

б.к. 384.21075.8)

к 65

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

з курсу

„Напівапровідникові прилади“

частина друга

для студентів спеціальностей
20.05, 21.01 усіх форм навчання

493

Україна
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
БІБЛІОТЕКА

Суми СумДУ 1994

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ
З КУРСУ
"НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ"
ЧАСТИНА ДРУГА
для студентів спеціальностей
20.05, 21.01 усіх форм навчання

Затверджено
на засіданні кафедри
як конспект лекцій
з дисципліни
"Напівпровідникові прилади"
спеціальностей 20.05, 21.01.
Протокол № 17 від 11.05.94.

Бібліотека
Фізико-математичного інституту

Укладчі: О.М.Нобяков
О.А.Борисенко
Кафедра промислової електроніки

3. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРІ

3.1. БУДОВА ТА ПРИНЦИП ДІЇ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

3.1.1. Загальні відомості про біполярні транзистори

Біполярний транзистор /БТ/ - це електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з одним, двома або кількома $p-n$ - переходами, який має три або більше виводів і здатний підсилити потужність. Робота БТ ґрунтується на тому, що між його переходами існує взаємодія: зміною струму одного з переходів, можна управляти зміною струму іншого переходу /струмом через прилад/. Мелі розміри й маса, здатність працювати при малих напругах, висока механічна міцність, довговічність і зручність мікромініатюризації зумовили найширше використання цих приладів у електроніці протягом останніх десятиріч.

Класифікація транзисторів

1. За характером перенесення носіїв заряду розрізняють біполярні /БТ/ та польові /ПТ/ транзистори. БТ - це здебільшого двоперехідні прилади, у процесі струмопроходження яких беруть участь носії обох знаків: і основні, і неосновні. У польових транзисторів струм створюється рухом носіїв одного знаку.

2. За кількості переходів розрізняють одноперехідні, двоперехідні та багатоперехідні транзистори. Серед БТ найбільш поширені транзистори з трьома виводами.

3. За типом провідності /послідовність розміщення напівпровідникових областей/ розрізняють $p-n-p$ - та $n-p-n$ - транзистори.

4. За характером розподілу атомів домішок та руху носіїв у базі розрізняють дрейфові та бездрейфові БТ.

5. За величиною допустимої потужності, що розсіюється на електродах приладу, транзистори діляться на малопотужні /до 0,3 Вт/, середньої потужності /від 0,3 до 1,5 Вт/ та потужні /більше 1,5 Вт/.

6. За значенням граничної частоти розрізняють БТ низько-частотні /до 3 МГц/, середньої частоти /від 3 до 30 МГц/ та високочастотні /більше 30 МГц/.

Система позначень БТ

Згідно з ГОСТ 10862-72 система позначень транзисторів



включає 6 елементів:

1-й - буква або цифра, що вказує на матеріал виготовлення приладу /Г/1/ - германій або його сполуки, К/2/ - кремній або його сполуки/;

2-й - буква, що визначає підклас приладу /Г - біполярний, П - польовий транзистор/;

3-й - цифра від 1 до 9, яка визначає призначення транзистора згідно з табл. 3.1;

Таблиця 3.1

Транзистори	Малої потужності	Середньої потужності	Потужні
Низької частоти	1	4	7
Середньої частоти	2	5	8
Високої частоти	3	6	9

4-й та 5-й - цифри від 01 до 99, які визначають порядковий номер розробки транзистора;

6-й - літери від А до Я, що вказує на параметричну групу технологічного типу.

Позначення площинних БТ, що розроблялись до 1964 р., але мають застосування й тепер, складаються з двох або трьох елементів:

1-й - буква "П" /або "МП" - для БТ з уніфікованим корпусом/;

2-й - число /номер/, що визначає призначення транзистора згідно з табл. 3.2;

3-й - буква, що вказує на різновид транзистора.

Приклади позначень транзисторів: ГТ 605А - германійовий біполярний транзистор середньої потужності високої частоти широкого ежитку, номер розробки 05, група А; 2Т І44А - кремнійовий біполярний транзистор малої потужності низької частоти для пристроїв спеціального призначення, номер розробки 44, група А.

Таблиця 3.2

Транзистори		Германієві	Кремнієві
Низької частоти	Малопотужні	від 1 до 100	від 101 до 200
	Потужні	від 201 до 300	від 301 до 400
Високої частоти	Малопотужні	від 401 до 500	від 501 до 600
	Потужні	від 601 до 700	від 701 до 800

Будова сплавних транзисторів

Транзистор - це монокристал III з двома $p-n$ - переходами. На рис. 3.1 схематично показано будову БТ $p-n-p$ та $n-p-n$ - типів та їх умовне графічне позначення.

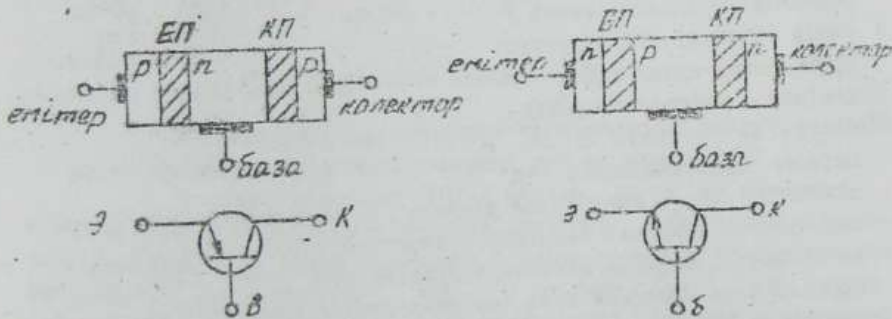


Рис. 3.1. Умовне схематичне і графічне позначення БТ

Принцип дії транзисторів однаковий для обох типів провідності. Відміння полягає лише в полярності джерел зовнішніх напруг і в напрямі протікання струмів через електроди. Тому надалі будемо розглядати тільки транзистори $p-n-p$ - типу, вважаючи всі висновки щодо них справедливими і для транзисторів $n-p-n$ - типу.

Середня область БТ називається базов. p - область, що відділена від бази $p-n$ - переходом з меншої площі, називається емітерним переходом /ЕП/. Аналогічно до цього, крайня справа p -область називається колектором, а перехід між нею та базов - колекторним переходом

АД/.

Спосіб виготовлення сплавних малопотужних БТ низької частоти полягає у наступному. До пластини германію n - типу з малим питомим опором $\rho = 1-1,5 \text{ Ом см}$ з двох боків притискують два зматочки індію. Потім пластину поміщають у піч, в якій створюється вакуум до $0,013 \text{ Па}$, і підвищують температуру. Індій розплавляється, розчиняється з сусідніми шарами германію і під дією сил поверхневого натягу набуває форми сферичного сегмента (рис. 3.2). Площа розплавленого індію визначає активну площу $p-n$ - переходу. Після цього здійснюється охолодження всієї конструкції з постійною швидкістю зміни температури. Внаслідок цього відбувається рекристалізація областей. Шари германію, розчинені з індієм, мають у своїй кристалічній структурі тривалентні атоми акцепторних домішок і набувають провідності p - типу. Ці p - області відокремлюються від пластини n - типу двома різними $p-n$ - переходами. Менша з акцепторних областей звичайно використовується як емітер, більша - як колектор. Середня область з провідністю n - типу виконує функцію бази. Частина бази, що знаходиться безпосередньо між емітером та колектором, через яку проходять носії, називається активною. До областей емітера та колектора припаюються нікелеві дрітки, які утворюють непрямокутні контакти з індієм і виконують роль виводів. Гнучкий вивід бази, припаяний до пластини германію, з'єднується з герметизованим металевим корпусом. Виводи емітера і колектора зварюють з гнучкими металевими стержнями, які ізолювані від корпусу за допомогою скляних вставок.

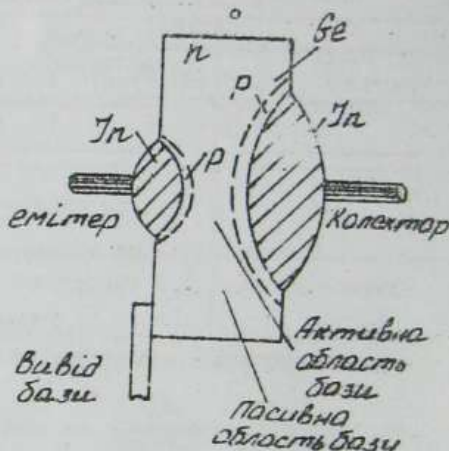


Рис. 3.2. Будова сплавного БТ.

При виготовленні транзистора здійснюються умови $N_{A\varepsilon} \gg N_{A\delta}$, тобто враховується, щоб концентрації дірок в областях емітера й колектора значно перевищували концентрацію

електронів у базі. Крім того, ширина активної області бази має бути меншою від дифузійної довжини дірок: $w \ll L_p$

3.1.2. Способи включення й режими роботи біполярних транзисторів

При включенні БТ в електронну схему один його електрод вважають вхідним, другий - вихідним, а третій, відносно якого вимірюють вхідну і вихідну напруги, - спільним. Розрізняють наступні схеми включення БТ: схема зі спільною базою ССБ /рис. 3.3, а/, схема зі спільним емітером ССЕ /рис. 3.3, б/ і схема зі спільним колектором ССК /рис. 3.3, в/.

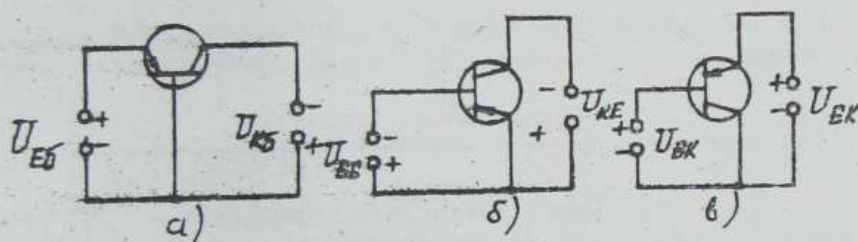


Рис. 3.3. Схеми включення БТ

В залежності від величини та полярності напруг на електродах приладу розрізняють наступні режими роботи БТ.

1. Режим відсічки /РВ/ - обидва р-п - переходи вклічаються в зворотному напрямі. Запірні шари переходів розширюються, їхні опори зростають, і через переходи протікають зворотні струми колектора I_{KB0} і емітера I_{EB0} . Це струми неосновних носіїв емітерної та колекторної областей - електронів, і оскільки концентрація цих носіїв невелика, струми ці незначні. Внаслідок різниці площ переходів $P_{кп} > P_{еп}$ для сплавних БТ $I_{KB0} > I_{EB0}$. БТ закритий, вихідний струм некерований.

2. Режим насичення /РН/. ЕП і КП вклічаються в прямому напрямі. Дірки інjektують в базу з емітера і колектора, створюючи великі струми насичення $I_{кнас}$ та $I_{енас}$, що визначається рухом основних носіїв р-областей. В базі відбувається накопичення неосновних нерівноважних носіїв, опір бази і всього БТ різко зникається. Транзистор у цьому режимі вважається відкритим і наси-

ченим, вихідний струм некерований.

3. Активний режим /АР/. ЕП включено в пряму напрямі, КП - у зворотньому. Полярність напруг на електродах БТ, зображених на рис. 3.3, відповідає цьому режиму. В колі емітера транзистора протікає струм I_E за рахунок інжекції дірок з емітера в базу, а колекторний струм I_K залежить від струму емітерного. Це основний режим роботи БТ як підсилювального приладу, коли вихідним струмом можна управляти за допомогою зміни вхідного струму.

4. Інверсний режим. Це також режим керованого вихідного струму, однак ЕП включено в зворотньому напрямі, КП - прямо.

3.1.3. Принцип дії біполярного транзистора в активному режимі

Принцип дії БТ розглянемо на прикладі схеми зі спільною базою /СББ/, яку показано на рис. 3.4.

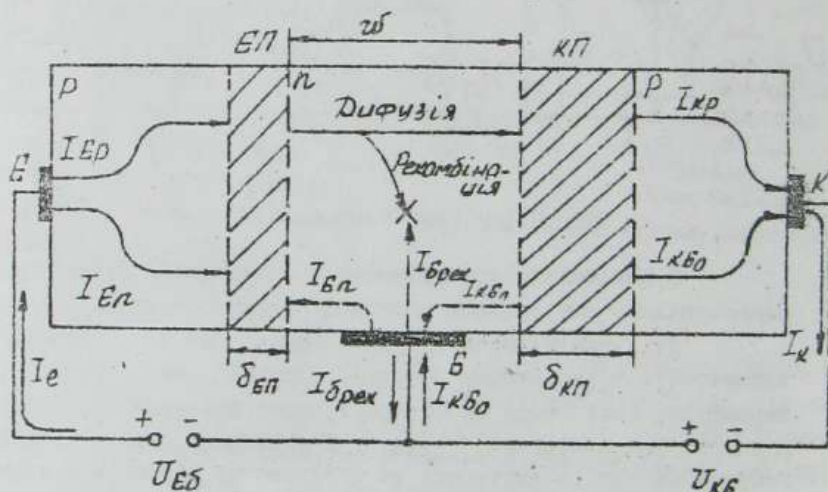


Рис. 3.4. Струми в БТ, що працює в активному режимі

На рисунку суцільними стрілками показано діркові струми або ж умовно прийняті /від "+" до "-"/ напрямі електронних струмів в р-областях, пунктирними стрілками - електронні струми в базі.

При полярності напруги U_{EB} , що показана на рис. 3.4,

дірки з емітера інjektують у базу, а електрони - з бази в емітер, оскільки ЕІ вклучено в прямому напрямі. Через ЕІ протікають емітерні струми: дірковий I_{EP} та електронний I_{EN} . Отже, в зовнішньому колі протікає емітерний струм

$$I_E = I_{EP} + I_{EN} \approx I_{EB0} \left(e^{\frac{U_{EB}}{\Phi_T}} - 1 \right). \quad /3.1/$$

Співвідношення між складовими струму I_E описується коефіцієнтом інжекції

$$\gamma = \frac{I_{EP}}{I_E} = \frac{I_{EP}}{I_{EP} + I_{EN}} = \frac{1}{1 + I_{EN}/I_{EP}}. \quad /3.2/$$

Внаслідок інжекції концентрація дірок у базі біля ЕІ підвищується до величини p_{BE} , яку можна визначити за формулою /1.19/

$$p_{BE} = p_{n0} e^{\frac{U_{EB}}{\Phi_T}}, \quad /3.3/$$

де p_{n0} - концентрація дірок у базі в стані рівноваги.

Розглянемо розподіл концентрації неосновних носіїв /дірок/ у базі в цьому режимі. Протяжність бази позначимо координатою x , тоді границя ЕІ відповідає випадку $x=0$, а границя КІ - $x=\omega$. При $x=0$ концентрація дірок визначається за формулою /3.3/. Концентрацію дірок у базі біля КІ / $x=\omega$ / знаходять за виразом

$$p_{BK} = p_{n0} e^{\frac{U_{KB}}{\Phi_T}}. \quad /3.4/$$

Розподіл неосновних носіїв у базі транзистора в усталеному режимі визначається за допомогою рівняння неперервності [1]

$$\frac{\partial^2 (p_n - p_{n0})}{\partial x^2} - \frac{p_n - p_{n0}}{L_p^2} = 0, \quad /3.5/$$

рішення якого за граничних умов /3.3/ та /3.4/ при $\omega \ll L_p$ має вигляд

$$\frac{dp_n}{dx} = - \frac{p_{BE} - p_{BK}}{\omega}. \quad /3.6/$$

З формули /3.6/ випливає, що градієнт концентрації неосновних носіїв у базі є величиною постійною відносно координати x , тобто розподіл концентрації дірок в базі має лінійний характер /рис. 3.5/. З цього рисунка та з формул /3.3/ і /3.6/ видно, що градієнт

концентрації дірок змінюється при зміні напруги U_{EB} . Під дією цього градієнта дірки дифундують через базу від емітера до колектора. Частина дірок, не досягнувши КП, рекомбінує в області бази з електронами. На місце електронів, що рекомбінували, від джерела U_{EB} надходять нові електрони, створюючи рекомбінаційну складову струму бази $I_{Bрек}$.

Дірки, що досягли КП, створюють колекторний дірковий струм $I_{кр}$, причому внаслідок рекомбінації в базі

$I_{кр} < I_{ер}$. Процес перенесення неосновних носіїв через базу під дією градієнта концентрації характеризується коефіцієнтом переносу

$$\xi = \frac{I_{кр}}{I_{ер}} \approx 1 - \frac{\omega^2}{2L_p^2}, \quad /3.7/$$

який оцінює міру зменшення колекторного діркового струму $I_{кр}$ відносно емітерного струму $I_{ер}$.

Дірки, досягнувши КП, який включено в зворотному напрямі, потрапляють у його прискорююче поле і перекидаються /екстрагуються/ в р-область колектора. Екстракція дірок може супроводжуватись ударною іонізацією атомів КП і, як наслідок, лавинним множенням носіїв /при великій зворотній напрузі U_{KB} /. Дірки, що потрапили в колектор внаслідок екстракції /при малих U_{KB} / або ударної іонізації, порушують електричну нейтральність р-області, і це викликає приплив електронів від джерела U_{KB} , тобто протікання в зовнішньому колі колектора струму I'_K . Процес помноження носіїв у КП оцінюється коефіцієнтом помноження колекторного струму

$$M = \frac{I'_K}{I_{кр}}. \quad /3.8/$$

Важливо запам'ятати, що за нормальної роботи БТ $M=1$, і струм $I'_K = I_{кр}$ називається керованим колекторним струмом $I_{ккер}$.

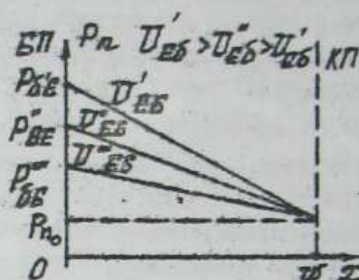


Рис. 3.5. Розподіл концентрації дірок у базі ЕП, працюючого в активному режимі

Ця назва зумовлена тим, що чим більше дірок інжектується емітером у базу, тим їх більша кількість екстрагується до колектора. Отже, струм $I_{kкер} = I'_k = I_{кр}$ пропорційний до емітерного струму

$$I_{kкер} = h_{21Б} I_E, \quad /3.9/$$

де $h_{21Б}$ - статичний коефіцієнт передачі струму емітера. Оскільки $I_{kкер} = I_{кр} < I_{ер}$, то $h_{21Б} < 1$.

З формули /3.9/ випливає найважливіша властивість БТ: управління вихідним струмом можливе при зміні струму вхідного. В формулі /3.9/ вважається, що $I_E \approx I_{ер}$, тому що електронний струм $I_{ен}$ малий внаслідок слабкої легуваності бази.

При деяких напругах на КП $U_{кб} \geq U_{кбпроб}$, коли в переході виникає явище пробов, коефіцієнт β зростає $\beta > 1$, і струм $I'_k > I_{кр}$ буде некерованим.

Через вклучений в зворотному напрямі КП протікає дрейфовий струм неосновних носіїв, який називається зворотним струмом колектора $I_{кб0}$. Цей струм протікає від "+" джерела $U_{кб}$ через базу, КП, колектор до "-" $U_{кб}$. Оскільки напрям цього струму збігається з напрямом керуваного колекторного струму $I_{ккер}$, то можна записати для повного колекторного струму БТ в схемі зі спільною базою в активному режимі

$$I_k = I_{kкер} + I_{ккер} = h_{21Б} I_E + I_{кб0}, \quad /3.10/$$

де $I_{ккер} = I_{кб0}$ - некерована складова колекторного струму в ССБ.

З рис. 2.4 випливає, що загальний струм бази дорівнює

$$I_B = I_{брек} + I_{ен} - I_{кб0} \approx I_{брек} - I_{кб0}. \quad /3.11/$$

Струм емітера для транзистора можна знайти, враховуючи, що він має складові $I_{ер} = h_{21Б} I_E + I_{брек}$ та $I_{ен}$. Додавши і віднявши величину $I_{кб0}$, одержимо

$$I_E = h_{21Б} I_E + I_{брек} + I_{ен} + I_{кб0} - I_{кб0}. \quad /3.12/$$

Враховуючи формули /3.10/ та /3.11/, з /3.12/ зрешті одержимо вираз першого закону Кірхгофа для струмів електродів БТ у довільній схемі вклучення:

$$I_E = I_B + I_k. \quad /3.13/$$

З рівнянь /3.13/ та /3.10/ випливає

$$I_B = I_E - I_K = (1 - h_{21B})I_E - I_{KB0}. \quad /3.14/$$

Порівнюючи формули /3.11/ та /3.14/, можна зробити висновок, що рекомбінаційна складова струму бази

$$I_{Bрек} = (1 - h_{21B})I_E. \quad /3.15/$$

В активному режимі $(1 - h_{21B})I_E > I_{KB0}$, тобто напрям базового струму визначається рекомбінаційною складовою.

3.1.4. Вплив конструкції та режиму роботи транзистора на h_{21B}

З формули /3.9/ при $I_{кер} = I'_K$ випливає, що

$$h_{21B} = \frac{I'_K}{I_E} = \frac{I'_K}{I_{кр}} \cdot \frac{I_{кр}}{I_{EP}} \cdot \frac{I_{EP}}{I_E} = M \xi \gamma. \quad /3.16/$$

Оскільки у нормальному режимі роботи транзистора $M=1$, то статичний коефіцієнт передачі струму емітера

$$h_{21B} = \gamma \cdot \xi. \quad /3.17/$$

Для поліпшення керувальних властивостей БТ потрібно збільшувати h_{21B} і, отже, його співмножники γ та ξ .

Ефективність емітера /коефіцієнт інжекції γ / можна підвищити, як це випливає з /3.2/, збільшенням I_{EP} і зменшенням I_{EN} . Це досягається виконанням умови $N_{AE} \gg N_{dB}$, про що говорилось у п.3.1.1. При цьому діркова складова емітерного струму I_{EP} значно перевищує електронну I_{EN} , і коефіцієнт інжекції досягає величини $\gamma = 0,995$.

З метою збільшення коефіцієнта переносу ξ треба згідно з формулою /3.7/ зменшити активну ширину бази ω або збільшити дифузійну довжину L_p . Величину L_p можна збільшити за рахунок зменшення ймовірності рекомбінації дірок, що можна здійснити при слабкому легуванні бази донорними домішками / N_{dB} мала /. Зменшення ω до величини $\omega = 0,1L_p$ дозволяє отримати коефіцієнт переносу $\xi = 0,995$. На коефіцієнт ξ впливає теж співвідношення площ переходів $P_{кп} / P_{еп}$. Чим це співвідношення більше, тим менше дірок розсіюється у базі, і тим їх більше кількість потрапляє на КП.

Для сучасних БТ величина статичного коефіцієнта передачі струму емітера $h_{21Б} \approx 0,99$.

Значення коефіцієнта $h_{21Б}$ залежить також від струму емітера I_E і від напруги $U_{КБ}$.

Графік залежності $h_{21Б} = f(I_E)$ показано на

рис. 3.6. В області малих I_E /ділянка I на рис.3.6/ коефіцієнт інжекції γ значно менший від одиниці, бо $I_{Ер} \ll I_{Брек}$, і більшість дірок, інжектованих через ЕП, рекомбінують у базі з електронами. При збільшенні I_E /ділянка II/ дифузійні струми зростають швидше, ніж рекомбінаційні, і коефіцієнт переносу ξ зростає, збільшуючи $h_{21Б}$. При великих струмах емітера /ділянка III/ значно зростає інжекційна електронна складова струму емітера $I_{Еп}$ за рахунок електронів від джерела

$U_{ЕБ}$. Це приводить до зменшення частки діркового струму через ЕП, зменшується δ і, отже, коефіцієнт передачі транзистора $h_{21Б}$.

Залежність $h_{21Б} = f(U_{КБ})$ визначається зміною /модуляцією/ товщини бази /рис. 3.7/, а також лавинним множенням носіїв у КП під час пробов. При збільшенні $U_{КБ}$ товщина запірного шару КП збільшується в напрямі базової області, скільки $N_{AK} \gg N_{AB}$. Це супроводжується зменшенням активної ширини бази w і, отже, збільшенням коефіцієнта переносу ξ за формулою /3.7/. При деякій напрузі

$U_{КБ} = U_{КБпроб}$ виникає про-

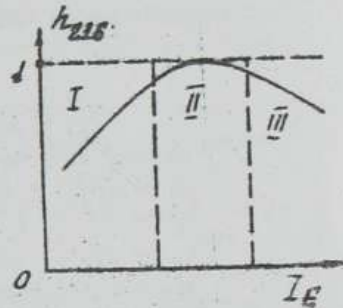


Рис. 3.6. Залежність $h_{21Б}$ від струму емітера

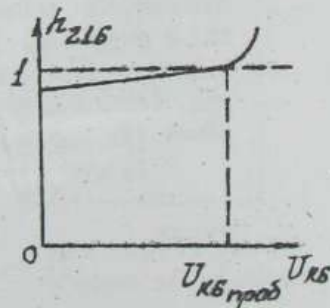


Рис. 3.7 Залежність $h_{21Б}$ від напруги колектора

бія КП, лавинне помноження носіїв приводить до збільшення коефіцієнта M . Внаслідок цього згідно з формулою /3.16/ зростає і найбільшим за одиницю коефіцієнт передачі h_{21B} .

3.1.5. Схеми вклучення транзистора зі спільним емітером та спільним колектором

Схему ЕТ зі спільною базою докладно розглянуто у п.3.1. Розглянемо тепер особливості і основні кількісні співвідношення для схем зі спільним емітером /ССЕ/ та спільним колектором /ССК/

ССЕ

БГ у названій схемі вклучення показано на рис. 3.8 для випадку активного режиму. Фізичні процеси в транзисторі аналогічні до процесів в ССБ. Під дією напруги U_{BE} в колі емітера протікає струм I_E . У базі цей струм розгалужується. Основна його частина йде до колектора, створюючи керовану складову вихідного струму. Друга, менша частина струму I_E , йде в кст бази, створюючи струм бази рекомбінації. Назустріч струму рекомбінації через базу протікає зворотний струм колектора I_{KB0} . Таким чином, вираз /3.10/ є справедливим і для цієї схеми. Але оскільки вхідний струм в ССЕ є струм бази I_B , то потрібно одержати залежність I_K від I_B . З цієї метов в формулу /3.10/ потрібно підставити значення I_E з формули /3.13/. Одержимо

$$I_K = h_{21B} (I_B + I_K) + I_{KB0},$$

звідки

$$I_K = \frac{h_{21B}}{1 - h_{21B}} I_B + \frac{1}{1 - h_{21B}} I_{KB0}. \quad /3.13/$$

Уводля позначення

$$h_{21E} = \frac{h_{21B}}{1 - h_{21B}}, \quad /3.13/$$

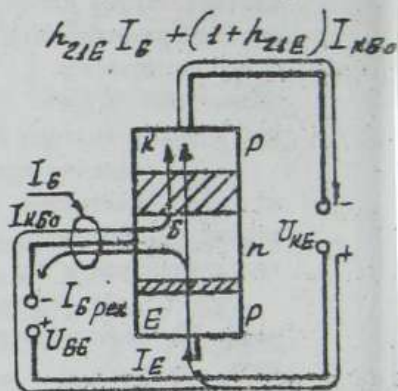


Рис. 3.8. Струми БГ у схемі зі спільним емітером

вираз /3.18/ можна одержати у вигляді

$$I_K = h_{21E} I_B + (1 + h_{21E}) I_{KB0}. \quad /3.20/$$

З формули /3.20/ випливає, що в ССЕ струм колектора має керовану складову $h_{21E} I_B$, що залежить від вхідного струму, і некеровану $I_{KE0} = (1 + h_{21E}) I_{KB0}$.

Коефіцієнт пропорційності h_{21E} , який устновлює зв'язок між керованою складовою I_K і струмом бази, називається статичним коефіцієнтом передачі базового струму. При значеннях $h_{21E} = 0,95 - 0,99$ значення h_{21E} складають відповідно 19 - 99.

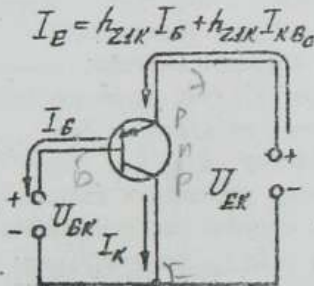
Переваги ССЕ: 1/ високий статичний коефіцієнт передачі вхідного струму $h_{21E} \gg h_{21B}$ - добрі підсилювальні властивості ЕТ у схемі зі спільним емітером; 2/ значно більший вхідний опір ССЕ в порівнянні з ССБ, оскільки при однакових вхідних напругах $|U_{EB}| = |U_{BE}|$ струм бази I_B значно менший, ніж струм емітера I_E /див. /3.14//.

Недоліком схеми зі спільним емітером є те, що некерована складова I_{KE0} колекторного струму в $1 + h_{21E}$ раз більша, ніж в ССБ, оскільки струм I_{KB0} як одна з складових вхідного струму I_B підсилюється транзистором.

ССК

ЕТ у схемі вклучення зі спільним колектором показано на рис. 3.9. Режим роботи транзистора - активний, вхідна напруга схеми U_{BK} , вихідна - U_{EK} , вхідний струм I_B , вихідний - I_E . За формулами /3.10/ та /3.13/ одержуємо

$$I_E = \frac{1}{1 - h_{21K}} I_B + \frac{1}{1 - h_{21K}} I_{KB0}. \quad /3.21/$$



Позначивши

$$h_{21K} = \frac{1}{1 - h_{21B}}, \quad /3.22/$$

вираз /3.21/ можна перетворити до вигляду

Рис. 3.9. Струми ЕТ у схемі зі спільним колектором

$$I_E = h_{21K} I_B + h_{21K} I_{KB0} \quad /3.23/$$

Отже, вихідний струм ССК має керовану складову $h_{21K} I_B$ і некеровану $h_{21K} I_{KB0}$. Параметр h_{21K} називається статичним коефіцієнтом передачі струму бази у схемі зі спільним колектором. Порівнюючи вирази /3.19/ та /3.22/, можна прийти до висновку, що $h_{21K} \approx h_{21E}$. Тому ССК також добре підсилює вхідний струм.

Оскільки в схемі рис. 3.9 $U_{ЕК} = U_{БК} + U_{ЕБ} \approx U_{БК}$ /тому що $U_{ЕБ}$ мала як напруга на прямо вклученому переході/, а $I_{вих} \gg I_{вх}$ /тому що $I_E \gg I_B$ /, то ССК має таку важливу властивість: великий вхідний і малий вихідний опори. Ця обставина зумовляє використання схеми зі спільним колектором при побудові емітерних повторювачів.

Недолік ССК той же самий, що і в ССЕ: оскільки I_{KB0} як складова базового струму підсилюється транзистором, і $h_{21K} \approx h_{21E}$, то схема має велику некеровану складову вихідного струму.

3.1.6. Модель Еберса - Молла

З метою аналізу властивостей ЕТ або електронних схем з транзисторами потрібно використовувати співвідношення, які встановлюють зв'язок між струмами ЕТ і напругами на його електродах. Ці співвідношення можна одержати з моделі транзистора /рис.3.10/, яка носить назву моделі Еберса - Молла. У цій моделі не враховуються об'ємні /розподілені/ опори областей емітера, колектора та бази, переходи зображені як діоди. Джерело струму $h_{21E} I_1$ описує явище управління колекторним струмом за допомогою струму I_E . Джерело $h_{21E} I_2$ враховує можливість управління транзистором в інверсному режимі.

Струми I_1 та I_2 - це струми інжекції переходів,

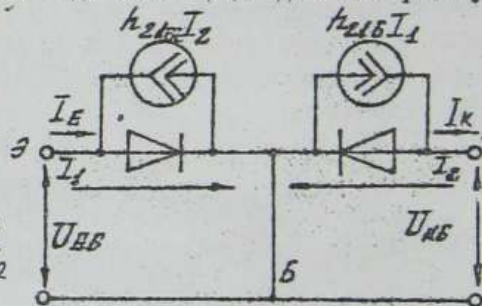


Рис. 3.10. Модель Еберса - Молла ЕТ

що визначаються за формулами:

$$\text{для ЕП} \quad I_1 = I_{SE} \left(e^{\frac{U_{EB}}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad /3.24/$$

$$\text{для КП} \quad I_2 = I_{SK} \left(e^{\frac{U_{KB}}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad /3.25/$$

де I_{SE}, I_{SK} - струми насичення ЕП та КП /зворотні струми переходів/. Формуль /3.24/ одержана для випадку короткого замикання колектора з базою, формула /3.25/ - для випадку короткого замикання емітера з базою.

Зі схеми моделі Еберса - Молла/рис. 3.10/ випливає, що

$$I_E = I_1 - h_{21Бi} I_2; \quad /3.26/$$

$$I_K = h_{21Б} I_1 - I_2. \quad /3.27/$$

Реальними параметрами ЕП є зворотні струми I_{EB0} і I_{KB0} , а не струми I_{SE} та I_{SK} . Тому потрібно виразити I_{SE} через I_{EB0} , а I_{SK} через I_{KB0} .

При $I_E = 0$ і $U_{KB} < 0$ $I_K = I_{KB0}$, і з /3.25/ та /3.26/ одержуємо

$$I_2 = -I_{SK}; \quad I_1 = h_{21Бi} I_2 = -h_{21Бi} I_{SK}.$$

Отже, з /3.27/ одержуємо

$$I_{KB0} = I_{SK} - h_{21Б} h_{21Бi} I_{SK}.$$

$$\text{Звідси} \quad I_{SK} = \frac{I_{KB0}}{1 - h_{21Б} h_{21Бi}}. \quad /3.28/$$

Аналогічно одержимо

$$I_{SE} = \frac{I_{EB0}}{1 - h_{21Б} h_{21Бi}}. \quad /3.29/$$

Тоді вирази /3.26/, /3.27/ з урахуванням формул /3.24/, /3.25/, /3.28/ і /3.29/ можна перетворити до вигляду:

$$I_E = \frac{I_{EB0}}{1 - h_{21Б} h_{21Бi}} \left(e^{\frac{U_{EB}}{\varphi_T}} - 1 \right) - \frac{h_{21Бi} I_{KB0}}{1 - h_{21Б} h_{21Бi}} \left(e^{\frac{U_{KB}}{\varphi_T}} - 1 \right); /3.30/$$

$$I_K = \frac{I_{KB0}}{1 - h_{21Б} h_{21Бi}} \left(e^{\frac{U_{KB}}{\varphi_T}} - 1 \right) + \frac{h_{21Б} I_{EB0}}{1 - h_{21Б} h_{21Бi}} \left(e^{\frac{U_{EB}}{\varphi_T}} - 1 \right); /3.31/$$

Вирази /3.30/ та /3.31/ називаються рівняннями Еберса-Молла.

Оскільки $I_B = I_E - I_K$, то

$$I_B = \frac{(1 - h_{21B}) I_{EBO}}{1 - h_{21B} h_{21Bc}} \left(e^{\frac{U_{EB}}{\Phi_T}} - 1 \right) + \frac{(1 - h_{21Bc}) I_{KBO}}{1 - h_{21B} h_{21Bc}} \left(e^{\frac{U_{KB}}{\Phi_T}} - 1 \right). /3.32/$$

Одержані рівняння Еберса - Молла описують нелінійну модель ідеалізованого транзистора. Вони застосовуються при машинному аналізі електронних схем.

3.2. СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ І ПАРАМЕТРИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

Статичним режимом напівпровідникового приладу називається режим, у якому всі параметри /напруги, струми електродів/ постійні. Статичні характеристики виражають залежність між струмом електродів і постійними напругами на електродах приладу.

При аналізі БТ у статичному режимі важливо установити зв'язок між його струмами і напругами. З цієї метою БТ можна представити як чотириполюсник, на вході якого діють комплексні вхідні напруга \dot{U}_{bx} і струм \dot{I}_{bx} , а на виході - комплексні \dot{U}_{bx} і \dot{I}_{bax} /рис. 3.11/. Якщо чотириполюсник у загальному випадку нелінійний, тобто вхідні напруга і струм змінюються в широких межах, то функціональна залежність \dot{U}_{bx} , \dot{I}_{bax} від \dot{U}_{bx} , \dot{I}_{bx} описується в формі статичних характеристик.

Параметри чотириполюсника, які також описують зв'язок між вхідними та вихідними величинами чотириполюсника в статичному режимі, на відміну від характеристик, визначаються при малих змінах \dot{U}_{bx} і \dot{I}_{bx} , і тому чотириполюсник у цьому разі вважається лінійним, а параметри називаються малесигнальними.

Характеристики і параметри БТ як чотириполюсника розподіляються між системами в залежності від того, які напруги і струми беруться за аргументи, а які - за значення функцій. Найбільш поширеними є три системи характеристик і параметрів: Y - , Z - та

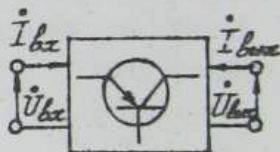


Рис. 3.11. БТ як чотириполюсник

H - системи /табл. 3.3/.
Оскільки найбільше

Таблиця 3.3

прикладне значення
має H-система харак-
теристик і параметрів
/так звана гібридна
система/ і саме її
приділяється макси-
мальна увага в ін-
женерній практиці.

Система	Y	Z	H
Аргументи	$U_{вх}, U_{вих}$	$I_{вх}, I_{вих}$	$I_{вх}, U_{вих}$
Функції	$I_{вх}, I_{вих}$	$U_{вх}, U_{вих}$	$U_{вх}, I_{вих}$

в довідниках та іншій спеціальній літературі, то надалі розгляда-
тимемо саме її, тобто вивчатимемо систему статичних гібридних ха-
рактеристик і мелосигнальних h - параметрів.

Отже, в H-системі за аргументи беруться вхідний струм та
вихідна напруга:

$$\begin{aligned} U_{вх} &= f(I_{вх}, U_{вих}), \\ I_{вих} &= f(I_{вх}, U_{вих}). \end{aligned} \quad /3.33/$$

У статичному режимі один з аргументів фіксується, і ЕТ
можна описати наступними сім'ями характеристик:

$$\text{вихідних} \quad U_{вх} = f(I_{вх}) \mid U_{вих} = \text{const};$$

$$\text{вихідних} \quad I_{вих} = f(U_{вх}) \mid I_{вх} = \text{const};$$

$$\text{зворотного зв'язку} \quad U_{вх} = f(U_{вих}) \mid I_{вх} = \text{const};$$

$$\text{прямої передачі} \quad I_{вих} = f(I_{вх}) \mid U_{вих} = \text{const}.$$

На практиці зручніше користуватись вхідними оберненими
характеристиками $I_{вх} = f(U_{вх}) \mid U_{вих} = \text{const}$. Крім того,
останні дві сім'ї, які застосовуються рідше, ніж сім'ї
вихідних і вихідних характеристик, можуть бути одержаними з пер-
ших. Розглянемо статичні гібридні характеристики ЕТ для кожної схе-
ми включення окремо.

3.2.1. Статичні характеристики біполярного транзистора у схемі зі спільною базою

Теоретично статичні характеристики ЕТ в ССБ можуть бути
одержані за допомогою рівнянь Еберса - Молла. Але в цих рівняннях

не враховується опір бази і модуляція її товщини в залежності від зміни напруги $U_{КБ}$. Тому на практиці застосовують експериментально зняті статичні характеристики. Схему для зняття характеристик БТ зі спільною базою зображено на рис. 3.12.

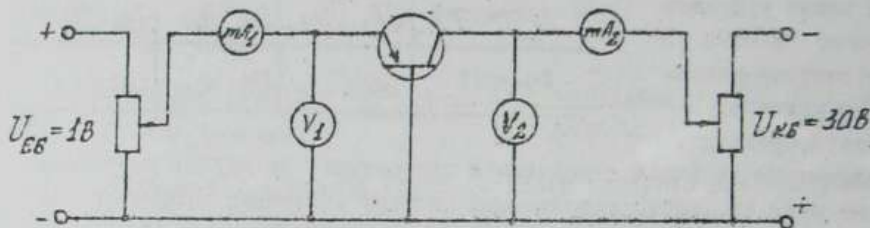


Рис. 3.12. Схема лабораторного зняття статичних характеристик БТ зі спільною базою

Слід зауважити, що при одержанні характеристик для $n-p-n$ -транзистора потрібно змінити полярність напруг $U_{ЕБ}$ і $U_{КБ}$.

Вхідні характеристики

Не залежності $I_E = f(U_{ЕБ}) / U_{КБ} = \text{const}$. Графіки цих характеристик показано на рис. 3.13.

При $U_{КБ} = 0$ /колектор замкнуто з базою/ вхідна характеристика відтворює пряму вітку ВАХ БТ

$$I_E = I_{ЕБ0} \left(e^{\frac{U_{ЕБ}}{U_T}} - 1 \right).$$

/3.34/

При негативній напрузі на колекторі характеристика зміщується вгору, в бік більших струмів емітера. Причини цього зміщення:

1/ при збільшенні негативної $U_{КБ}$ зменшується активна ширина бази W , зростає градієнт концентрації дірок у базі /рис. 3.14/, і тому при незмінній напрузі $U_{ЕБ}$ збільшується I_E ;

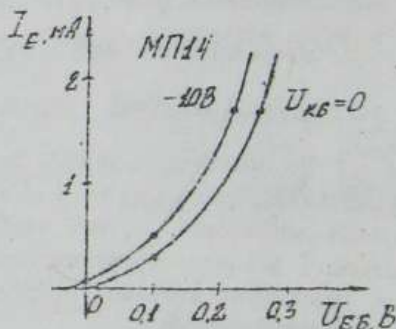


Рис. 3.13. Статичні вхідні характеристики БТ зі спільною базою

2/ при збільшенні зворотної напруги U_{KB} на КП зростає зворотний струм колектора I_{KB0} , який, протікаючи через розподілений опір бази r_B , створює на ньому падіння напруги зворотного зв'язку U_{33} /рис. 3.15/. Ця напруга, узгоджена з напругою U_{EB} за напрямом, сприяє більшому відкриванню ПІ і зростанню внаслідок цього струму I_E . Під впливом перерахованих причин у емітерному колі БТ при $U_{EB} = 0$ і негативній напрузі на колекторі протікає невеликий струм емітера. Для того, щоб його усунути, треба до емітера прикласти невелику негативну напругу.

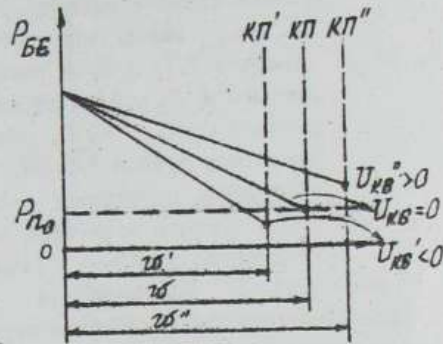


Рис. 3.14. Модуляція товщини бази БТ та її вплив на розподіл концентрації неосновних носіїв

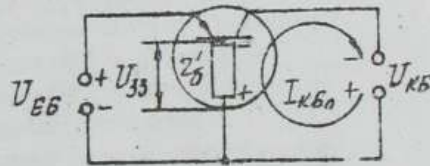


Рис. 3.15. Утворення напруги зворотного зв'язку на розподіленому опорі бази

Вихідні характеристики

Вихідні характеристики БТ у ССБ - це графіки залежності

$$I_K = f(U_{KB}) \quad | I_E = \text{const},$$

зображені на рис. 3.16.

Ураховуючи вплив напруги U_{KB} на зворотний струм колектора, рівняння для струму колектора /3.10/ можна записати у вигляді

$$I_K = h_{21Б} I_E - I_{KB0} \left(e^{\frac{U_{KB}}{qT}} - 1 \right). \quad /3.35/$$

Сдержана формула опи-
суює вихідні характеристики при
різних струмах емітера.

Межю між режимом
відсічки / $I_E < 0$ / і активним
режимом / $I_E > 0$ / є характе-
ристика при $I_E = 0$, яка є
зворотною віткою ВАХ КП. При
збільшенні негативної напруги

$U_{КБ}$ струм колектора швид-
ко досягає значення $I_{КБ0}$.
Тодальше зростання I_K зу-
мовляється зростанням струмів
генерації та витоку КП. При
деяких високих напругах $U_{КБ}$
/для транзистора МП14 при

$I_E = 0$ ці напруги пере-
вищать 15 В/ у КП виникає
пробій, що супроводжується
значним зростанням колекторного струму.

При $I_E > 0$ вихідні характеристики зміщуються в бік біль-
ших колекторних струмів на величину $h_{21Б} I_E$ згідно з формулою
/3.35/. У загальному випадку це зміщення має нееквідистантний ха-
рактер, тобто рівним приростам вхідного струму ΔI_E відповіда-
ють нерівні прирости вихідного струму ΔI_K . Це явище викликане
залежністю $h_{21Б} = f(I_E)$, зображеною на рис. 3.6, яка свід-
чить, що статичний коефіцієнт передачі струму $h_{21Б}$ не є по-
стійною величиною для різних струмів емітера. Для більших колек-
торних та емітерних струмів пробій КП відбувається при менших на-
пругах і може перетворитися в тепловий. З метов виключення можли-
вості теплового пробоя режим роботи приладу треба збирати нижче
кривої максимально допустимої потужності $P_{Кmax}$, що розсівається
колектором /пунктирна гіпербола на рис. 3.16/.

При $U_{КБ} > 0$ та $I_E > 0$ переходи транзистора включа-
ються у пряму напрямі, і прилад переходить до режиму насичення.
В цьому режимі різко зменшується I_K , тому що зростає інжек-
ційна складова колекторного струму, яка компенсує керодану, екст-
ракційну складову.

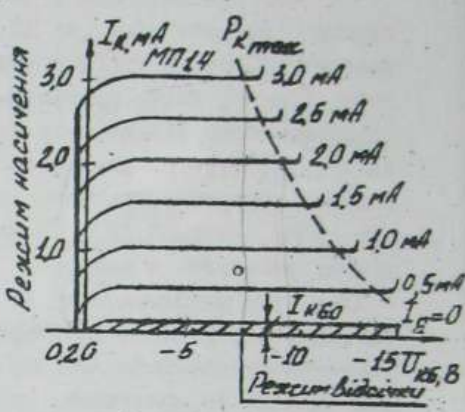


Рис. 3.16. Статичні вихідні
характеристики БТ зі
спільною базою.

Характеристики прямої передачі

Ці залежності $I_K = f(I_E) | U_{KB} = \text{const}$ /рис. 3.17/. Вони ґрунтуються на рівняннях /3.10/ або /3.35/. З рівняння /3.35/ видно, що при $U_{KB} = 0$ характеристика починається з точки, яка є початком координат $I_E = 0, I_K = 0$ /, а нахил цієї характеристики визначається залежністю h_{21B} від I_E . При $U_{KB} < 0$ характеристика починається з точки $I_K = I_{KB0}$, а зміна її нахилу зумовлюється залежністю $h_{21B} = f(U_{KB})$ /рис. 3.7/. Характеристику прямої передачі можна одержати з сім'ї вихідних характеристик, фіксуючи U_{KB} .

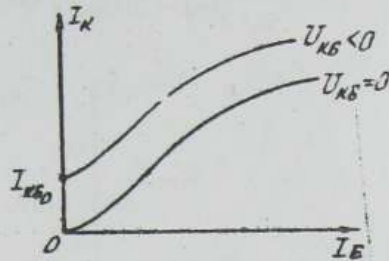


Рис. 3.17. Сім'я характеристик прямої передачі БТ зі спільною базою

Характеристики зворотного зв'язку

Сім'я характеристик зворотного зв'язку

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

показана на рис. 3.18. При збільшенні U_{KB} зменшується активна ширина бази транзистора w , і за рахунок зростання градієнта концентрації дірок у базі /див. рис. 3.14/ зростає струм I_E . Для підтримання його постійного значення, як того вимагають умови зняття характеристик, потрібно зростання I_E компенсувати зменшенням напруги U_{EB} . Ця обставина зумовлює від'ємний нахил характеристик. У базі транзистора зменшення U_{EB} пригодить при збільшенні U_{KB} до відновлення попереднього градієнта в концентрації

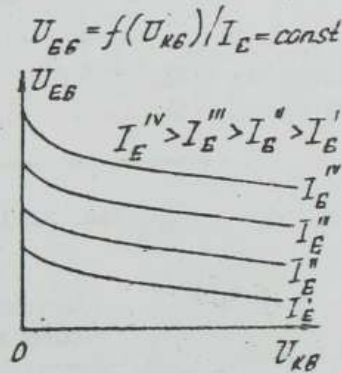


Рис. 3.18. Сім'я характеристик зворотного зв'язку БТ зі спільною базою

дірок, тобто нахилу графіка $p_n = f(x)$ /рис. 3.19/.

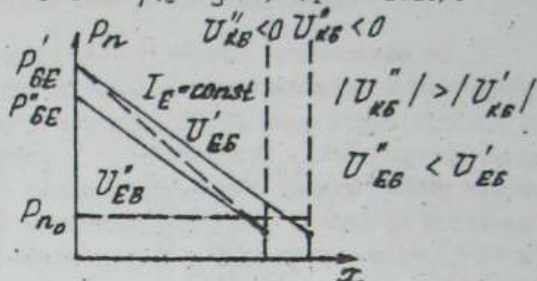


Рис. 3.19. Розподіл концентрації дірок у базі при знятті характеристик зворотного зв'язку БТ зі спільною базою

3.2.2. Статичні характеристики біполярного транзистора у схемі зі спільним емітером

Схему для зняття характеристик БТ в ССЕ показано на рис. 3.20.

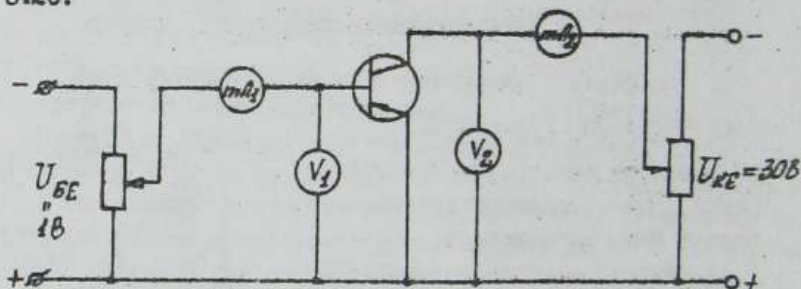


Рис. 3.20. Схему для експериментального зняття характеристик БТ зі спільним емітером

Вхідні характеристики

Це залежності $I_B = f(U_{BE}) / U_{KE} = \text{const}$ /рис. 3.21/.

При $U_{KE} = 0$ обидва $p-n$ - переходи транзистора включено в прямому напрямі /рис. 3.22/, і вхідна характеристика в прямому напрямі ВАХ двох паралельно включених переходів.

При $U_{KE} < 0$ КП включується в зворотному напрямі, і в колі бази протікає струм

$$I_B = I_{B\text{рек}} - I_{KБ0} = (1 - h_{21Б})I_E - I_{KБ0}. \quad /3.36/$$

При $U_{BE}=0 (I_E=0)$ струм бази має тільки одну складову - зворотний струм КП $I_B = -I_{KБ0}$. При збільшенні напруги U_{BE} починає зростати струм I_E , а разом з ним - рекомбінаційна складова струму бази

$$I_{B\text{рек}} = (1 - h_{21Б})I_E.$$

Струм I_B зменшується за модулем, оскільки $I_{B\text{рек}}$ спрямований у колі бази назустріч $I_{KБ0}$. При деякій напрузі U_{BE} струм бази дорівнює нулю. Подальше зростання струму бази зумовлене зростанням рекомбінаційної складової $I_{B\text{рек}}$, яка починає перевищувати зворотний струм колектора $I_{KБ0}$.

Внаслідок того, що струм $I_{KБ0}$ невеликий, на більшості вхідних характеристик ЕТ зі спільним емітером у довіднику область негативних струмів бази не зображають.

Вихідні характеристики

Це залежності $I_K = f(U_{KE}) / I_B = \text{const}$ /рис. 3.23/.

Межю між РВ та АР є характеристика, що знята при струмі бази $I_B = -I_{KБ0}$. Це зумовлено особливостями вхідних характеристик схеми зі спільним емітером, тобто тим, що $I_B < -I_{KБ0}$ лише при позитивних напругах U_{BE} /у режимі відсічки/. Вихідна характеристика при $I_B = 0$ відповідає випадку, коли

$$(1 - h_{21Б})I_E = I_{KБ0}. \quad /3.37/$$

При цьому зростання негативної напруги U_{KE} приводить

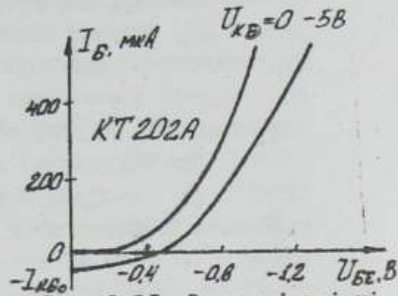


Рис. 3.21. Статичні вхідні характеристики ЕТ зі спільним емітером

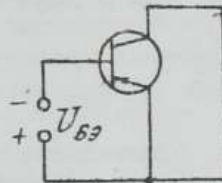


Рис. 3.22. ЕТ зі спільним емітером при $U_{KE} = 0$

лексичні відсічки

до збільшення напруги U_{BE} , при якій зберігається умова /3.37/, як це впливає з сім'ї вихідних характеристик /рис. 3.21/. Остання обставина викликає зростання емітерного I_E і, як наслідок, колекторного I_K струмів.

При подальшому збільшенні I_B вихідні характеристики змінюються за законом

$$I_K = h_{21E} I_B - (1 + h_{21E}) I_{B0} \times \left(e^{\frac{U_{KB}}{\varphi_T}} - 1 \right).$$

/3.38/

Незвіддантність зміщення характеристик в бік більших струмів колектора зумовлена характером залежності $h_{21E} = f(I_B)$ /рис. 3.24/.

Характер проходження вихідної характеристики БТ при фіксованому струмі бази $I_B \neq 0$ пояснюється наступним чином. При $U_{KE} = 0$ за рахунок того, що потенціал бази нижчий, ніж однакові потенціали емітера і колектора, ЕП і КП включено в прямому напрямі, і БТ перебуває в ПН. Тепер, якщо збільшувати негативний потенціал на колекторі / $U_{KE} < 0$ /, потенціальний бар'єр КП збільшується, інжекційна складова колекторного струму спадає, а первинний струм колектора за рахунок зростаючої екстракції дірок з бази до колектора збільшується. При збільшенні напруги $U_{KE} < 0$ до встановлення рівності $|U_{KE}| = |U_{BE}|$ струм I_K зростає різко за рахунок розсмоктування дірок, що нагромадились у базі в ЕП. При виконанні рівності $|U_{KE}| = |U_{BE}|$ транзистор переходить до АР, зростання колекторного струму сповільнюється, що

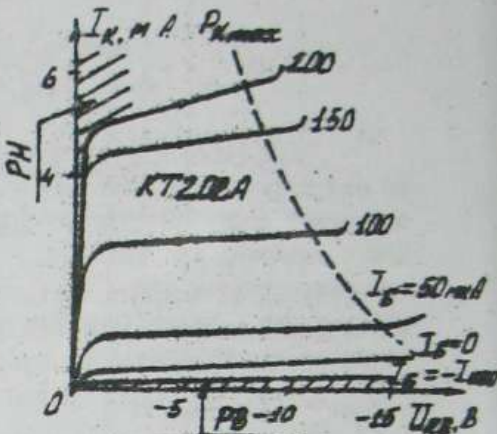


Рис. 3.23. Статичні вихідні характеристики БТ зі спільним емітером.

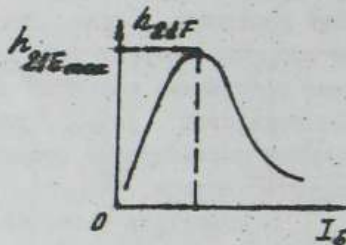


Рис. 3.24. Залежність $h_{21E} = f(I_B)$

на характеристиках рис. 3.23 відповідає точці пологої ділянки. Важливим є те, що нахил вихідних характеристик БТ зі спільним емітером на пологій ділянці більший за нахил відповідних характеристик БТ зі спільною базою, тобто у ССБ струм I_k зростає при збільшенні колекторної напруги швидше, ніж у ССБ. Це зумовлено двома причинами.

1. Напруга $U_{кЕ}$, на відміну від вихідної напруги $U_{кВ}$ у ССБ, розподіляється між ЕП та КП, а не прикладена лише до КП. Тому при збільшенні $U_{кЕ}$ дещо зростає й напруга $U_{БЕ}$, що призводить до збільшення емітерного I_E , а, отже, і колекторного I_k струмів.

2. Зростання негативної напруги $U_{кЕ}$ приводить до збільшення товщини КП і зменшення активної ширини бази ω . Це приводить до зменшення рекомбінаційного струму бази, бо зменшується ймовірність рекомбінації дірок з електронами. Однак при одержанні вихідних характеристик БТ зі спільним емітером потрібно підтримувати струм бази $I_B \approx I_{Bрек} = (1 - h_{21Б})I_E$ саме постійним. Тому зменшення струму бази можна компенсувати збільшенням струму емітера I_E /за рахунок збільшення напруги $U_{БЕ}$ /. А ця обставина викликає додаткове зростання колекторного струму I_k .

Характеристики прямої передачі

Характеристиками прямої передачі є залежності

$$I_k = f(I_B) / U_{кЕ} = \text{const} \quad \text{/рис. 3.25/}$$

Реальні характеристики відрізняються від лінійних, і їх нахил в деякій мірі залежить від напруги $U_{кЕ}$. Швидкість зростання I_k із зростанням струму бази зменшується. Це зумовлено залежністю

$$h_{21Е} = f(I_B) \quad \text{/рис. 3.24/}$$

Знаходження характеристики прямої передачі при $U_{кЕ}$ у від'ємному квадранті пояснюється тим, що в ній колекторний струм БТ має напрям, протилежний до напрямку I_k в АР.

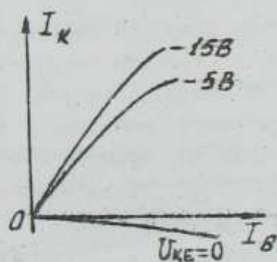


Рис. 3.25. Характеристики прямої передачі БТ зі спільним емітером

Характеристики зворотного зв'язку

Залежності

$$U_{BE} = f(I_{CE}) | I_B = \text{const}$$

показано на рис. 3.26. Збільшення напруги U_{KE} приводить до зменшення активної ширини бази ω , зменшення струму бази. Для підтримання постійного значення I_B потрібно збільшувати емітерний струм I_E , підвищуючи напругу U_{BE} ..

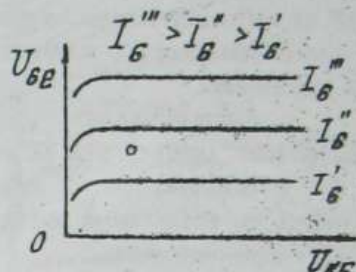


Рис. 3.26. Характеристики зворотного зв'язку БТ зі спільним емітером

3.2.3. Статичні характеристики біполярного транзистора у схемі зі спільним колектором

Вхідні характеристики БТ в ССК $I_B = f(U_{BK}) | U_{EK} = \text{const}$ показано на рис. 3.27.

При $U_{BK} > U_{EK}$ ЕП вклучено у зворотному напрямі, і через базу протікає лише зворотний струм колектора I_{KB0} . При $U_{BK} < U_{EK}$ ЕП відкривається, струм бази змінює свій напрям і збільшується при зменшенні напруги U_{BK} . Це відбувається тому, що при зменшенні U_{BK} зростає напруга U_{EB} , оскільки вихідна напруга U_{EK} підтримується постійною. Але це приводить до зростання струму емітера I_E і зв'язаного з ним струму бази I_B .

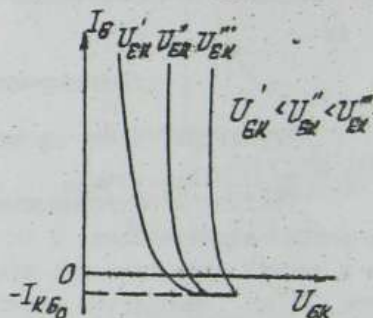


Рис. 3.27. Статичні вхідні характеристики БТ зі спільним колектором

Вихідні характеристики транзистора зі спільним колектором $I_E = f(U_{EK})$ при $I_B = \text{const}$ майже нічим не відрізняються від вихідних характеристик схеми зі спільним емітером, тому що $I_E \approx I_C$, а $U_{EK} = -U_{KE}$.

3.2.4. Вплив температури на статичні характеристики транзисторів

Температурна залежність вихідних або вхідних характеристик зумовлена зміною відповідно колекторного або емітерного струму при зміні температури.

Схема зі спільною базою

В ССБ згідно з рівнянням /3.10/ зміна колекторного струму при постійному струмі емітера

$$dI_K = I_E dh_{21Б} + dI_{КБ0}.$$

Відносна зміна струму колектора

$$\frac{dI_K}{I_K} = \frac{I_E}{I_K} dh_{21Б} + \frac{dI_{КБ0}}{I_K} = \frac{dh_{21Б}}{h_{21Б}} + \frac{I_{КБ0}}{I_K} \frac{dI_{КБ0}}{I_{КБ0}}. \quad /3.39/$$

Коефіцієнт передачі струму емітера $h_{21Б}$ від температури майже не залежить, тому температурна зміна $h_{21Б}$ не впливає на дрейф характеристик. Другий доданок у формулі /3.39/ визначає температурний дрейф характеристик, викликаний температурною зміною зворотного струму колектора $I_{КБ0}$:

$$I_{КБ0}(T_2) = I_{КБ0}(T_1) e^{\alpha(T_2 - T_1)}, \quad /3.40/$$

де $I_{КБ0}(T_1)$ - зворотний струм при температурі T_1 ;

$I_{КБ0}(T_2)$ - при температурі T_2 ;

$\alpha = 0,09 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ для германію;

$\alpha = 0,13 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ для кремнію.

В практичних розрахунках вважається, що величина $I_{КБ0}$ подвоюється при зростанні температури на 10°C для германієвих БТ і на 8°C для кремнієвих БТ. Але вплив другого доданка формули /3.39/ на температурний дрейф вихідних характеристик є незначним, оскільки для більшості транзисторів $I_{КБ0}/I_K = 10^{-3} - 10^{-6}$.

Саме тому температурні зміни вихідних характеристик БТ зі спільною базою невеликі /рис. 3.28/.

Значно більшої температурної зміни зазнають вхідні характеристики.

$$\text{Відомо, що } I_E \approx I_{ЕБ0} e^{\frac{U_{ЕБ}}{\varphi_T}} \quad (U_{ЕБ} \gg \varphi_T),$$

де $I_{ЕБ0}$ - зворотний струм емітера, залежність якого від тем-

пературі така ж, як і струму $I_{кБ0}$.

Внаслідок цього залежність емітерного струму від температури набуває вигляду

$$I_E(T_2) = I_{ЕБ0}(T_1) e^{\frac{U_{ЕБ}}{\Phi_T}} e^{\alpha(T_2 - T_1)} \quad /3.$$

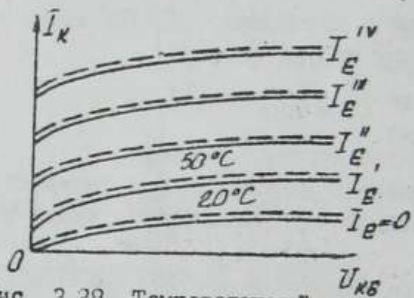


Рис. 3.28. Температурний дрейф вихідних характеристик БТ зі спільною базою

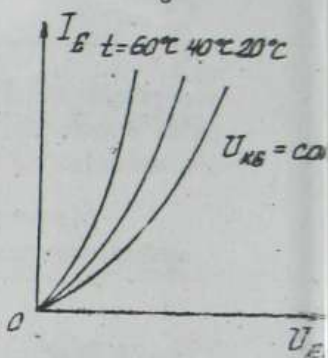


Рис. 3.29. Температурний дрейф вхідних характеристик БТ зі спільною базою

Тому збільшення температури супроводжується зростанням струму емітера і зміщенням вхідних характеристик в бік більших струмів /рис. 3.29/. Звичайно вважають, що при зміні температури на один градус характеристики зміщуються вліво на 1-2 мВ.

Схема зі спільним емітером

Для оцінки температурної зміни вихідних характеристик БТ в ССЕ визначимо повний диференціал від рівняння /3.20/

$$dI_k = (I_B + I_{кБ0}) dh_{21Е} + (1 + h_{21Е}) dI_{кБ0} \quad /3.42/$$

Оскільки $dI_B = 0$, оскільки в вихідних характеристиках $I_B = const$.
 Оскільки $h_{21Е} = \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}}$, то

$$\frac{dh_{21Е}}{dh_{21Б}} = \frac{d}{dh_{21Б}} \left(\frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}} \right) = (1 + h_{21Е})^2.$$

Отже,

$$\left. \frac{dI_K}{I_K} \right|_{CCE} = \frac{I_B + I_{KБ0}}{I_K} (1 + h_{21E})^2 dh_{21E} + (1 + h_{21E}) \frac{I_{KБ0}}{I_K} \frac{dI_{KБ0}}{I_{KБ0}}$$

Оскільки

$$1 + h_{21E} = \frac{h_{21E}}{h_{21E}} \quad \text{і} \quad (I_B + I_{KБ0})h_{21E} \approx I_E,$$

то врешті отримуємо

$$\left. \frac{dI_K}{I_K} \right|_{CCE} = (1 + h_{21E}) \left(\frac{dh_{21E}}{h_{21E}} + \frac{I_{KБ0}}{I_K} \frac{dI_{KБ0}}{I_{KБ0}} \right) = (1 + h_{21E}) \left. \frac{dI_K}{I_K} \right|_{CCE} / 3.43/$$

З цього виразу видно, що температурний дрейф вихідних характеристик БТ зі спільним емітером в $1 + h_{21E}$ раз більший, ніж у ССБ. Це суттєвий недолік схеми зі спільним емітером / рис. 3.30/.

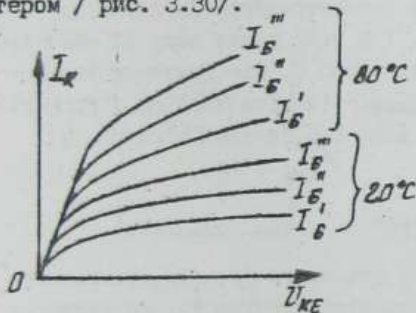


Рис. 3.30. Глиб температур на вихідні характеристики БТ зі спільним емітером

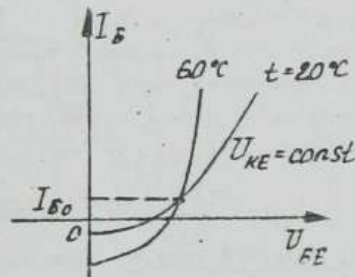


Рис. 3.31. Вплив температури на вхідні характеристики БТ зі спільним емітером

Вхідні характеристики БТ у ССБ також зазнають змін при зміні температури /рис. 3.31/. Збільшення температури викликає зростання струмів $I_{KБ0}$ та $I_{Bрек}$, які спрямовані у колі безпосередньо один одному. Тому вхідні характеристики, зняті при різних температурах, перетинаються при малих струмах бази /х. I_{B0} на рис. 3.31/.

3.2.5. Граничні режими транзистора

Робочий діапазон температур

При кімнатній температурі іонізовані всі атоми домішок і невелика частина атомів основної речовини НП /чистого НП/. Завдяки цьому в емітерній, колекторній і базовій областях ЕТ забезпечуються потрібні концентрації основних і неосновних носіїв. З підвищенням температури навколишнього середовища або при нагріванні транзистора протікаючими струмами зростає число генерованих пар електрон-дірка. Внаслідок зростання концентрації носіїв електропровідність областей приладу збільшується, і його нормальна робота порушується. Практика доводить, що максимальна робоча температура германієвих ЕТ лежить у межах від +70 до +100°C. У кремнієвих транзисторів внаслідок більшої ширини ЗЗ енергія, необхідна для іонізації атомів основної речовини, виявляється більшою, ніж у германієвих, і тому максимальна робоча температура кремнієвих приладів може складати від +125 до +200°C.

Мінімальна робоча температура ЕТ визначається енергією іонізації домішкових атомів та їх концентрацією. Звичайно ця енергія невелика /0,05 - 0,1 eV/, і з цієї точки зору ЕТ може працювати при мінімальній температурі - 200°C. Але фактична нижня границя температури обмежується термостійкістю корпусу і допустимими змінами параметрів, тому її величина складає звичайно від -60° до -70°C.

Пробіт транзистора

І. Тепловий пробіт. При порушенні теплового балансу, коли внаслідок недостатнього тепловідводу приріст потужності, що підводиться до КП, не компенсується відповідним приростом потужності, що відводиться, в ЕТ відбувається тепловий пробіт. Він супроводжується необмеженим зростанням температури переходу, збільшенням колекторного струму і потужності, що підводиться, і, як наслідок, перегрівом приладу і його зіпсуттям.

Величина напруги, яка не приводить до теплового пробіт ЕТ, визначається за формулою [2]

$$U_{кбТ} \leq \frac{T_{max} - T_0}{R_T \cdot I_{кб0}} \quad /3.44/$$

де T_{max} - максимально допустима температура ПП;
 T_0 - температура навколишнього середовища;
 R_T - тепловий опір тепловідводу / корпус, радіатор тощо/.

Таким чином, допустима напруга $U_{КБТ}$ тим менша, чим більший струм $I_{КБ0}$, тепловий опір і температура навколишнього середовища. При незадовільному тепловідводі і високій температурі середовища напруга теплового пробоя може стати меншою за робочу напругу транзистора. Особливо небезпечним є тепловий пробій для потужних БТ, котрі мають знічний зворотний струм колектора $I_{КБ0}$.

2. Електричний пробій. Оскільки: переходи БТ взаємодіють між собою, то величина пробивної напруги залежить від схеми включення приладу та від режиму його використання. Зупинимось на прикладі схеми зі спільним емітером.

Нехай маємо БТ у ССЕ з розімкненим емітерним колом
 $I_E = 0$ / рис. 3.32, а/.

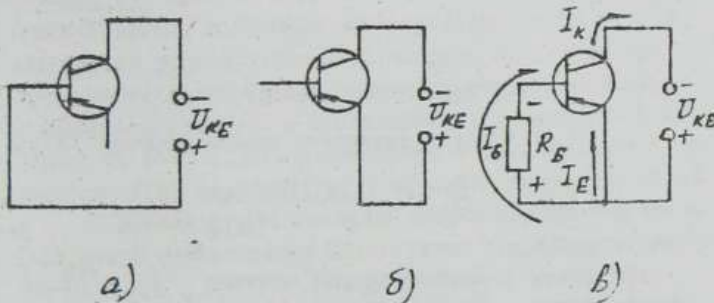


Рис. 3.32. До пояснення впливу режиму роботи БТ на величину пробивної напруги: а/ $I_E = 0$;
 б/ $I_B = 0$;
 в/ $U_{БЕ} = I_B R_B$.

Зуважимо, що цей приклад цілком аналогічний до схеми зі спільною базою при $I_E = 0$. Коефіцієнт множення колекторного струму у БТ при $I_E = 0$

$$M = \frac{1}{1 - (U_{КБ} / U_{КБ\text{проб}})^2}, \quad /3.45/$$

де $n = 2-6$ в залежності від матеріалу виготовлення БТ та виду $p-n$ - переходу.

Лавинний пробій КП відбувається при наблизненні напруги $U_{КБ}$ до значення $U_{КБ0проб}$. При цьому різко зростає коефіцієнт передачі струму емітера $Mh_{21Б} \rightarrow \infty$ / і колекторний струм, як показано на рис. 3.33 /крива $I_E = 0$ /.

Якщо тепер розірвати лише базове коло /рис.3.22,б/, тобто $I_B = 0$, то колекторний струм порівняється

$$I_K = (1 + h_{21E}) I_{КБ0} \approx h_{21E} I_{КБ0}.$$

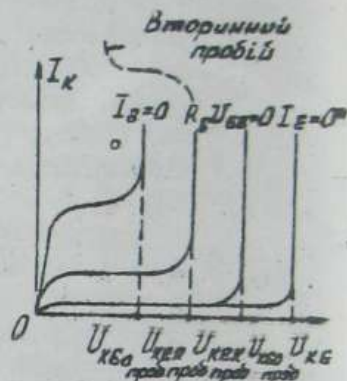


Рис. 3.33. Залежність пробивної напруги від режиму роботи БТ

/3.46/

У випадку лавинного пробію формула /3.46/ набере вигляду

$$I_K = \frac{Mh_{21Б}}{1 - Mh_{21Б}} I_{КБ0}, \quad /3.47/$$

при цьому зменшилася права частина $1 - Mh_{21Б} \rightarrow 0$, струм колектора $I_K \rightarrow \infty$ /крива $I_B = 0$ на рис. 3.33/. Враховуючи цю умову і вираз /3.45/, можна одержати формулу для визначення пробивної напруги колектор-емітер при $I_B = 0$:

$$U_{КЕ0проб} = U_{КБ0проб} \sqrt{1 - h_{21Б}}. \quad /3.48/$$

Отже, $U_{КЕ0проб} < U_{КБ0проб}$. Пробивна напруга в ССВ при $I_B = 0$ в 2-3 рази менша, ніж пробивна напруга в ССВ при $I_E = 0$.

3. Вплив опору у колі бази. Пробивна напруга БТ залежить від величини опору R_B , увімкненого в базове коло. Цей опір /рис. 3.22,в/ зумовлює позитивний зворотний зв'язок між виходом і входом транзистора: зростання колекторного струму в граничному

режимі /при $U_{KE} \approx U_{KE\text{проб}}$ / приводить до збільшення прямої напруги на ЕП, що, в свою чергу, веде до подальшого зростання I_K , нового збільшення I_B і т.д. Внаслідок цього транзистор втрачає стійкість і пробивається /крива R_B на рис. 3.33/.

Чим більший R_B , тим сильніший позитивний зворотний зв'язок. Найгіршим є випадок розриву кола бази / $I_B = 0$ /, коли пробивна напруга стає мінімальною /рис. 3.33/. Саме з цієї причини звичайно забороняється застосовувати транзистори у режимі розімненого базового кола. Особливо недопустимим є такий режим для потужних БТ, які в цьому випадку пробиваються при малих U_{KE} .

Найбільш стійким є режим при $R_B = 0$. Однак із-за впливу розподіленого опору бази γ'_B навіть при R_B пробивна напруга залишається меншою, ніж при відключеному емітері /крива $U_{BE} = 0$ на рис. 3.33/.

Слід зауважити, що відключення опору до емітерного кола сприяє збільшенню пробивної напруги, бо таке включення забезпечує з'явлення негативного зворотного зв'язку, який у певній мірі компенсує дію опору R_B .

4. Вторинний пробій. При значному колекторному струмі, особливо в імпульсному режимі, в БТ може виникнути вторинний пробій, який супроводжується різким зменшенням напруги колектора при одночасному збільшенні колекторного струму, і на вихідній характеристиці з'являється ділянка з негативним диференціальним опором /пунктирна крива на рис. 3.33/. Колекторний струм, при якому виникає вторинний пробій, зменшується із збільшенням зворотної напруги U_{KE} . Можливість виникнення вторинного пробію залежить також від опору навантаження БТ, а також від напруги живлення E_K .

Розвиток вторинного пробію суттєво визначається локальними неоднорідностями транзисторної структури, які зумовлюють нерівномірний розподіл густини струму, місцевий нагрів, а потім і перегрів структури, що супроводжується пропльавлянням бази.

5. Пробій змикання - це пробій, зумовлений змиканням ЕП та КП. Розширення КП в бік бази внаслідок того, що концентрація домішок у базі більш низька, ніж у колекторі, може привести до того, що при певній напрузі змикання КП заповнить собою всю базову область і з'єднається з ЕП. Транзистор при цьому втрачає свої підсилювальні властивості. Цей ефект має значення для БТ з дуже вузькою ба-

вст, у яких напруга змикання невелика і відповідає граничній допустимій напрузі колектора.

Максимально допустима потужність, що розсівається колектором

При протіканні струму через транзистор тепло виділяється головним чином на КТ, оскільки саме він має найбільший електричний опір в усій транзисторній структурі. Відведення тепла від КТ в ЕТ здійснюється за рахунок теплопровідності. Максимальна потужність розсіювання транзистора визначається максимально допустимою температурою його КТ T_{max} і температурою навколишнього середовища T_0 , а також тепловим опором тепловідводу R_T :

$$P_{kmax} = \frac{T_{max} - T_0}{R_T} \quad /3.49/$$

З другого боку, потужність, що розсівається колектором, визначається струмом I_K та напругою U_{KE} (U_{KB}). Робочий струм ЕТ не повинен перевищувати I_{kmax} - максимального допустимого колекторного струму, значення якого дається у довідниках. При $I_K > I_{kmax}$ транзистор перегрівється, зростає ймовірність теплового пробоя. Максимально допустима напруга

U_{KEmax} обмежується ймовірністю лавинного пробоя КТ і наводиться у довідниках. При цьому для більшості транзисторів

$$|U_{KEmax}| < |U_{KBmax}|$$

Отже, вибір робочого режиму ЕТ зумовлено трьома обмеженнями /рис. 3.34/:

- 1/ I_{kmax} - максимальним струмом колектора;
- 2/ U_{KEmax} - максимальною колекторною напругою;
- 3/ $P_{kmax} > P_K = I_K U_{KE}$ - максимальною потужністю, що розсівається колектором.

При перевищенні цих граничних параметрів ЕТ може вийти з ладу, надійність роботи транзисторної схеми різко зменшується.

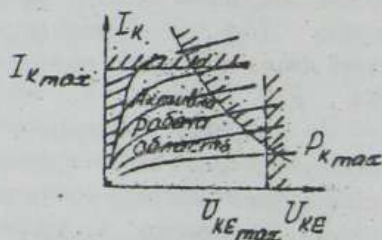


Рис. 3.34. Фактори, що обмежують вибір робочої точки ЕТ зі спільним емітером

3.2.6. Диференціальні параметри біполярного транзистора

Властивості транзистора в АР оцінюються за допомогою диференціальних, або малосигнальних, параметрів.

Розглянемо гібридні диференціальні параметри транзистора / h - параметри/, оскільки саме вони найчастіше використовуються на практиці.

В діапазоні низьких частот h - параметри устанавлюють відповідність між малими амплітудами /приростами/ струмів і напруг чотириполюсника /рис. 3.11/. Ця відповідність описується наступною системою рівнянь:

$$\begin{cases} U_{m\beta x} = h_{11} I_{m\beta x} + h_{12} U_{m\beta y} \\ I_{m\beta y} = h_{21} I_{m\beta x} + h_{22} U_{m\beta y} \end{cases} \quad /3.50/$$

- де
- $h_{11} = \frac{U_{m\beta x}}{I_{m\beta x}} \Big|_{U_{m\beta y} = 0}$ - вхідний опір БТ, Ом;
 - $h_{12} = \frac{U_{m\beta x}}{U_{m\beta y}} \Big|_{I_{m\beta x} = 0}$ - коефіцієнт зворотного зв'язку БТ за напругою;
 - $h_{21} = \frac{I_{m\beta y}}{I_{m\beta x}} \Big|_{U_{m\beta y} = 0}$ - коефіцієнт передачі струму БТ;
 - $h_{22} = \frac{I_{m\beta y}}{U_{m\beta y}} \Big|_{I_{m\beta x} = 0}$ - вихідна провідність БТ, См.

На відношення параметре до відповідної схеми включення БТ вказують індекси: "Б" - ССБ, "Е" - ССЕ, "К" - ССК.

За рівняннями /3.50/

на рис. 3.35 зображена формальна еквівалентна схема БТ в системі h - параметрів.

Оскільки h - параметри належать до однієї з гібридних характеристик системи, то вони добре узгоджені з характеристиками, легко можуть бути визначені з останніх. З цієї метов в системі /3.50/ малі амплітуди $U_{m\beta x}$, $U_{m\beta y}$, $I_{m\beta x}$, $I_{m\beta y}$ треба заміни-

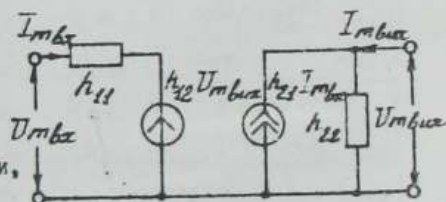


Рис. 3.35. Формальна еквівалентна схема БТ в системі h - параметрів

ти приростами $\Delta U_{\delta x}$, $\Delta U_{\delta u x}$, $\Delta I_{\delta x}$, $\Delta I_{\delta u x}$ систему рівнянь:

$$\begin{cases} \Delta U_{\delta x} = h_{11} \Delta I_{\delta x} + h_{12} \Delta U_{\delta u x}, \\ \Delta I_{\delta u x} = h_{21} \Delta I_{\delta x} + h_{22} \Delta U_{\delta u x}, \end{cases} \quad /3.51/$$

з якої аналогічним чином можна знайти суттєвий чи інший аргумент $\Delta I_{\delta x} = 0$, або $\Delta U_{\delta u x} = 0$, тобто $U_{\delta u x} = \text{const}$.

Для прикладу знайдемо

h - параметри у схемі зі спільним емітером, використовуючи статичні характеристики цієї схеми.

Параметри h_{11E} та h_{12E} знаходять за вхідними характеристиками /рис. 3.36/:

$$\begin{aligned} h_{11E} &= \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{KE} = \text{const}} = \\ &= \left. \frac{U_{BE}' - U_{BE0}}{I_B' - I_{B0}} \right|_{U_{KE} = U_{KE0}}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h_{12E} &= \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} \right|_{I_B = \text{const}} = \\ &= \left. \frac{U_{BE0} - U_{BE}''}{U_{KE0} - U_{KE}''} \right|_{I_B = I_{B0}}. \end{aligned}$$

Параметри h_{21E} і h_{22E} знаходять за вихідними характеристиками /рис. 3.37/:

$$h_{21E} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{KE} = \text{const}} = \left. \frac{I_K - I_{K0}}{I_B - I_{B0}} \right|_{U_{KE} = U_{KE0}};$$

$$h_{22E} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} \right|_{I_B = \text{const}} = \left. \frac{I_K'' - I_{K0}}{U_{KE}'' - U_{KE0}} \right|_{I_B = I_{B0}}.$$

h - параметри, фіксовані, тобто $I_{\delta x} = \text{const}$,

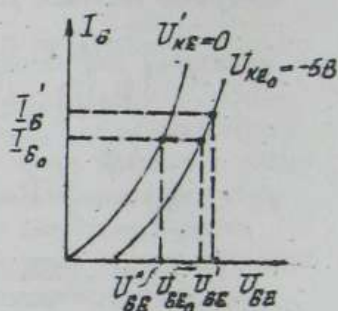


Рис. 3.36. Знаходження параметрів h_{11E} та h_{12E} за вхідними статичними характеристиками БТ в СЕ

Для правильного знаходження h -параметрів необхідно, щоб величини U_{KE0} /-5E/ та I_{B0} і для вхідних, і для вихідних характеристик брались однако-вими.

Знак "-" в формулі для знаходження h_{21E} береться тому, що напрям струму I_K у транзисторі протилежний до напрямку струму I_{Bx} у чотири-полеснику.

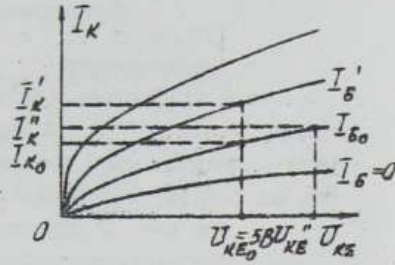


Рис. 3.37. Знаходження параметрів h_{21E} та h_{22E} за вихідними статичними характеристиками БТ в ССБ

Зв'язок між h -параметрами для різних схем включення БТ

На практиці часто виникають задачі визначення параметрів БТ в заданій схемі включення за відомими параметрами з іншої схеми. З цієї метою використовують наступну таблицю перерахунку.

Таблиця 3.4

Схема	СБ	СЕ	СК
СБ	$\begin{bmatrix} h_{11Б} & h_{12Б} \\ h_{21Б} & h_{22Б} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{1-h_{21Б}} \begin{bmatrix} h_{11Б} & \Delta h_{Б} - h_{12Б} \\ -h_{21Б} & h_{22Б} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{1-h_{21Б}} \begin{bmatrix} h_{11Б} & 1+h_{21Б} \\ -1 & h_{22Б} \end{bmatrix}$
СЕ	$\frac{1}{1+h_{21Е}} \begin{bmatrix} h_{11Е} & \Delta h_{Е} - h_{12Е} \\ -h_{21Е} & h_{22Е} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{11Е} & h_{12Е} \\ h_{21Е} & h_{22Е} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{11Е} & 1 \\ -(1+h_{21Е}) & h_{22Е} \end{bmatrix}$
СК	$\frac{1}{h_{21К}} \begin{bmatrix} -h_{11К} & -(h_{21К} - \Delta h_{К}) \\ -(1+h_{21К}) & -h_{22К} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{11К} & 1-h_{12К} \\ -(1+h_{21К}) & h_{22К} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{11К} & h_{12К} \\ h_{21К} & h_{22К} \end{bmatrix}$

В даній таблиці $\Delta h_{Б} = h_{11Б}h_{22Б} - h_{12Б}h_{21Б}$;
 $\Delta h_{Е} = h_{11Е}h_{22Е} - h_{12Е}h_{21Е}$; $\Delta h_{К} = h_{11К}h_{22К} - h_{12К}h_{21К}$.

3.2.7. Фізичні параметри та еквівалентні схеми біполярних транзисторів

Застосування h - параметрів супроводжується іноді значними труднощами, оскільки кожній схемі включення ЕТ відповідають свої h - параметри. Значно простіше при аналізі транзисторних схем використовувати фізичні еквівалентні схеми транзисторів, які містять у собі фізичні (реальні) параметри ЕТ.

На рис. 3.33 показано Т-подібну фізичну еквівалентну схему транзистора зі спільною базою /для низьких частот/.

На схемі рис. 3.33:

$$\gamma_E = \frac{d U_{EB}}{d I_E} \Big|_{U_{KB} = \text{const}} -$$

диференціальний опір ЕП;

$$\gamma_K = \frac{d U_{KB}}{d I_K} \Big|_{I_E = \text{const}} -$$

диференціальний опір КП;

γ_B - опір бази;

$$\alpha = \frac{d I_K}{d I_E} \Big|_{U_{KB} = \text{const}} -$$

диференціальний коефіцієнт передачі емітерного струму.

Опір γ_B дорівнює сумі розподіленого опору бази та дифузійного опору:

$$\gamma_B = \gamma_B' + \gamma_B''.$$

Розподілений опір бази γ_B' відображає опір активної області бази, який значно більший, ніж опори ЕП та емітерної області. Значення цього опору зростає зі зменшенням ширини бази, тому що зменшується ймовірність рекомбінації в базі, і, отже, основна частина струму бази $I_{B \text{ рек}}$ також зменшується. Частина вхідної напруги, прикладена до ЕП, падає на опорі γ_B' , і це знижує ефективність управління струмом у транзисторі.

Дифузійний опір бази γ_B'' відображає вплив колекторної напруги на ширину бази внаслідок зміни товщини КП. Нехай, наприклад, напруга на колекторі збільшилась. Це приводить до зменшення ширини бази. Оскільки напруга U_{EB} не змінилась,

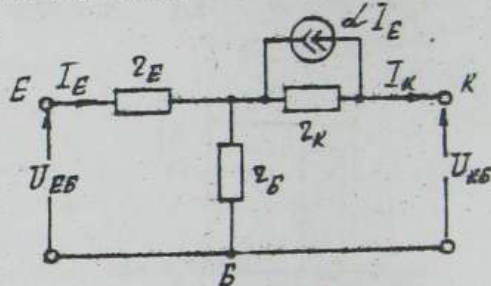


Рис. 3.38. Т-подібна еквівалентна схема ЕТ у СББ

то струм емітера має залишатися постійним. Проте він збільшується внаслідок зростання градієнта концентрації дірок у базі /див. рис. 3.19/. Для збереження $I_E = \text{const}$ потрібно зменшити концентрацію дірок P_{BE} біля ЕП, тобто зменшити напругу на ЕП. Щоб напруга на ЕП зменшилась при незмінній напрузі U_{EB} , опір бази має зрости на деяку величину γ_B'' /див. рис.3.38/.

Джерело струму відображає підсилювальні властивості ЕТ.

Для ССЕ Т-подібна еквівалентна схема ЕТ має вигляд, показаний на рис. 3.39. Ця схема також досить точно описує властивості приладу в діапазоні низьких частот.

Значення параметрів Т-подібної фізичної еквівалентних схем залежать від обраного режиму транзистора і не залежать від способу його включення.

Безпосереднє вимірювання фізичних параметрів ЕТ неможливе, бо точка з'єднання опорів γ_B, γ_E і γ_K знаходиться всередині кристада напівпровідника. Тому ці параметри розраховуються за допомогою формул, які зв'язують фізичні параметри з h -параметрами ЕТ /табл. 3.5/.

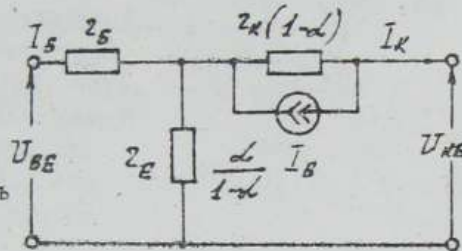


Рис. 3.39. Т-подібна еквівалентна схема ЕТ у ССЕ

Таблиця 3.5

Параметр	ССБ	ССЕ	ССК
h_{11}	$\gamma_E + \gamma_B(1-d)$	$\gamma_B + \frac{\gamma_E}{1-d}$	$\gamma_B + \frac{\gamma_E}{1-d}$
h_{12}	$\frac{\gamma_B}{\gamma_K}$	$\frac{\gamma_E}{\gamma_K(1-d)}$	1
h_{21}	$-d$	$\frac{d}{1-d}$	$-\frac{1}{1-d}$
h_{22}	$\frac{1}{\gamma_E}$	$\frac{1}{\gamma_K(1-d)}$	$\frac{1}{\gamma_K(1-d)}$

Користуючись табл. 3.5, можна записати

$$\alpha = -h_{21B} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}};$$

$$\gamma_E = h_{11B} - \frac{h_{12B}(1 + h_{21E})}{h_{22B}} = \frac{h_{12E}}{h_{22E}};$$

$$\gamma_K = \frac{1}{h_{22B}} = \frac{1 + h_{21E}}{h_{22E}};$$

$$\gamma_B = \gamma_B' + \gamma_B'' = \frac{h_{21B}}{h_{22B}} = h_{11E} - \frac{h_{12E}(1 + h_{21E})}{h_{22E}}.$$

Фізичні параметри БТ залежать від режиму роботи і температури. Розглянемо ці залежності, що ґрунтуються на наступних формулах [1]:

$$\gamma_E = \frac{kT}{q I_E} \left(g_{дл} T = 300K \quad \gamma_E = \frac{q_0 I_E}{I_E} \right); \quad /3.52/$$

$$\gamma_B = \frac{\gamma_E}{1 - \alpha}; \quad /3.53/$$

$$\gamma_K = \frac{\omega T_{KB}}{\delta_{кп}(1 - \alpha) I_E}; \quad /3.54/$$

$$\alpha = 1 - \frac{\omega^2}{2 L_p^2}; \quad /3.55/$$

$$I_{кбо} = q \Pi_{кп} \left(\frac{Q_{пк} n_{пк}}{L_{пк}} + \frac{q n_E n_{пк}}{L_{пк}} + \frac{\omega^2 D_{пк} n_{пк}}{L_{пк}^2} \right). \quad /3.56/$$

Залежність фізичних параметрів БТ від емітерного струму показана на рис. 3.40.

Залежність опору БТ γ_E від струму I_E описано формулою /3.52/. Опір γ_K також обернено пропорційний до I_E . При збільшенні I_E опір активної області бази зменшується, і сумарний опір бази визначається здебільшого пасивними областями.

Залежність $\alpha = f(I_E)$

відома з попереднього матеріалу. Щоб зміна α при зміні струму I_E була помітніша, на графіку подається величина $1/(1-\alpha)$.

Залежність фізичних параметрів від напруги U_{KB} показана на рис. 3.41. Опір ЕП χ_E практично не залежить від напруги U_{KB} . Опір КП χ_K істотно залежить від напруги U_{KB} .

/див. формулу /3.54/. З її збільшенням χ_K спочатку зростає пропорційно до $\sqrt{U_{KB}}$.

/товщина КП δ_{KP} пропорційна до $\sqrt{U_{KB}}$ /, а потім зменшується внаслідок ударної іонізації і множення носіїв у запиірному шарі, а також за рахунок процесів поверхневого витоку. Залежність опору χ_B від напруги U_{KB} зумовлюється модуляцією активної ширини бази: при збільшенні U_{KB} зменшується ширина бази, зменшується ймовірність рекомбінації неосновних носіїв і зменшується базовий струм, тобто дещо зростає базовий опір χ_B .

Залежність $\alpha = f(U_{KB})$

відома з попереднього матеріалу.

Залежність фізичних параметрів БТ від температури показана на рис. 3.42.

Опір ЕП χ_E згідно з формулою /3.52/ лінійно залежить від температури. Коефіцієнт передачі струму α збільшується при нагріванні, оскільки час життя носіїв зростає при збільшенні температури /і тому зростає дифузійна довжина дірок у базі L_{pB} і збільшується коефіцієнт переносу ξ - див.

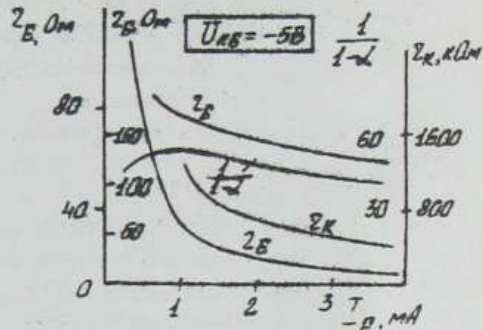


Рис. 3.40. Залежність фізичних параметрів БТ від емітерного струму

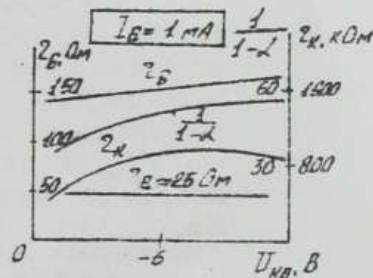


Рис. 3.41. Залежність фізичних параметрів БТ від колекторної напруги

формулу /3.7//.

Опір ζ_K спочатку при підвищенні температури зростає згідно з формулою /3.54/, що забезпечується збільшенням α , а потім дещо зменшується внаслідок поверхневого витоку і ударної іонізації. Опір бази ζ_B спочатку зростає, оскільки зростає середній час життя носіїв, і, отже, зменшується струм I_B . Згодом, при кімнатній температурі за рахунок процесів термогенерації у слаболегованій базі збільшується концентрація основних носіїв, і опір бази стає меншим.

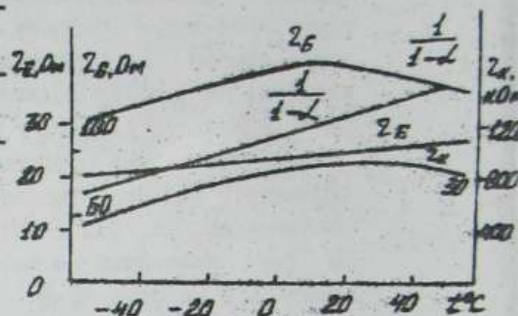


Рис. 3.42. Залежність фізичних параметрів БТ від температури.

3.3. РОБОТА БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ

При роботі БТ в різних електронних схемах до його вхідного кола надходять сигнали у формі змінної напруги, яке змінює вхідний та вихідний струми приладу. В цьому разі БТ працює в динамічному режимі: зміна струму колектора I_K у транзисторі відбувається внаслідок одночасної зміни вхідного струму I_E або I_B / і напруги на колекторі U_{KB} або U_{KE} /. Основним різновидом динамічного режиму БТ є підсилювальний режим.

3.3.1. Принцип дії підсилювального каскаду на біполярному транзисторі

Схема зі спільною базою

Схема транзисторного підсилювача зі спільною базою показана на рис. 3.43. При відсутності вхідного сигналу $U_{EK} = 0$ / у вхідному колі БТ діє напруга спокою U_{EBo} , створена за рахунок джерела E_E , і протікає струм I_{Eo} - емітерний струм спокою. У вихідному колі діють відповідно напруга U_{KBo} / від джерела E_K / і струм I_{Ko} .

У колі бази $U_{кб0} = E_k - I_{к0}R_k$.
Початковий режим БТ -ак-
тивний.

При надходженні
на вхід схеми сигналу

$U_{вх} = U_{mвх} \sin \omega t$
починається динамічний
режим роботи БТ. Практич-
но вся напруга $U_{вх}$
виділяється на резисто-
рі R_1 , і тоді на-
пруга $U_{ЕБ}$ змінюва-
тиметься за законом

$$U_{ЕБ} = E_E + U_{mвх} \sin \omega t.$$

Часові діаграми напруг і струмів каскаду показано на рис. 3.44.
Оскільки БТ працює в активному режимі, разом зі зміною $U_{ЕБ}$
змінюватимуться емітерний I_E , колекторний I_K струми,
а також напруга на колекторі $U_{кб}$ /рис. 2.44/. Колекторна
напруга змінюється за законом

$$U_{кб} = E_k - I_{к0}R_k + R_k I_{mк} \sin \omega t.$$

З діаграм видно, що вхідна $U_{вх}$ і вихідна $U_{вих}$ на-
пруги схеми змінюються в фазі одна відносно другої /каскад за
схемою зі спільною базою не інвертує вхідного сигналу/. Ампліту-
да $U_{mвих}$ може бути більша за амплітуду вхідного сигналу,
якщо відповідно вибрати величину колекторного опору R_k ,
тобто в цьому випадку каскад підсилює напругу. Прояс підсилен-
ня полягає в перетворенні енергії джерела живлення E_k в
енергію вихідного сигналу. При цьому транзистор відіграє роль
своєрідного регулятора, який управляє струмом джерела E_k .
Величина і форма вихідної напруги залежать не тільки від величини
і форми вхідного сигналу, величини R_k , але й від вибору
положення початкової робочої точки на характеристиках БТ / $U_{ЕБ0}$,
 $I_{Е0}$, $U_{кб0}$, $I_{к0}$ /.

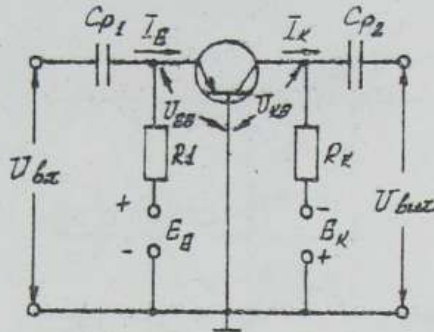


Рис. 3.43. Підсилювальний
каскад зі спільною базою

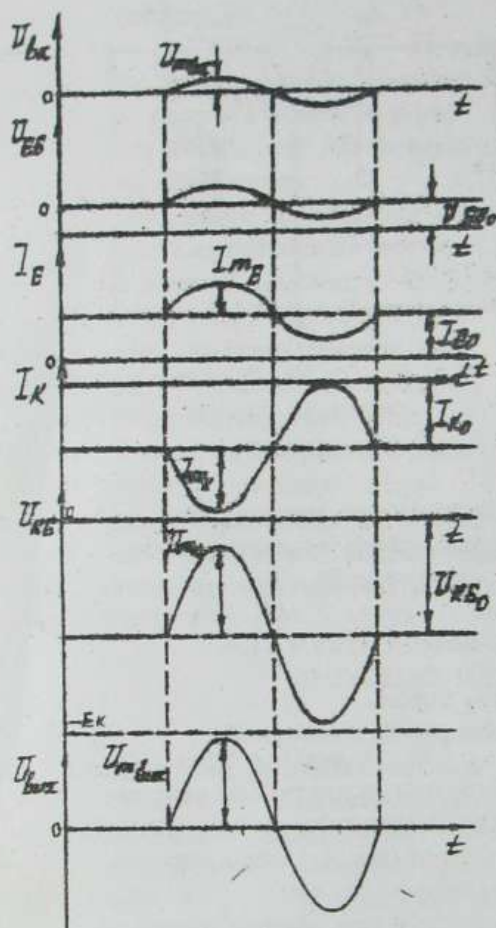


Рис. 3.44. Часові діаграми напруг і струмів транзисторного каскаду зі спільною базою

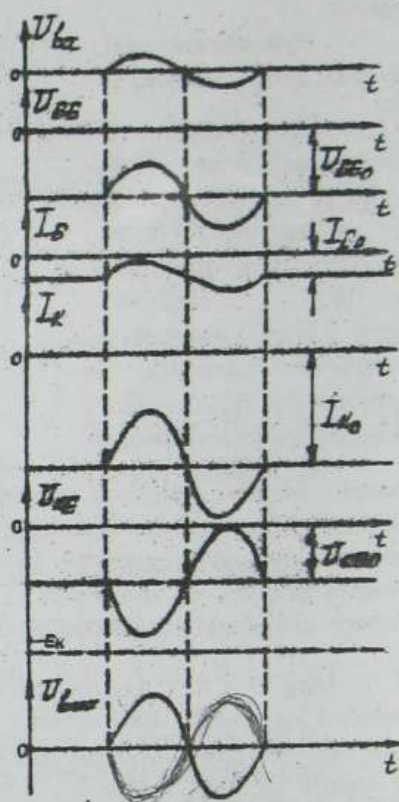


Рис. 3.46. Часові діаграми напруг і струмів транзисторного каскаду зі спільним емітером

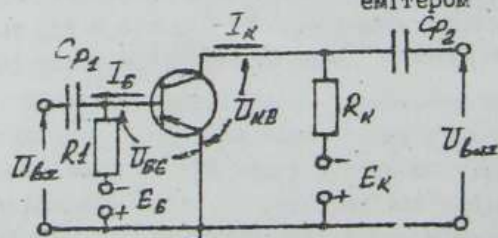


Рис. 3.45. Підсилювальний каскад зі спільним емітером

Схема зі спільним емітером

Схема транзисторного підсилювача зі спільним емітером показана на рис. 3.45, а часові діаграми пристрою - на рис. 3.46. Режим спокою забезпечується двома джерелами - E_B /напруга U_{BE0} і струм I_{B0} / і E_K /напруга U_{KE0} і струм I_{K0} /. Напруга колектора

$$U_{KE0} = E_K - I_{K0} R_K.$$

У режимі підсилення вхідного сигналу під час додатного півперіоду вхідної напруги пряма напруга E_B транзистора зменшується, струми бази I_B та колектора I_K також зменшуються, що викликає збільшення напруги колектора U_{KE} . Якщо робота відбувається на лінійній ділянці характеристики транзистора, то форми змінних складових струмів бази і колектора збігаються з формою вхідної напруги, а змінна напруга на колекторі, зумовлена змінною складовою колекторного струму, є протифазною відносно вхідної напруги. Отже, схема підсилювального каскаду на E_B зі спільним емітером є інвертуючою схемою. Як впливає з попереднього матеріалу, схема рис. 3.45 здатна підсилити не лише напругу, але й струм.

3.3.2. Способи забезпечення режиму спокою транзисторного каскаду

Режим спокою у вхідному колі транзисторного каскаду може забезпечуватися не обов'язково за допомогою окремого джерела живлення E_E або E_B . Частіше у каскадах застосовується лише одне джерело живлення - у колекторному колі. У таких каскадах замість вхідного джерела ЕРС використовуються спеціальні ланцюжки автоматичного зміщення - пасивні ланцюжки, на яких протікає струм від джерела колекторної напруги E_K струм створює падіння напруг, що забезпечують потрібне положення робочих точок на характеристиках транзистора в режимі спокою.

Основною вимогою до каскадів з автоматичним зміщенням є забезпечення сталості обраного режиму спокою при зміні температури або зміні транзистора. Розглянемо деякі приклади.

Схема з фіксованим струмом бази

Схему показано на рис. 3.47. Зміщення E_B у транзисторі

цього каскаду здійснюється за рахунок струму бази спокою I_{B0} , який протікає від джерела E_K через резистор R_1 . При цьому напруга на ЕП U_{BE0} визначається входним опором БТ. Опір резистора R_1 дорівнює

$$R_1 = \frac{E_K - U_{BE0}}{I_{B0}} \approx \frac{E_K}{I_{B0}} \quad /3.57/$$

тобто можна вважати, що

$$I_{B0} = \frac{E_K}{R_1} \quad /3.58/$$

Каскад рис. 3.47 називається каскадом з фіксованим струмом бази завдяки формулі /3.57/, тобто струм бази I_{B0} не залежить від параметрів транзистора.

Недоліком каскаду рис. 3.47 є те, що в ньому важко встановити обраний режим спокою при застосуванні транзистора з великим розкидом параметра h_{21E} без зміни опору R_1 . Наприклад, у транзистора ГТ 311 h_{21E} промисловий розкид параметра h_{21E} складає від 50 до 200. Оскільки струм I_{B0} не залежить від властивостей БТ, то при заміні транзистора струм колектора $I_K = h_{21E} I_B + (1 + h_{21E}) I_{KBO}$ може змінюватися в 4 рази, і початкова робоча точка може вийти з області активного режиму на характеристиках, що для підсилювача небажано. Другим суттєвим недоліком каскаду є те, що в його схемі не враховується температурний дрейф характеристик і параметрів БТ, завдяки якому струм I_{KBO} при збільшенні температури зростає.

Схема з фіксованим потенціалом бази

Схему показано на рис. 3.48. Потрібний режим спокою транзистора забезпечується фіксованою напругою на базі, що утворюється за допомогою подільника напруги на резисторах R_1 та R_2 .

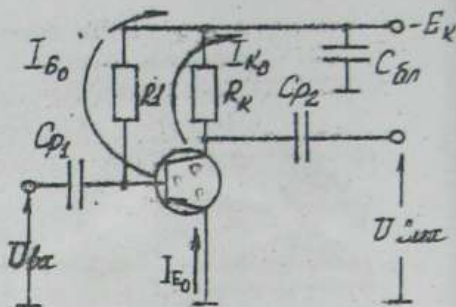


Рис. 3.47. Транзисторний каскад з фіксованим струмом бази

Опір R_2 дорівнює

$$R_2 = \frac{U_{BE0}}{I_n}, \quad /3.59/$$

де I_n - струм подільника напруги.

Звичайно $I_n = 1/3-5/I_{B0}$

Опір R_1 можна розраховувати за формулою

$$R_1 = \frac{|E_K| - |U_{BE0}|}{I_n + I_{B0}}$$

/3.60/

При $I_n \gg I_{B0}$ можна вважати, що напруга

$$U_{BE0} = I_n R_2 = \frac{E_K}{R_1 + R_2} R_2 \quad /3.61/$$

не залежить від властивостей транзистора. Тому схема рис. 3.48 називається схемою з фіксованим потенціалом бази. Суттєвий недолік даної схеми - температурний дрейф колекторного струму - вимагає застосування спеціальних заходів температурної стабілізації.

Схема з температурною стабілізацією

у емітерному колі *у.г.м.*

Схему показано на рис. 3.49. В ній з метою стабілізації емітерного /колекторного/ струму при зміні температури використовується резистор негативного зворотного зв'язку за струмом R_3 . Для схеми рис. 3.49 справедлива рівність

$$|U_{BE0}| = |UR_2| - I_{E0} R_3.$$

/3.62/

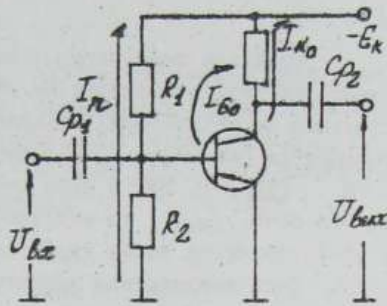


Рис. 3.48. Транзисторний каскад з фіксованим потенціалом бази

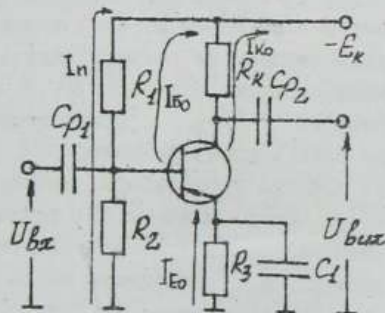


Рис. 3.49. Транзисторний каскад з температурною стабілізацією

Оскільки температурні зміни опорів R_1 та R_2 незначні, то падіння напруги на опорі R_2 при зміні температури практично не змінюється. Збільшення струму I_{E0} при збільшенні температури приводить за формулою /3.62/ до зменшення напруги на ЕП U_{BE0} . Це, в свою чергу, приводить до зменшення струмів бази I_{B0} та колектора I_{K0} . Таким чином, автоматично стабілізується також струм емітера I_{E0} .

Величина падіння напруги на резисторі зворотного зв'язку R_3 вибирається в межах $U_{R3} = (0,1 - 0,25) E_K$.
Формули для розрахунку опорів R_1, R_2 і R_3 мають вигляд:

$$R_3 = \frac{(0,1 - 0,25) E_K}{I_{E0}} ; \quad /3.63/$$

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_n} = \frac{U_{R3} + |U_{BE0}|}{I_n} ; \quad /3.64/$$

$$R_1 = \frac{|E_K| - |U_{R2}|}{I_n + I_{B0}} \quad /3.65/$$

Оскільки негативний зворотний зв'язок за змінною складовою приводить до зменшення коефіцієнта підсилення каскаду, то з метов усунення цього зв'язку резистор R_3 шунтується конденсатором C_1 .

Схема каскаду зі спільною базою та автоматичним зміщенням робочої точки

У схемі рис. 3.50 автоматичне зміщення робочої точки здійснюється за рахунок подільника напруги R_2 і R_3 . Напруга U_{R3} , прикладена до бази і через резистор R_1 до емітера транзистора, забезпечує пряме зміщення ЕП, тобто активний режим транзистора. Резистор R_1 забезпечує подачу вхідного сигналу на емітер, конденсатор C_1 служить для усунення негативного зворотного зв'язку за змінною складовою.

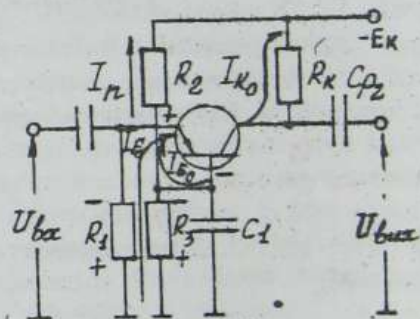


Рис. 3.50. Транзисторний каскад зі спільною базою

Розрахунок R_1, R_2 та R_3 здійснюється наступним чином. Для обраної робочої точки режиму спокою /вибирається на характеристиках ЕТ/ спочатку визначаються струм $I_{B0} = I_{E0} - I_{K0}$ і струм подільника напруги $I_n = I_{3-5} / I_{B0}$. Для емітерного кола другий закон Кірхгофа має вигляд

$$U_{R1} + U_{EБ0} - U_{R3} = 0.$$

Для підсилювачів напруга $U_{R3} = (0,1 - 0,25) E_K$.

Тоді

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{E0}} = \frac{U_{R3} - U_{EБ0}}{I_{E0}}; \quad /3.66/$$

$$R_2 = \frac{|E_K| - |U_{R3}|}{I_n + I_{B0}}; \quad /3.67/$$

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_n} = \frac{(0,1 - 0,25) E_K}{I_n}. \quad /3.68/$$

Оцінка транзисторних каскадів з точки зору температурної нестійкості

Якість підсилювача визначається вибором положення початкової робочої точки /робочої точки режиму спокою/, а також її стійкістю при зміні температури.

Для підсилювального каскаду з температурною стабілізацією /рис. 3.49/ температурна зміна колекторного струму складає [1]:

$$\Delta I_K = S \left[\frac{\Delta U_{BE}}{R_1 + R_2} + \Delta I_{KB0} + \frac{\Delta h_{21E}}{h_{21E}} (I_B + I_{B0}) \right], \quad /3.69/$$

де $S = h_{21E} \left[1 + \frac{R_3}{R_3 + R_B} h_{21E} \right]^{-1}$ - коефіцієнт нестійкості колекторного струму;

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Якщо $R_3 = 0$, то схема рис. 3.49 перетворюється в схему з фіксованим потенціалом бази /рис. 3.48/, і коефіцієнт $S = h_{21E}$. При $R_3 \gg R_B$ коефіцієнт $S = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}} = h_{21B}$.

Таким чином, в залежності від співвідношення між R_3 та R_5 значення коефіцієнта температурної нестабільності змінюється від h_{21E} до h_{21E} .

Температурна зміна струму колектора тим більша, чим більший коефіцієнт S . Тому умова $R_3 \gg R_5$ є необхідною. Проте зменшення величини R_5 небажане, тому що воно приводить до зменшення вхідного опору транзисторного каскаду. Тому подільник напруги в базовому колі вибирається з умови, щоб коефіцієнт температурної нестабільності дорівнював $S = 3-5$.

3.3.3. Динамічні характеристики біполярного транзистора та їх використання

При включенні навантаження до колекторного кола транзистора зміна струму колектора викликається одночасно дією зміни струму бази і напруги на колекторі. В цьому режимі роботи для аналізу властивостей ЕТ недостатньо мати його статичні характеристики, оскільки вони відображають зміну лише одного параметра. Тому для опису властивостей транзистора, а також для розрахунку параметрів транзисторного каскаду на сім'ях статичних характеристик будуть додаткові характеристики, які називаються динамічними, або навантажувальними. Розглянемо їх.

Вихідна навантажувальна характеристика

Для каскаду зі спільним емітером рівняння вихідного кола /див. п.3.3.1/

$$U_{KE} = E_K - I_K R_K . \quad /3.70/$$

Звідси
$$I_K = \frac{E_K - U_{KE}}{R_K} . \quad /3.71/$$

Формуле /3.71/ - це рівняння вихідної навантажувальної прямої транзисторного каскаду зі спільним емітером /рис. 3.45/. Цю характеристику будують на сім'ї вихідних статичних характеристик ССБ /рис. 3.51/ за двома точками:

1/ $I_K = 0; U_{KE} = E_K;$

2/ $U_{KE} = 0; I_K = \frac{E_K}{R_K} .$

Точка перетину навантажувальної прямої із статичною характеристикою, яка буде знята при заданому струмі бази в режимі спокою / I_{B0} /, визначає вихідні координати режиму спокою транзисторного каскаду / $U_{КЕ0}$, $I_{К0}$ /.

При надходженні на вхід каскаду змінної напруги сигналу змінюватиметься струм бази відносно значення I_{B0} , і робоча точка рухатиметься по сім'ї характеристик вздовж навантажувальної прямої. Це означає, що динамічна характеристика повністю визначає роботу транзисторного каскаду у динамічному режимі - у режимі підсилення вхідної напруги.

Для транзисторного каскаду зі спільною базою рівняння вихідної навантажувальної прямої набирає вигляду

$$I_K = \frac{E_K - U_{KB}}{R_K} \quad /3.72/$$

Динамічна вихідна характеристика каскаду зі спільною базою будується аналогічним чином за рівнянням /3.72/.

Вхідна навантажувальна характеристика

Вхідна навантажувальна характеристика може бути побудована шляхом перенесення точок вихідної характеристики /прямої/ на сім'ю статичних вхідних характеристик і наступного з'єднання цих точок у плавну монотонну криву. Але цей спосіб рідко вживається в інженерній практиці, тому що у довідниках звичайно даються лише дві вхідні статичні характеристики - при нульовій і при ненульовій колекторних напругах. Тому з надійністю для практики точніше за вхідну навантажувальну криву можна прийняти вхідну статичну характеристику, яка знімається при ненульовій колекторній напрузі. Робоча точка спокою на вхідній на-

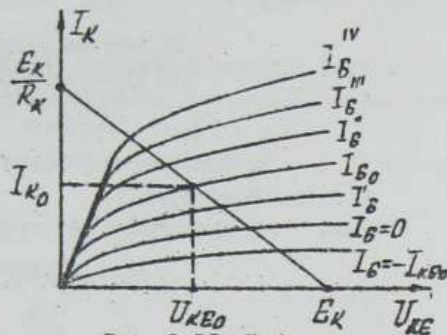


Рис. 3.51. Побудова навантажувальної прямої на сім'ї вихідних статичних характеристик ССБ

вантажувальній кривій має координати: струм бази спокою I_{B0} і напругу бази U_{BE0} , яка викликає цей струм.

Параметри режиму підсилення та їх розрешунок за динамічними характеристиками транзисторного каскаду

До основних параметрів режиму підсилення транзисторного каскаду належать:

коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \frac{I_{m_{\text{вих}}}}{I_{m_{\text{вх}}}} ; \quad /3.73/$$

коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{m_{\text{вих}}}}{U_{m_{\text{вх}}}} ; \quad /3.74/$$

коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = K_U \cdot K_I ; \quad /3.75/$$

вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{m_{\text{вх}}}}{I_{m_{\text{вх}}}} ; \quad /3.76/$$

вихідний опір

$$R_{\text{вих}} = \frac{U_{m_{\text{вих}}}}{I_{m_{\text{вих}}}} . \quad /3.77/$$

Задача знаходження цих параметрів за динамічними характеристиками зводиться до знаходження вхідних і вихідних амплітуд змінних струмів і напруг транзисторного каскаду, які входять до формул /3.73/ - /3.77/.

Суть графоаналітичного способу визначення параметрів режиму підсилення каскаду за навантажувальними характеристиками полягає в наступному /на прикладі каскаду зі спільним емітером/.

І. На сiм^1 вихідних статичних характеристик $I_K = f(U_{KE})|_{I_B = \text{const}}$ будується вихідна навантажувальна пряма. Для каскадів рис. 3.47 та рис. 3.48 ця пряма будується за формулою /3.71/. Для каскаду з температурною стабілізацією

рис. 3.49 помітно відрізняються динамічні вихідні характеристики для постійного та змінного струмів /рис. 3.52/ внаслідок наявності в емітерному колі БТ ланцюжка R_3, C_1 .

Постійна складова струму емітера протікає через резистор R_3 , отже,

$$U_{KE} = E_K - I_{K=} R_K - I_{E=} R_3,$$

або, оскільки у активному режимі $I_{E=} \approx I_{K=}$,

$$U_{KE=} = E_K - I_{K=} (R_K + R_3). \quad /3.78/$$

Тому рівняння вихідної навантажувальної прямої для постійної складової струму транзистора має вигляд /пряма I на рис. 3.52/

$$I_{K=} = \frac{E_K - U_{KE=}}{R_K + R_3}. \quad /3.79/$$

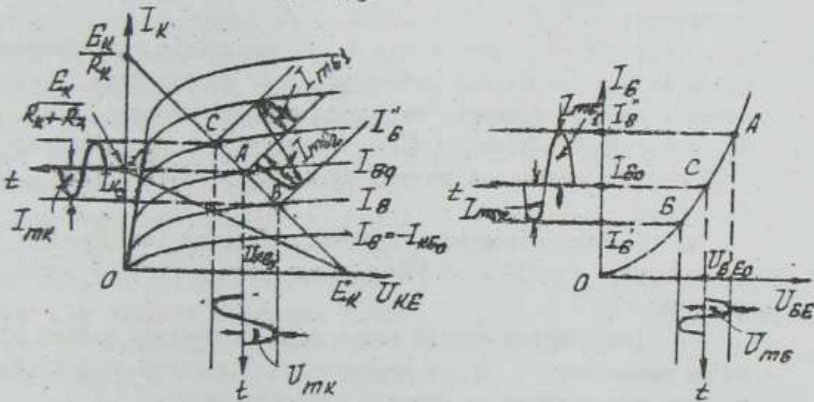


Рис. 3.52. До графоаналітичного визначення параметрів режиму підсилення транзисторного каскаду

Змінна складова струму I_E через резистор R_3 не протікає. Тому рівняння вихідної навантажувальної характеристики для змінного струму має вигляд

$$I_{K\sim} = \frac{E_K - U_{KE\sim}}{R_K}, \quad /3.80/$$

тобто повторює рівняння /3.71/. Для каскаду з температурною стабілізацією розрахунок параметрів підсилювального режиму вимагає застосування навантажувальної прямої саме для змінного струму за рівняння /3.80/ - пряма 2 на рис. 3.52.

2. Будується вхідна навантажувальна характеристика каскаду, яка практично збігається з вхідною характеристикою ЕТ

$$I_B = f(U_{BE}) \quad \text{при } U_{KE} \neq 0$$

3. На вхідній і вихідній навантажувальних характеристиках відмічається положення початкової робочої точки режиму спокон $U_{BE0}, I_{B0}, U_{KE0}, I_{K0}$ /, яку або задають, або вибирають з міркувань проектування.

4. Розгортаючи змінну напругу U_{BE} з амплітудою U_{mB} відносно постійного рівня U_{BE0} , знаходять відповідну змінну струму I_B відносно струму спокон I_{B0} . Знаходять амплітуду I_{mB} /у разі потреби, усереднюючи верхню й нижню амплітуди: $I_{mB} = \frac{I_{mB1} + I_{mB2}}{2}$ /.

5. Перенесенням точок В і С на вихідну навантажувальну пряму визначають на ній робочу ділянку струму бази, а також відповідні до цієї ділянки зміни колекторної напруги U_{KE} відносно постійного рівня U_{KE0} і струму I_K відносно рівня I_{K0} . За допомогою усереднення визначають амплітуди U_{mK} та I_{mK} .

6. Використовуючи знайдені амплітуди $U_{mB}, I_{mB}, U_{mK}, I_{mK}$, за формулами /3.73/ - /3.77/ розраховують параметри режиму підсилення.

Існує також спосіб визначення параметрів режиму підсилення за допомогою h - параметрів. Для найпростішого транзисторного підсилювача на низьких частотах маємо [1] :

$$K_U = - \frac{h_{21} R_H}{h_{11} + R_H (h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21})} ;$$

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

$$R_{\partial x} = \frac{h_{11} + R_H (h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21})}{1 + h_{22} R_H} ;$$

$$R_{\partial \text{вх}} = \frac{h_{11} + R_r}{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} + h_{23} R_r}$$

В наведених формулах R_H - опір навантаження ;
 R_G - опір джерела вхідного сигналу.

3.3.4. Частотні властивості біполярних транзисторів

Залежність параметрів ЕТ від частоти зумовлена інерційністю процесів дифузії неосновних носіїв у базі, а також впливом ємностей переходів і розподіленого опору бази. Ці обставини обмежують частотний діапазон транзисторів. Наприклад, робочі частоти сплавних транзисторів не перевищують 20-30 МГц.

На низьких частотах період зміни напруги на ЕТ значно більший за час прольоту неосновних носіїв через базу. Внаслідок цього градієнти концентрацій носіїв у базі біля емітера і колектора змінюються одночасно, і тому струми I_E , I_B та I_K синфазні, а коефіцієнти передачі струму h_{21E} і h_{21E} є дійсними величинами.

При зростанні частоти період зміни напруги на ЕТ зменшується і стає сумірним з часом дифузії неосновних носіїв через базу. Це приводить до того, що струм колектора I_K відстає від струму емітера I_E за фазою (рис. 3.53). Крім того, оскільки впродовж півперіоду прямої напруги на ЕТ максимальний згусток інжектованих до бази неосновних носіїв не встигає досягнути колектора, то наступного півперіоду концентрація цих носіїв і градієнт їх концентрації біля емітера будуть меншими, ніж будь-де в іншому місці бази. У базі виникає градієнт концентрації неосновних носіїв, який викликає їх рух у бік емітера і зменшення колекторного струму (рис. 3.53). Отже, на високих частотах коефіцієнти передачі струму h_{21E} та h_{21E} набувають комплексного характеру і зменшуються за модулем при збільшенні частоти.

Для ССЕ коефіцієнт передачі струму емітера

$$h_{21E}(j\omega) = \frac{I_K}{I_E} = |h_{21E}(\omega)| e^{j\varphi_{h_{21E}}(\omega)} \quad (3.51)$$

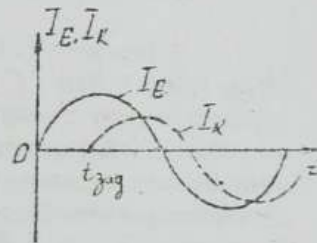


Рис. 3.53. Струми I_E та I_K ЕТ на високих частотах

де $h_{21E}(j\omega)$ - комплексний коефіцієнт передачі струму емітера;
 \dot{I}_E, \dot{I}_K - комплексні амплітуди струмів емітера і колектора.

Для транзисторів

$$h_{21E}(j\omega) = \frac{h_{21E}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{h_{21E}}}} = \frac{h_{21E}}{1 + j\frac{f}{f_{h_{21E}}}} \quad /3.82/$$

Модуль комплексного коефіцієнта передачі БТ в ССБ

$$|h_{21E}(\omega)| = \frac{h_{21E}}{\sqrt{1 + (f/f_{h_{21E}})^2}} \quad /3.83/$$

де h_{21E} - значення коефіцієнта передачі струму на низьких частотах.

Аргумент коефіцієнта $h_{21E}(j\omega)$

$$\varphi_{h_{21E}} = -\text{arctg}(f/f_{h_{21E}}) \quad /3.84/$$

З формули /3.83/ випливає, що на частоті $f = f_{h_{21E}}$ $|h_{21E}(\omega)| = h_{21E}/\sqrt{2}$. Частота, на якій модуль коефіцієнта передачі струму зменшується в $\sqrt{2}$ раз, називається граничною частотою БТ. З формули /3.84/ видно, що на граничній частоті зсув фаз між вхідним і вихідним струмами дорівнює 45° . Частотні характеристики БТ в ССБ показано на рис. 3.54.

Величина $\tau_{h_{21E}} = 1/(2\pi f_{h_{21E}})$ називається сталом часу БТ в ССБ, і вона приблизно дорівнює середній тривалості дифузії неосновних носіїв через базу

$$\tau_{h_{21E}} \approx \tau_p(1 - h_{21E}) \quad /3.85/$$

де τ_p - середня тривалість життя дірок у базі.

Для ССБ коефіцієнт передачі струму бази

$$h_{21E}(j\omega) = \frac{\dot{I}_K}{\dot{I}_B} = \frac{h_{21E}}{1 + j(f/f_{h_{21E}})} \quad /3.86/$$

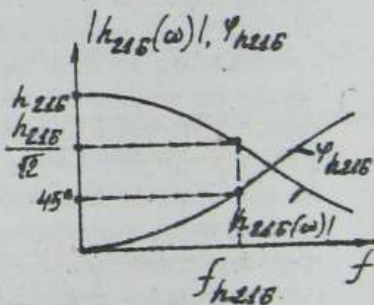


Рис. 3.54. Частотні характеристики БТ у ССБ

Модуль правої частини формули /3.86/

$$|h_{21E}(\omega)| = \frac{h_{21E}}{\sqrt{1 + (f/f_{h_{21E}})^2}} \quad /3.87/$$

Аргумент

$$\varphi_{h_{21E}} = -\text{arctg}(f/f_{h_{21E}}) \quad /3.88/$$

Частота $f_{h_{21E}}$ - це гранична частота БТ в ССБ, при якій модуль комплексного коефіцієнта передачі струму бази зменшується в $\sqrt{2}$ раз.

При цьому граничні частоти транзистора зі спільною базою і спільним емітером мають такий зв'язок :

$$f_{h_{21E}} = (1 - h_{21B}) f_{h_{21B}} \quad /3.89/$$

або

$$f_{h_{21E}} \approx \frac{f_{h_{21B}}}{h_{21E}} \quad /3.90/$$

З останніх формул випливає, що частотні властивості БТ у схемі зі спільним емітером значно гірші, ніж у схемі зі спільною базою. Для порівняння на рис. 3.55 показано частотні характеристики обох схем включення.

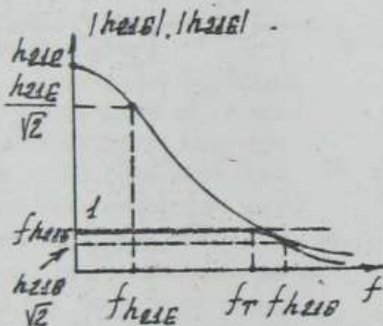


Рис. 3.55. Частотні характеристики БТ в ССБ та ССЕ

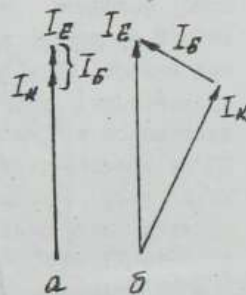


Рис. 3.56. Векторні діаграми, що пояснюють зменшення модуля коефіцієнта передачі струму бази

Причиною різкого зменшення h_{21E} в ССБ при збільшенні частоти в порівнянні з ССБ є не тільки зменшення коефіцієнта h_{21B} , але й насамперед збільшення зсуву фаз між струмами I_E та I_K . На низьких частотах струми I_E та I_K приблизно зойгаються за фазою /рис. 3.56, а/, і струм $I_B = I_E - I_K$ малий. На високих частотах збільшується зсув фаз між струмами I_E та I_K , зростає струм бази I_B /рис. 3.56, б/, і тому зменшується коефіцієнт передачі h_{21E} .

З рис. 3.55 видно, що для схеми зі спільним емітером існує так звана частота зрізу f_T , на якій модуль h_{21E} дорівнює одиниці.

$$f_T = f_{h_{21E}} \cdot h_{21E} = f_{h_{21B}} \cdot h_{21B} \quad /3.91/$$

ET має цікаву властивість: при частотах $f > (3-4)f_{h_{21E}}$ добуток модуля h_{21E} і частоти, при якій вимірюється модуль h_{21E} , є величина стала і дорівнює частоті зрізу:

$$|h_{21E}(\omega)| \cdot f = f_T \quad /3.92/$$

Вплив ємностей переходів і розподіленого опору бази на частотні властивості транзистора

Сітчина еквівалентна схема ET в ССБ на високих частотах показана на рис.3.57. На ній враховано вплив бар'єрної ємності КП C_K на роботу транзистора. Дифузійна ємність вилученого в прямому напрямі ET не враховується, тому що малий опір χ_E звичайно в десятки тисяч разів менший за опір КП χ_K , і тому опір χ_E шунтує ємність ET до дуже високих частот.

Змінна складова струму, створеного джерелом ΔI_E , розгалужується на три вітки: через опір КП χ_K , через

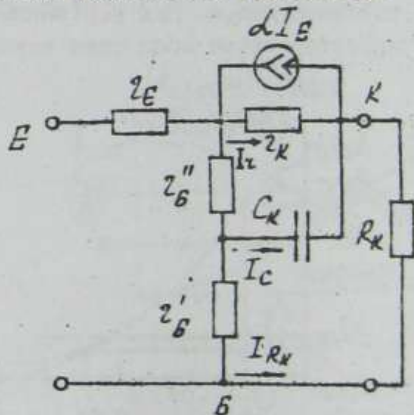


Рис. 3.57. Сітчина еквівалентна схема ET зі спільною базою на високих частотах.

беремо ємність C_K і через опори τ'_B та R_K . Оскільки τ_K великий, то струм через нього незначний. На низьких частотах реактивний опір ємності C_K також великий, і струм через ємність майже не протікає. Але при збільшенні частоти опір ємності C_K зменшується, і все більше частка струму від джерела $\mathcal{L}I_E$ протікає через ємність. Для зменшення шунтучої дії ємності треба зменшувати опір робочого кола $\tau'_B + R_K$, щоб виконувалась умова

$$R_K + \tau'_B \ll \frac{1}{\omega C_K}.$$

У граничному випадку вважаємо, що $R_K = 0$, і тоді

$$\tau'_B \ll \frac{1}{\omega C_K} \quad \text{або} \quad \tau'_B C_K \ll \frac{1}{\omega} \quad / 3.93/$$

З формули /3.93/ видно, що чим менший добуток $\tau'_B C_K$, тим на більш високих частотах може працювати БТ. Тому величина $\tau'_B C_K$ є важливим частотним параметром транзистора і подається в довідниках.

3.3.5. Робота біполярного транзистора у ключовому режимі

Дуже поширеними в електроніці є імпульсні схеми, в яких транзистор працює в ключовому /імпульсному/ режимі. В цьому режимі на вхідний електрод БТ подається імпульсна напруга /струм/ великої амплітуди, і тоді транзистор працює як комутатор, що має два граничні положення - замкнуте /режим насичення/ і розімкнуте /режим відсічки/.

Розглянемо нормально розімкнений електронний ключ на БТ, схему якого показано на рис. 3.53. Цей ключ призначено для замикання і розмикання кола навантаження за допомогою імпульсів, що надходять від генератора сигналів управління. Опір R_K вибирається з розрахунку, щоб вихідна навантажувальна протікає

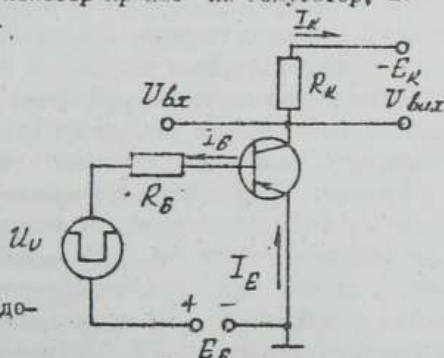


Рис. 3.53. Нормально розімкнений ключ на транзисторі

перетинала круту дільницю вихідних статичних характеристик /точка В на рис. 3.59/. Опір R_B в базовому колі управління звичайно значно більший за вхідний опір транзистора. Внаслідок цього струм у базовому колі практично не залежить від величини вхідного опору транзистора /опору ЕІ і розподіленого опору бази r_B /, і з великою точністю можна вважати, що управління роботами ключа здійснюється за допомогою імпульсів струму бази.

При відсутності імпульсу управління під дією джерела E_B транзистор перебуває у РВ, тобто у закритому стані, і робоча точка знаходиться на динамічній характеристиці рис. 3.59 у положенні А. При цьому струм бази $I_B = -(I_{EБ0} + I_{КБ0}) \approx -I_{КБ0}$, струм колектора $I_K = I_{КБ0}$, напруження на колекторі

$$U_{КЕ} = E_K - I_{КБ0} R_K \approx E_K.$$

Коло навантаження розірване, тому в такому стані довільний вхідний сигнал $U_{вх}$ може без спотворення і послаблення пройти на вихід схеми, тобто транзистор не шунтує /не закорочує/ цей сигнал на корпус. Розподіл концентрації дірок у базі БТ в цьому режимі показано на рис. 3.60, а крива для моменту t_0 . Концентрація неосновних носіїв у базі мала, опір бази і всього БТ великий.

В момент t_1 в базу БТ подається негативний імпульс струму /рис. 3.61/, ЕІ включається в пряму напрямі, і дірки з емітера інjektуються до бази. ЕІ переходить до активного режиму роботи, робоча точка рухається вздовж навантажувальної прямої від т.А до т.В, наближаючись до області режиму насичення /РН/. Струм бази в момент t_1 різко зростає до значення

$I_{Бнас}$, і концентрація дірок у базі біля ЕІ збільшується. Але струм колектора починає змінюватися лише через деякий час затримки, який потрібно затратити діркам, щоб подолати відстань між емітером і колектором. Через певний час дифундує до колек-

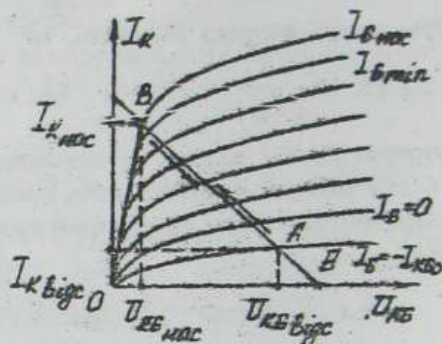


Рис. 3.59. Переміщення робочої точки в ключовому /імпульсному/ режимі транзистора

тора дірки заповнюють базу, градієнт їх концентрації біля КП збільшується, і струм колектора зростає /крива t_2 на рис. 3.60, а/. В момент t_3 транзистор наближається до РН, розподіл

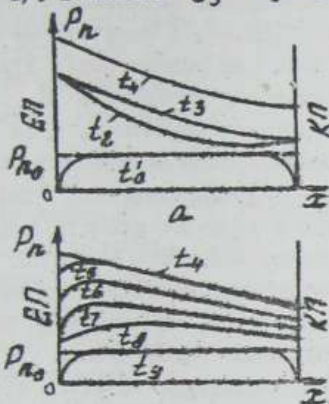


Рис. 3.60. Розподіл концентрації дірок у базі БТ в ключовому режимі

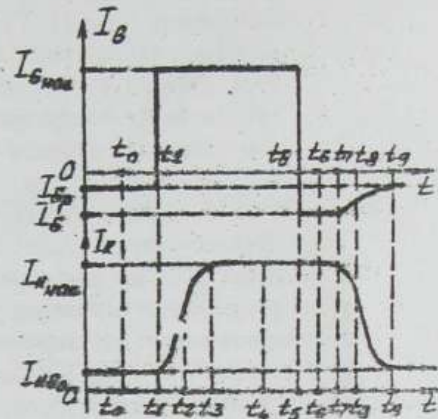


Рис. 3.61. Часові діаграми струмів БТ в ключовому режимі

концентрації дірок у базі стає лінійним, наростання струму колектора I_K сповільнюється /рис. 3.60, а, крива t_3 , рис. 3.61/. Робоча точка транзистора переходить до точки В на навантажувальній прямій. Ця точка відповідає напрузі $|U_{КЕ}| < |U_{ВЕ}|$ ($U_{КЕ} \ll E_K$) і струму $I_{Kнас} = (E_K - U_{КЕ})/R_K \approx E_K/R_K$. Напруга на КП $U_{КБ} = U_{КЕнас} - U_{ВЕ} > 0$, і КП вмикається в прямому напрямі. Починається інтенсивна інжекція дірок з колектора до бази, і їх концентрація біля КП зростає, стає більшою, ніж рівноважна /рис. 3.60, крива t_4 /. Градієнт дірок у базі в ПН залишається постійним, і струм колектора більш не наростає /рис. 3.61/.

В момент t_5 імпульс управління в базі БТ закінчується, і прилад поступово повертається до свого початкового стану. Починається процес розсмоктування дірок у базі за рахунок їх екстракції до областей емітера і колектора. Зміна знака градієнта концентрації біля ЕП /крива t_5 на рис. 3.60/ і перехід дірок до області емітера викликають зміну напрямку струму бази, який досягає значення I'_B /рис. 3.61/. За час

розсмоктування неосновних носіїв /від моменту t_5 до моменту t_7 /концентрація дірок у базі біля ЕП та КП зменшується таким чином, що градієнт їх концентрації залишається постійним /криві t_6 і t_7 на рис. 3.60,б/, і тому струми I_B та I_K не змінюються. Після того як концентрація дірок у базі біля КП і ЕП досягає рівноважного значення / p_{n0} /, градієнти їх концентрації починають зменшуватись, і це викликає зменшення струмів бази і колектора до початкових значень

$$I_{B0} = -I_{KB0} \text{ та } I_K = I_{KB0}, \text{ характерних для РВ.}$$

На тривалість переднього і заднього фронтів вихідного імпульсу струму /рис. 3.61/ суттєво впливають частотні властивості БТ. Зим вище гранична частота транзистора, тим вище його швидкодія в ключовому режимі. Крім того, швидкодія ЕТ в режимі переключення збільшується при збільшенні коефіцієнта передачі струму h_{21E} /або збільшенні амплітуди імпульсу струму бази - імпульсу управління/. З метою підвищення граничної частоти транзистори виконують з малими ємностями переходів, а також оскільки на швидкість розсмоктування впливає не лише екстракція, але й рекомбінація, зменшують середню тривалість життя неосновних носіїв шляхом введення до бази домішок, прискорюючих рекомбінацію /наприклад, золото у кремнієвих БТ/.

3.4. ДЕЯКІ РІЗНОВИДИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

3.4.1. Одноперехідний транзистор

Одноперехідний транзистор, або двобазовий діод /рис. 3.62/, - це біполярний прилад, що працює в режимі переключення. p-n - перехід, що відокремлює високолеговану область емітера від низьколегованої базової області, розділяє останню на дві частини: нижню базу з довжиною l_1 і верхню базу з довжиною l_2 . Струм емітера при прямому включенні цього переходу містить здебільшого

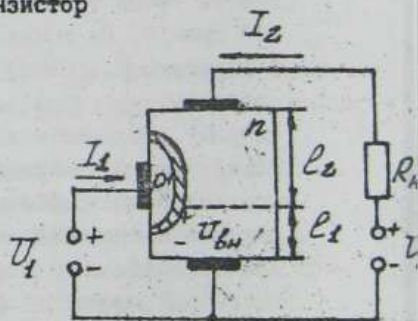


Рис. 3.62. Будова одноперехідного транзистора

лише діркову складову, і тому перехід називається інжектором. Принцип дії приладу ґрунтується на зміні об'ємного опору бази під час інжекції.

На омичні контакти верхньої і нижньої баз подається напруга, що викликає протікання через прилад струму I_2 . Цей струм створює на опорі нижньої бази падіння напруги $U_{\text{бн}}$, яке включає $p-n$ -перехід в зворотному напрямі. Через зак-

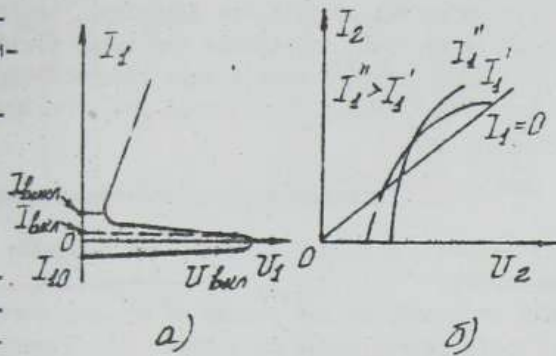


Рис. 3. Вхідна /а/ і вихідна /б/ статичні характеристики одноперехідного транзистора

ритий перехід тече його зворотний струм I_{10} /рис. 3.62, а/. При прикладенні до входу транзистора напруги $U_2 < U_{\text{бн}}$ перехід не відкривається, і малий струм I_{10} залишається практично незмінним. Транзистор перебуває в закритому стані. При

$U_2 > U_{\text{бн}}$ перехід відкривається прямо, і починається інжекція дірок до баз, внаслідок чого їх опори зменшуються. Це приводить до зменшення падіння напруги $U_{\text{бн}}$, подальшого відкривання переходу, збільшення струму I_1 , подальшого зменшення опорів баз і т.д. Починається лавинний процес переключення транзистора, що супроводжується збільшенням емітерного струму I_1 і зменшенням падіння напруги між емітером і нижньою базою U_1 . На вхідній статичній характеристиці виникає ділянка з негативним диференціальним опором /рис. 3.63, а/.

Внаслідок процесу переключення транзистор переходить до відкритого стану. В цьому стані прилад перебуватиме доти, поки інжекція дірок через перехід буде підтримувати в базі надлишкову концентрацію носіїв, тобто поки струм I_1 буде більшим за величину $I_{1 \text{ вкл}}$ /рис. 3.63, а/.

На рис. 3.63, б показані вихідні характеристики однопе-

рехідного транзистора $I_2 = f(U_2) |_{I_1 = \text{const}}$. При $I_1 = 0$ вихідна характеристика лінійна, бо прилад поводить себе як звичайний резистор. При $I_1 > 0$ вихідні характеристики набувають нелінійного характеру, оскільки результуюча напруга на переході змінюється при зміні вихідного струму I_2 .

Одноперехідні транзистори використовуються в різноманітних імпульсних схемах /генератори релаксаційних коливань, підсилювачі тощо/.

3.4.2. Високочастотні малопотужні транзистори

Як відомо з п. 3.3.4, частотний діапазон ЕТ має задовільніти вимогу $\gamma'_B C_K \ll \frac{1}{\omega}$, з якої випливає, що для роботи на високих частотах ЕТ повинен мати малий розподілений опір бази γ'_B і малу бар'єрну ємність КП C_K . При виготовленні високочастотних транзисторів сплавний спосіб не застосовується, оскільки він не дозволяє отримати вузьку базу /малий опір γ'_B / і малу площу переходів. Тому такі транзистори виготовляються за технологією дифузійного введення домішок. Глибина проникнення атомів домішок в напівпровідниковий кристал залежить від тривалості процесу дифузії та виду дифундуючих домішок. При цьому в кристалі створюється нерівномірний розподіл домішок від поверхні до глибини. Це сприяє збільшенню концентрації домішок у базі біля ЕП і, як наслідок, зменшенню γ'_B . Відносне зменшення концентрації домішок біля КП приводить до зменшення його бар'єрної ємності за рахунок розширення переходу в бік бази, а також до збільшення пробивної напруги колектора.

Прикладом транзисторів, виготовлених за дифузійною технологією, є дрейфові транзистори. В вазах цих транзисторів створюється експоненційний розподіл донорних домішок, що зменшується від емітера до колектора /рис. 3.64/. Внаслідок іонізації атомів домішок у базі виникає так зване вбудоване електричне поле, спрямоване від емітера до колектора. Це поле збільшує швидкість руху дірок через базу. Завдяки цьому усувається суттєвий недолік сплавних транзисторів з точки зору частотних властивостей, тобто зменшується час прольоту дірок через базу. Ємність КП в таких транзисторах мала, тому що він має велику товщину.

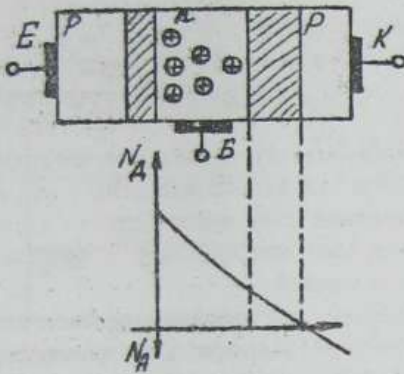


Рис. 3.64. Розподіл концентрації донорних домішок у базі дрейфового БТ

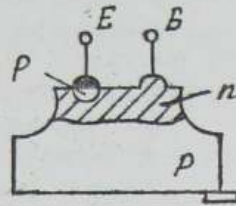


Рис. 3.65. Структура меза-транзистора

Існують також дифузійно-сплавні транзистори, в яких області колектора і бази виконують шляхом дифузії домішок, а ЕП — впавленням домішок. Розподіл концентрації донорів у базі таких транзисторів подібний до розподілу домішок у базі дрейфового транзистора. Різновидністю таких транзисторів є меза-транзистори із столоподібною структурою /рис. 3.65/.

Поширеним сучасним способом виготовлення високочастотних транзисторів є так звана планарна технологія, котра розглядатиметься докладно у курсі мікроелектроніки.

3.4.3. Потужні транзистори

Для потужних транзисторів / $P > 1,5 \text{ Вт}$ / характерне протікання через їхні області великих струмів. Це приводить:

до зростання падіння напруги на τ_B , внаслідок чого напруга U_{EB} буде лише частково прикладена до ЕП;

до того, що падіння напруги на ЕП виявляється нерівномірним, і це приводить до зростання густини емітерного струму біля країв емітера, в той час як середня частина емітера не працюватиме;

до зміни умов на випрямляючих контактах, що приводить

до перерозподілу носіїв заряду в базі;

до перерозподілу товщини КП з боку бази / $\delta_{КПБ}$ / і з боку колектора / $\delta_{КПК}$ / - $\delta_{КПБ} < \delta_{КПК}$, що порушує нормальну роботу транзистора;

до того, що з метою нормального підсилення потужності такі ЕТ необхідно розраховувати на більші напруги;

до необхідності збільшення площ переходів;

до необхідності ефективного тепловідводу з причини підвищення небезпеки теплового пробою.

При виготовленні потужних ЕТ використовується сплавна, дифузійно-сплавна /в так званих конверсійних транзисторах/, а також планарна технологія. Конфігурація емітера таких транзисторів ускладнюється. З метою збільшення струмів збільшують площу ЕП, а для того, щоб струм емітера не витіснявся до краю переходу, емітер виготовляють у формі кілець, смуг, зубців. Для забезпечення нормального тепловідводу використовуються радіатори, корпус з'єднується з колектором /в протилежність до малопотужних ЕТ, в яких корпус з'єднують з базою/.

Основним недоліком потужних висовольтних ЕТ є низький коефіцієнт передачі струму / $h_{21E} \leq 10$ /. Тому для одержання потужних ключових елементів застосовується складений транзистор /схема Дарлінгтона/ - рис. 3.66. Для такої транзисторної структури загальний коефіцієнт передачі струму бази

$$h_{21EC} \approx h_{21E1} \cdot h_{21E2}.$$

/3.94/

Завдяки цьому можна одержати коефіцієнт передачі струму до сотні.

Потужні складені транзистори виготовляються на одному кристалі /рис. 3.67/.

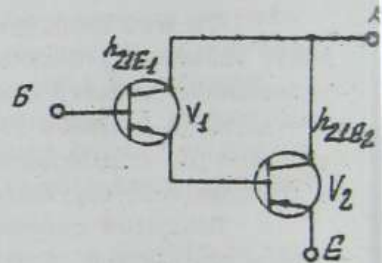


Рис. 3.66. Схема складеного транзистора

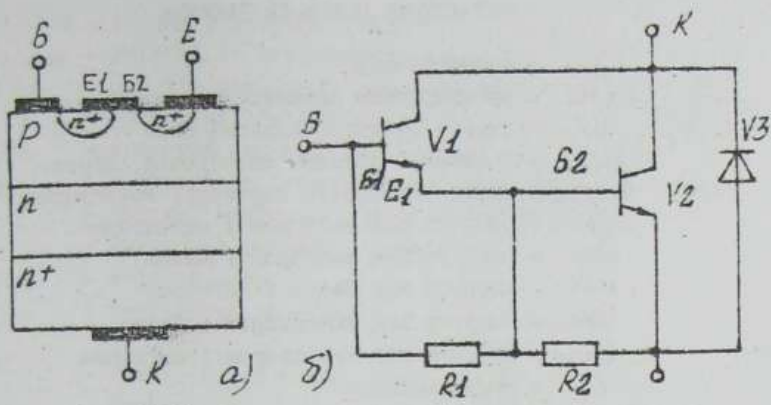


Рис. 3.67. Структура однокристального сложенного транзистора /а/ та його електрична схема /б/

ПОЗНАЧЕННЯ ОСНОВНИХ ВЕЛИЧИН

- R - питома опір
 N_D, N_A - концентрація донорів, акцепторів
 ω - ширина активної області бази
 L_n, L_p - дифузійна довжина електронів, дірок
 P_{ep}, P_{kp} - площа емітерного переходу, колекторного переходу
 U_{EK} - напруга між емітером і колектором
 U_{EB} - напруга між емітером і базою
 U_{BE} - напруга між базою і емітером
 U_{KB} - напруга між колектором і базою
 U_{KE} - напруга між колектором і емітером
 I_E - струм емітера
 I_B - струм бази
 I_K - струм колектора
 I_{EBO} - зворотний /тепловий/ струм емітера
 I_{KBO} - зворотний /тепловий/ струм колектора
 I_{EP}, I_{EK} - діркова, електронна складова емітерного струму
 φ_T - температурний потенціал
 γ - коефіцієнт інжекції
 P_{n0} - рівноважна концентрація дірок як неосновних носіїв / у базі/
 P_{BE} - концентрація дірок у базі біля емітерного переходу
 P_{BK} - концентрація дірок у базі біля колекторного переходу
 x - координата активної області бази
 I_{KP} - дірковий струм колектора
 ξ - коефіцієнт переносу носіїв через базу
 $I_{K_{кер}}$ - керована складова колекторного струму
 M - коефіцієнт множення носіїв у колекторному переході
 h_{21B} - статичний коефіцієнт передачі струму емітера в схемі зі спільною базою
 h_{21E} - статичний коефіцієнт передачі струму бази в схемі зі спільним емітером
 $U_{KB_{проб}}$ - напруга пробоя на колекторному переході
 $I_{B_{рас}}$ - рекомбінаційна складова базового струму
 I_{KEO} - некерована складова колекторного струму в схемі зі спільним емітером
 h_{21K} - статичний коефіцієнт передачі струму бази в схемі зі спільним колектором

- $U_{вх}, U_{вих}$ - вхідна і вихідна напруги
 $I_{вх}, I_{вих}$ - вхідний та вихідний струми
 $U_{БК}$ - напруга між базою і колектором
 T - абсолютна температура
 R_T - тепловий опір
 $R_{k\max}$ - максимальна потужність, що розсівається колектором
 $\delta_{ЕП}, \delta_{КП}$ - товщини емітерного та колекторного переходів
 U_m, I_m - амплітуда напруги, струму
 h_{11} - вхідний опір
 h_{12} - коефіцієнт зворотного зв'язку
 h_{21} - коефіцієнт передачі струму
 h_{22} - вихідна провідність
 γ_E - диференціальний опір емітерного переходу
 γ_K - диференціальний опір колекторного переходу
 γ_B - розподілений /об'ємний/ опір бази
 α - диференціальний коефіцієнт передачі струму емітера
 C_p - ємність роздільного конденсатора
 E_E - ЕРС емітерного джерела живлення
 E_K - ЕРС колекторного джерела
 E_B - ЕРС базового джерела
 $I_{п}$ - струм, що протікає через подільник напруги
 $R_{вх}, R_{вих}$ - вхідний та вихідний опори каскаду
 K_U, K_I, K_P - коефіцієнти підсилення напруги, струму, потужності
 $R_{г}$ - опір джерела вхідного сигналу
 R_H - опір навантаження
 j - уявна одиниця
 ω - циклічна частота
 f_T - частота зрізу транзистора
 C_K - бар'єрна ємність колекторного переходу
 t - час
 $U_{вкл}$ - напруга включення
 E - напруженість електричного поля
 $h_{21ЕЕ}$ - коефіцієнт передачі струму складеного транзистора
 $I_{вкл}, I_{викл}$ - струм включення, виключення

h - параметри тран-
 зистора

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

M - активний режим

БТ	- біполярний транзистор
ВАХ	- вольт-амперні характеристики
ЕП	- емітерний перехід
ІР	- інверсний режим
КП	- колекторний перехід
НП	- напівпровідник
РЕ	- режим відсічки
РН	- режим насичення
СБЕ	- схема зі спільною базою
СБЕ	- схема зі спільним емітером
СБК	- схема зі спільним колектором

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бульчев А.Л. Электронные приборы.-М.: Воениздат, 1982.- 416 с.
2. Ватушев В.А. Электронные приборы.-М.: Высшая школа, 1980.- 383 с.
3. Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы.-М.: Высшая школа, 1997.- 432 с.
4. Степаненко І.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.-М.: Энергия, 1977.- 672 с.
5. Тугев Н.М., Глебов Е.А., Чарыков Н.А. Полупроводниковые приборы.-М.: Энергоатомиздат, 1990.- 576 с.
6. Лавриненко В.Б.: Справочник по полупроводниковым приборам.-Киев : Техніка, 1984.- 424 с.

З М І С Т

Стор.

3. Біполлярні транзистори 3

3.1. Будова та принцип дії біполлярних транзисторів..... -

3.1.1. Загальні відомості про біполлярні транзистори..... -

3.1.2. Способи ввіччення й режими роботи біполлярних транзисторів..... 7

3.1.3. Принцип дії біполлярного транзистора в активному режимі..... 8

3.1.4. Вплив конструкції та режиму роботи транзистора на $h_{21Б}$ 12

3.1.5. Схеми ввіччення транзистора зі спільним емітером та спільним колектором..... 14

3.1.6. Модель Еберса-Молла..... 16

3.2. Статичні характеристики і параметри біполярних транзисторів..... 18

3.2.1. Статичні характеристики біполярного транзистора у схемі зі спільною базою..... 19

3.2.2. Статичні характеристики біполярного транзистора у схемі зі спільним емітером..... 24

3.2.3. Статичні характеристики біполярного транзистора у схемі зі спільним колектором..... 28

3.2.4. Вплив температури на статичні характеристики транзисторів..... 29

3.2.5. Граничні режими транзистора..... 32

3.2.6. Диференціальні параметри біполярного транзистора..... 37

3.2.7. Фізичні параметри та еквівалентні схеми біполярного транзистора..... 40

3.3. Робота біполярного транзистора у динамічному режимі..... 44

3.3.1. Принцип дії підсилювального каскаду на біполярному транзисторі..... -

3.3.2. Способи забезпечення режиму спокою транзисторного каскаду.....	47
3.3.3. Динамічні характеристики біполярного транзистора та їх використання.....	52
3.3.4. Частотні властивості біполярних транзисторів.....	57
3.3.5. Робота біполярного транзистора у ключовому режимі.....	61
3.4. Деякі різновиди біполярних транзисторів.....	64
3.4.1. Одноперехідний транзистор.....	-
3.4.2. Високочастотні малопотужні транзистори.....	66
3.4.3. Потужні транзистори.....	67
Позначення основних величин /додаток/.....	70
Список скорочень.....	71
Список літератури.....	72

Навчальне видання

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ
З КУРСУ
"НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ"
ЧАСТИНА ДРУГА
для студентів спеціальностей
20.05, 21.01 усіх форм навчання

Укладачі: Кобяков Олександр Миколайович
Борисенко Олександр Андрійович
Відповідальний за випуск О.А.Борисенко

План 1994 р. 123.123

Підп. до друку 15.09.94

Тираж 150 прим.

Формат 60x84 1/16

Замовлення 1434

Обл.-вид. арк. 4,1

Безкоштовно

СумДУ. 244007, Суми, вул. Римського-Корсакова, 2

Краснопільська райдрукарня, смт. Краснопілля, вул. Горького, 1