
BR	β_F	Ідеальний коефіцієнт підсилення струму в схемі з ЗЕ (в інверсному режимі)	
NF	n_F	Коефіцієнт емісії	1
NR	n_R	Коефіцієнт емісії в інверсному режимі	
VAF		Напруга Ерлі в активному режимі	∞
VAR		Напруга Ерлі в інверсному режимі	∞
RB		Об'ємний опір бази, Ом	0
RC	R_S	Об'ємний опір колектора, Ом	0
RE		Об'ємний опір емітера, Ом	0
TF		Час переносу заряду через базу в активному режимі, сек	0
TR		Час переносу заряду через базу в інверсному режимі, сек	0
CJC	C_{j0}	Ємність колекторного переходу, пФ	0
MJC	τ_t	Коефіцієнт, що враховує плавність колекторного переходу	0.33
VJC		Контактна різниця потенціалів колекторного переходу, В	0.75
CJE		Ємність емітерного переходу, пФ	0

MJE		Коефіцієнт, що враховує плавність емітерного переходу	0.33
VJE		Контактна різниця потенціалів колекторного переходу, В	0.75
CJS		Ємність колектор-підложка, Ф	0
MJS		Коефіцієнт, що враховує плавність переходу колектор-підложка	0
VJS		Контактна різниця потенціалів переходу колектор-підложка, В	0.75

Процедура ідентифікації моделі

Ідентифікацію параметрів моделі проводять за емпіричними даними за допомогою утиліти PARTS з комплекту spice5, або ModelEditor з комплекту OrCAD 9+. Ці утиліти мають ідентичний функціонал.

Ідентифікація організована у вигляді послідовних етапів, на кожному етапі вводиться певний набір експериментальних чи табличних значень, розв'язується задача оптимізації та визначаються певні параметри моделі.

Використовуйте команду Trace для визначення параметрів приладу у діапазоні температур чи інших факторів.

Крок 1: Моделювання робочої точки у режимі насичення

Вхідні дані:

- V_{be} напруга база-емітер робочої точки у режимі насичення
- V_{ce} напруга колектор-емітер робочої точки у режимі насичення
- I_b струм бази робочої точки
- β частка струму бази, що шунтується ідеальним діодом моделі

Отримані параметри моделі:

IS струм насичення

XTI температурний коефіцієнт для струму насичення

EG ширина забороненої зони

Рекомендації:

Бажано обирати робочу точку у режимі насичення. Бажано вказати робочу точку для кількох значень температури.

Параметр β встановлений у нормальні значення для кремнієвих діодів і не потребує коригування.

Крок 2: Моделювання вихідної провідності

Вхідні дані:

- Крива залежності вихідної провідності h_{0e} для схеми ЗЕ від струму колектора I_c
- Значення напруги колектор-емітер, за якої визначена крива

Отримані параметри моделі:

VAF напруга Ерлі

Рекомендації:

Якщо вказана крива не може бути отримана безпосередньо – її можна визначити за сімейством вихідних характеристик. Для цього необхідно обчислити нахил вихідної характеристики в режимі насичення для кількох гілок при одному значенні напруги колектор-емітер.

Крок 3: Моделювання коефіцієнту підсилення струму

Вхідні дані:

- Крива залежності коефіцієнта підсилення струму h_{FE} від колекторного струму I_c
- Значення напруги V_{ce} колектор-емітер, за якої визначена крива

Отримані параметри моделі:

BF ідеальний коефіцієнт підсилення струму в схемі з ЗЕ

ISE струм насичення неідеального базо-емітерного діода

NE коефіцієнт емісії неідеального базо-емітерного діода

IKF точка спаду характеристики коефіцієнта підсилення

NK експоненційний коефіцієнт характеристики коефіцієнта підсилення

XTB температурний коефіцієнт коефіцієнта підсилення

Рекомендації:

Якщо неможливо визначити потрібну криву безпосередньо – її можна обчислити через сімейство вихідних характеристик транзистора як відношення струму колектора до струму бази для кількох гілок при фіксованому значенні напруги колектор-емітер.

Багато обрати три точки для малих, середніх та великих значень колекторного струму.

Крок 4: Моделювання кривої насичення*Вхідні дані:*

- Крива залежності напруги колектор-емітер від струму колектора
- Фіксоване значення коефіцієнта підсилення струму

Отримані параметри моделі:

BR	ідеальний коефіцієнт підсилення струму у інверсному режимі
ISC	струм розсіювання неідеального базо-колекторного діода
NC	коефіцієнт емісії неідеального базо-колекторного діода
IKR	точка спаду коефіцієнта підсилення струму в інверсному режимі
RC	послідовний опір колектора

Рекомендації:

Крива формується з сімейства вихідних характеристик – для кількох гілок визначається значення колекторного струму відповідно до наперед заданого коефіцієнта підсилення. Бажано задати три – чотири значення для малих, середніх та великих значень струму.

Крок 5: Моделювання колектор-базової ємності*Вхідні дані:*

- Крива залежності вихідної ємності C_{ob0} від зворотнього зміщення колектор-базового переходу V_{cb}

Отримані параметри моделі:

CJC	ємність колекторного переходу
VJC	контактна різниця потенціалів колекторного переходу
MJC	плавність колекторного переходу
FC	коефіцієнт впливу ємності прямого зміщення

Рекомендації:

Значення FC встановлено у нормальну величину і не потребує коригування. Слід врахувати, що модель не включає ємності корпусу прилада і вони мають бути враховані окремо.

Крок 6: Моделювання емітер-базової ємності*Вхідні дані:*

- Крива залежності вхідної ємності C_{ib0} від зворотнього зміщення емітер-базового переходу V_{eb}

Отримані параметри моделі:

CJE	ємність емітерного переходу
VJE	контактна різниця потенціалів емітерного переходу
MJE	плавність емітерного переходу

Рекомендації:

Слід врахувати, що модель не включає ємності корпусу прилада і вони мають бути враховані окремо.

Крок 7: Моделювання часу прольоту через базу*Вхідні дані:*

- Крива залежності часу перемикавання транзистора t_s від колекторного струму I_c
- Фіксоване значення коефіцієнта підсилення струму

Отримані параметри моделі:

TR час прольоту через базу

Рекомендації:

Слід встановити значення коефіцієнта підсилення так, щоб усі отримані значення відповідали режиму насичення.

Крок 8: Моделювання частотної характеристики підсилення*Вхідні дані:*

- Крива залежності частоти одиничного підсилення струму f_T від колекторного струму I_c
- Фіксоване значення напруги колектор-емітер V_{ce}

Отримані параметри моделі:

TR час прольоту через базу в активному режимі

ITF зміщення залежності $f_T(I_c)$

XTF коефіцієнт залежності $f_T(V_{ce})$

VTF зміщення залежності $f_T(V_{ce})$

Рекомендації:

Час прольоту через базу є основним фактором, що обмежує частотний діапазон транзистора та контролює довжини фронтів перемикавання у ключових схемах.

Корисно задати характеристики для кількох значень V_{ce}

Завдання

1. Визначити моделі NPN та PNP транзистора відповідно до номера варіанту
2. Отримати характеристики обраних транзисторів у бібліотеці у розділі «BJT»
3. Провести процедуру ідентифікації моделей транзисторів

4. Побудувати схеми стендів та промоделювати характеристики відповідно до тих, які були отримані з опису транзисторів
5. Порівняти характеристики та зробити висновки

Варіанти

Варіант	NPN	PNP
1	MMBT2222	2SB1710TL
2	2SCR514P5T100	2SAR544P5T100
3	BC846	2SB1706
4	SST2222A	MPSA92
5	MMBTA10	BC556
6	2SCR512P5T100	2SAR542P
7	2SCR514RTL	2SAR544RTL
8	2SC4726TLP	2SAR512P5T100
9	SST4401	MPSA94
10	2SD2114KT146V	2SB1197K
11	US6X3	BC858BW
12	2SC5824	2SAR514RTL
13	MMBT4401	BC307
14	2SD1918TLQ	2SAR586D3TL1
15	2SC4081U3T106R	2SA1577T106Q
16	2SD1834T100	2SAR574D3TL1
17	MPSA42	BCW61
18	2SCR573D3TL	2SAR572D3TL1
19	2SD2153T100U	2SB1316
20	2SD2670	2SB1690
21	MMBT28S	2SB1732TL

Контрольні запитання

1. Які прилади називаються біполярними транзисторами?
2. Охарактеризуйте режими роботи транзистора.

3. Що таке коефіцієнт інжекції та коефіцієнт перенесення транзистора?
4. Чому дорівнює коефіцієнт передачі емітерного струму транзистора?
5. Поясніть фізичну природу складової струму рекомбінації бази.
6. Що таке зворотний колекторний струм транзистора?
7. Поясніть принцип підсилення у транзисторі.
8. Наведіть три схеми вмикання транзистора.
9. Чому дорівнюють коефіцієнти підсилення за струмом, напругою та потужністю для трьох схем вмикання транзистора?
10. Що таке ефект Ерлі? До яких наслідків приводить ефект Ерлі?
11. Що таке ефект Кірка? До яких наслідків приводить ефект Кірка?
12. Нарисуйте та поясніть основні характеристики транзистора для схеми із загальною базою.
13. Нарисуйте та поясніть основні характеристики транзистора для схеми із загальним емітером.
14. Які умови потрібні для підсилення потужності у схемі СБ?
15. Графіки і рівняння вхідних і вихідних ВАХ схеми із СБ.
16. Причини виникнення зворотного зв'язку за напругою у транзисторі.
17. Чому біполярний транзистор – це прилад, керований струмом?
18. Як будуються характеристики прямої передачі струму і зворотного зв'язку за напругою?
19. Які полярності напруг і напрямів струмів р-п-р і п-р-п транзисторів?
20. Як називаються всі h-параметри і методи їх розрахунку по ВАХ?
21. Які переваги і недоліки схеми вмикання із СЕ?
22. Графіки й рівняння ВАХ транзистора, ввімкненого із СЕ.
23. Порівняти параметри і характеристики схем із СЕ і СБ.
24. Які полярності напруг і напрямів струмів р-п-р і п-р-п транзисторів у схемі із СЕ?
25. Які є режими роботи біполярного транзистора?
26. Як визначаються h-параметри транзистора за ВАХ для схеми із СЕ?
27. Чим пояснюється внутрішній зворотний зв'язок по напрузі в транзисторі?
28. Які нелінійні моделі транзистора використовують для розрахунку схеми вмикання із СЕ?
29. Поясніть залежність фізичних параметрів від струму емітера.
30. Поясніть залежність фізичних параметрів від напруги на колекторі.
31. Назвіть фактори, які впливають на частотну залежність коефіцієнта передачі емітерного струму α .

32. Поясніть вплив ємностей емітерного та колекторного переходів на частотну залежність α .
33. Поясніть вплив дифузійних процесів у базі на частотну залежність α .
34. Виведіть формулу часу дифузії носіїв через базу.
35. Наведіть визначення рубіжної частоти коефіцієнта передачі емітерного струму f_{α} , базового струму f_{β} і граничної частоти f_T .
36. Як гранична частота залежить від товщини бази?
37. Чому дорівнює фазовий зсув між струмом колектора і струмом емітера на частоті f_{α} ?
38. Який вигляд має схема заміщення моделі Еберса-Мола для n-p-n та p-n-p транзисторів?
39. Вивести рівняння для струмів I_E , I_B і I_C , використовуючи модель Еберса-Мола?
40. Яка форма графіків суміщених ВАХ буде отримана при використанні моделі Еберса-Мола?
41. Які існують моделі для малого сигналу?
42. Приклади умовного позначення транзисторів.
43. У чому полягають принципові відміни моделі Гумеля-Пуна від моделі Еберса-Мола?
44. Які ефекти не враховуються в моделі Гумеля-Пуна?
45. Які лінійні (малосигнальні) моделі транзистора використовуються для розрахунку схеми вмикання із СЕ?
46. Чим відрізняються Т-подібна і змішана П-подібна моделі транзистора?