

Лекция 11

Биполярни транзистори

Съдържание на Лекция 11

11. Биполярни транзистори.

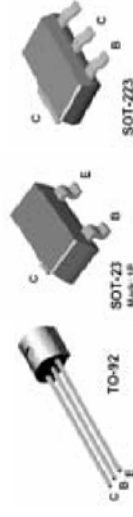
- 11.1 Биполярни транзистори – видове, означения, структура, схеми на свързване в зависимост от общия електрод.
- 11.2 Действие на биполярния npn-транзистор в усилвателен режим. Връзка между базисен, емитерен и колекторен ток. Физичен смисъл на базисния ток.
- 11.3 Статични характеристики на npn-транзистор в схема “общ емитер”. Физическа еквивалентна схема.
- 11.4 Реални схеми на свързване на биполярен npn-транзистор в активен режим (“общ емитер”). Схеми с един постоянноточков източник. Схеми за осигуряване на температурна стабилност.
- 11.5 Ключов режим на работа на биполярен npn-транзистор в схема “общ емитер”. “Отпушен” и “запушен” транзистор. Физични процеси, влияещи на бързодействието.
- 11.6 Честотни свойства на биполярните транзистори. Гранични честоти в схема “общ емитер” и “обща база”. Хетеропреходен NBT транзистор. Спин нанотранзистор.

Лекция 11

11.1 Биполярни транзистори – видове, означения, структура, схеми на свързване в зависимост от общия електрод.

Транзистори

Транзисторите са три-раменни активни устройства. В най-общата класификация те са биполярни (BJT) и “униполарни” полеви (FET) транзистори. В биполярния транзистор изводите са *емитер* (emitter), *база* (base) и *колектор* (collector), а в полевите – “*source*” (source), “*gate*” (gate) и “*drain*” (drain).



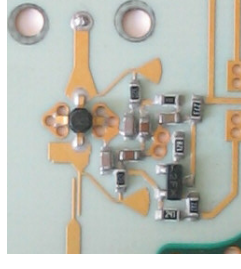
Биполярни транзистори



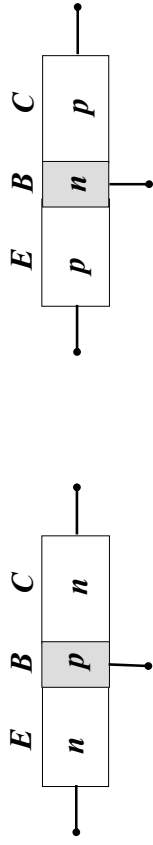
Полеви транзистори



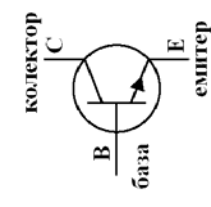
Активни интегрални схеми



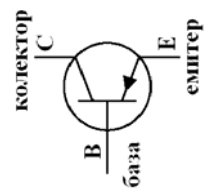
Биполярен транзистор ВТ



В биполярният транзистор съществуват три различно легиращи области и два pn-прехода. Всяка област има омичен контакт – емитер, база и колектор. В зависимост от реда на легираните области биполярните транзистори са от тип npn или pnp. В съвременната електроника се използват основно npn транзистори, в които основните носители са по-бързите електрони и устройствата са по-бързодействащи и по-високофреkwотни.

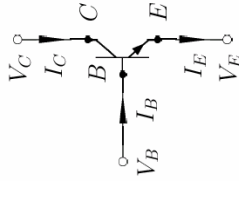


npn транзистор



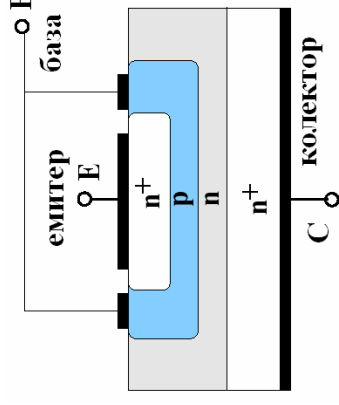
pnp транзистор

Означения за токовете и напреженията в биполярния npn транзистор

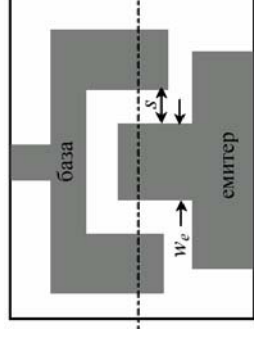


Технология на съвременните транзистори

Съвременните биполярни транзистори са планарни, произведени по епитаксиална технология. Най-важните им особености са, че базата е “къса” W_B , E и C са силно легирани в приелектродните области (за по-ниско съпротивление), емитерът е тънък W_E (за по-нисък капацитет), а B е с неравномерно разпределение на r-носителите, така че се образува вътрешно ускоряващо поле и електроните се движат дрейфово, а не дифузно (обяснения – по-нататък в лекцията).



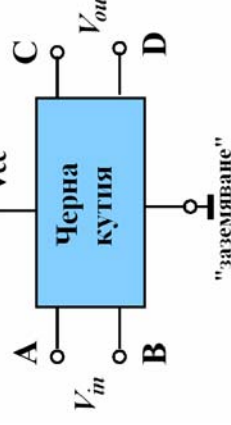
Съвременен планарен епитаксиален биполярен транзистор с гребеновидна структура



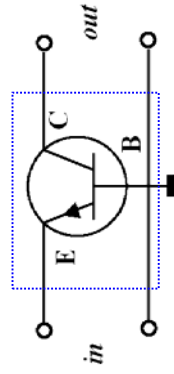
Транзисторът като активен четириполюсник

“захранване”

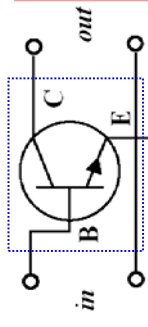
Понеже биполярният транзистор има три извода, а в схемите се включва като четириполюсник, един от изводите трябва да е общ (заземен). Има 3 схеми на свързване: “обща база”, “общ емитер” (най-употребяваната) и “общ колектор” (емитерен повторител).



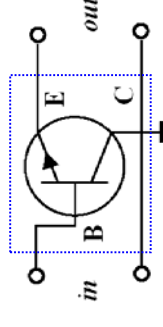
“заземяване”



“Обща база” ОБ
(grounded base)

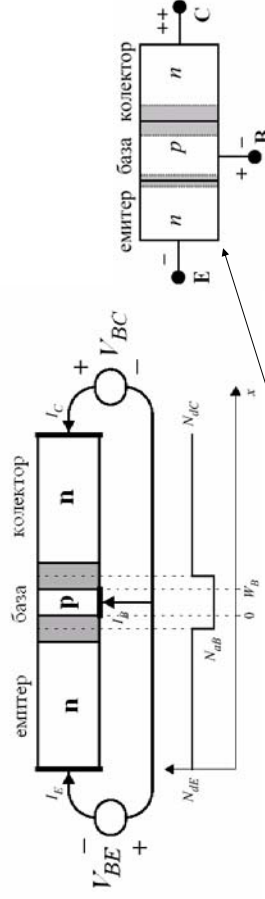


“Общ емитер” ОЕ (grounded emitter)



“Общ колектор” ОК (grounded collector)

Режими на работа на биполярния транзистор



1. Активен (усилвателен) режим

2. Режим на насищане

3. Режим на отсечка (ключов режим)

4. Инверсен режим ($E \leftrightarrow C$)

(за pnp транзистор напреженията са в противоположна посока на показаните)

Най-използван е *активният режим*. При него от емитера до колектора протича силен ток (електронен ток в npn транзистор или дупчест – в pnp транзистор) и слаб рекомбинационен ток. Важното е, че чрез слаби изменения в този базов ток могат да се управляват големи изменения в колекторния ток. Например, при свързване “общ емитер”, ако на входа между B и E се подаде слаб по амплитуда сигнал, на изхода между C и E сигналът се оказва значително по-силен – т. е. наблюдава се ефект на усилване (обяснения по-нататък).

$$V_{EB} > 0; V_{BC} < 0;$$

$$V_{EB} > 0; V_{BC} > 0;$$

$$V_{EB} < 0; V_{BC} < 0;$$

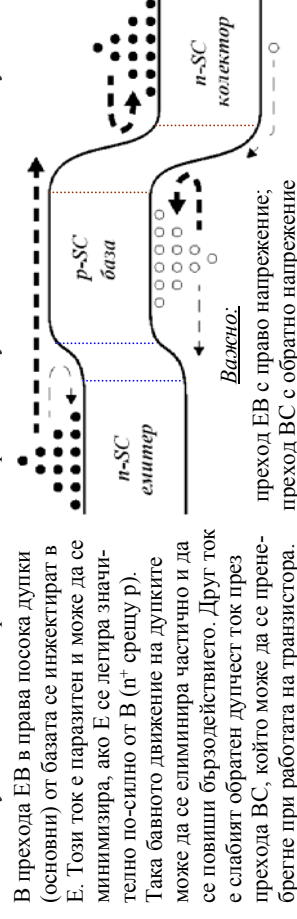
$$V_{EB} < 0; V_{BC} > 0$$

Лекция 11

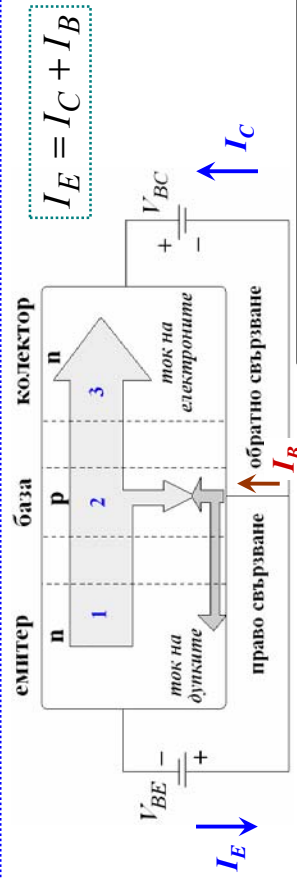
11.2 Действие на биполярния при-транзистор в усилвателен режим. Връзка между базисен, емитерен и колекторен ток. Физичен смисъл на базовия ток.

Формиране на токовете в активен режим

В активен режим на биполярният при транзистор преходът ЕВ е включен в *права посока*, а преходът ВС – в *обратна*. Това означава инжекция на неосновни носители (електрони) от емитера (n-тип) в базата (p-тип) (електроните са неосновни за базата). Този силен ток след това продължава като екстракция (издърпване) на основни носители към колектора (n-тип) през обратно-свързания преход ВС. Движението на електроните от емитера към базата е дифузно, а това от базата към колектора – дрейфово. Затова базата е тънка – за да се минимизира рекомбинацията с дупките и за да се запази силния електронен ток от емитера до колектора. Освен това така се осигурява стабилна работа на транзистора на по-високи честоти. Друго предимство е неравномерното легиране на базата. Това води до по-бързо дрейфово, а не бавно, чисто дифузно движение на носители (*дрейфов транзистор*). Така електроните формират силен ток от Е до С през В в при-транзистор. Какво е поведението на дупките? Точно обратното на електронното. Тук има два вида токове на дупките.



Формиране на токовете в активен режим (2)



На фигурите са показани основните потоци на носители в активен режим на биполярен при транзистор и съответстващите им токове (за електроните токът е обратен на посоката на движението им). Основните токове са емитерният I_E и колекторният I_C , които се формират от електронните при инжекцията 1 (в правия ЕВ преход), дифузията 2 през В и екстракцията (издърпване) 3 (в обратния преход ВС). Движението на дупките има по-слаб ефект върху формирането на токовете: както отбелязахме, това е важен ток на рекомбинация в базата I_{RB} (вж. и другите 2 страници), правият дупчест ток I_{pE} в прехода ЕВ, обратният дупчест ток I_{pC} в прехода ВС, както и токовете на рекомбинация на двойка "електрон-дупка" I_R в прехода ЕВ и на генерация I_G в прехода ВС.

Усилващи свойства на биполярния транзистор

Нека да разгледаме процесите на формиране на статичните токове в биполярният при транзистор количествено. Това е особено важно за проектирането на транзисторни устройства. Два параметъра са важни при обяснение на усилващите свойства на биполярния транзистор – коефициент на пренос на тока през базата B и коефициентът на инжекция на електрони γ_n в прехода ЕВ (или ефективност на инжекцията на носители в базата)

$$B = I_C / I_{En} \sim 1 \quad \gamma_n = I_{En} / I_E = I_{En} / (I_{En} + I_{Ep}) \sim 1$$

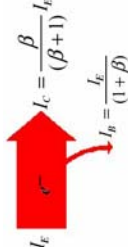
понеже $I_{Ep} \ll I_{Br}$. Като се използват тези параметри, могат да се определят коефициентите на усилване по ток за трите различни свързвания на биполярния при транзистор в схема "обща база" (ОБ) α_{ob} , "общ емитер" (ОЕ) β_o и "общ колектор" (ОК) $1 + \beta_o$ (по постоянни токове)

$$\text{ОБ} \quad \alpha_0 = I_C / I_E = B I_{En} / I_E = B \gamma_n \sim 0.95 - 0.99$$

$$\text{ОЕ} \quad \beta_0 = I_C / I_B = B I_{En} / [I_{En} + (1 - B) I_{En}] = \alpha_0 / (1 - \alpha_0) \sim 50 - 300$$

$$\text{ОК} \quad 1 + \beta_0 = I_E / I_B = 1 + \alpha_0 / (1 - \alpha_0) = 1 / (1 - \alpha_0)$$

От изразите се вижда, че при свързване ОБ не се наблюдава усиление по ток (но има усиление по напрежение и по мощност); при свързване ОЕ има голямо усиление както по ток, така и по напрежение; а при свързване ОК се наблюдава голямо усиление по ток (но отсъства усиление по напрежение – "емитерен повторител").



Физичен смисъл на базовия ток

За разлика от обикновения рп-преход, принципно условие за работата на биполярния рп транзистор в усилователен режим е силната инжекция на електрони в базата, $\gamma_n \rightarrow 1$, и същото време нищожно малка инжекция на дупки в емитера, $\gamma_p \rightarrow 0$. Тази ситуация се получава при висока степен на легиране на Е спрямо В (напр. n⁺p). Следователно, в рп транзистора движението на дупките към базата е силно затруднено – от слабата инжекция към емитера и от високия положителен потенциал на колектора при обратното свързване на перехода ВС (слаб обратен дупчест ток). С други думи, ВJT е *еднопосочно устройство*. Електроните са неосновни за базата и не остават в нея, след екстракция силният електронен емитерен ток I_E почти напълно се преобразува в колекторен I_C . Така условието за електрическа неутралност на базата може да се изпълни само с протичане на дупчест ток през електрода на базата, който има рекомбинационен характер $I_{RB} = I_{En} - I_{Ep}$. Общият базов ток тогава е

$$I_B = I_{Bp} + I_{RB} = I_E(1 - \gamma_n) + I_E\gamma_n(1 - B) - I_{p0} = I_E(1 - \alpha_0) - I_{p0}$$

От този израз следват два варианта: 1) $B = 1$; $\alpha_0 = \gamma_n < 1$ и 2) $\gamma_n = 1$; $\alpha_0 = B < 1$. Първият вариант е изключен, понеже $I_{RB} = 0$, а $I_{p0} = \text{const}$ (т.е. отсъства управление на ВJT по ток). Вторият вариант е идеален за работа на транзистора в усилователен режим, но се изпълнява само приблизително. В реални условия винаги $\gamma_n < 1$, $B < 1$. Например, $\gamma_n \sim 0.999$; $B \sim 0.99$ и $\alpha_0 = B\gamma_n \sim 0.989$, но винаги $\gamma_n > B$; $\alpha_0 \sim B$. Тогава окончателно за колекторния ток следва (алгебричната сума на втичащите и изтичащите в/от базата токове е 0):

$$I_C = I_{Cn} + I_{p0} = I_E\gamma_n B + I_{p0} = \alpha_0 I_E + I_{p0}$$

→ Слаб ток
→ Силен ток

Лекция 11

11.3 Статични характеристики на рп-транзистор в схема "Общ емитер". Физична еквивалентна схема.

Коефициенти на усилване при променливи токове

При приложението на транзисторите към приложените постоянни напрежения на трите електрода се добавят и променливи, които могат да са относително малки (режим на слаб сигнал), но и относително големи по амплитуда (режим на силен сигнал). В такъв случай към dc съставките на трите тока в транзистора, разглеждани досега, се добавят и променливи

$$I_{\Sigma_E} = I_E + i_E \quad I_{\Sigma_B} = I_B + i_B \quad I_{\Sigma_C} = I_C + i_C$$

Как се променят коефициентите на усилване по ток в тези случаи? По-долу са дадени съответните коефициенти α и β за променливи токове:

$$i_C = \alpha i_E \quad i_B = i_E(1 - \alpha) = i_C(1 - \alpha) / \alpha = i_C / \beta$$

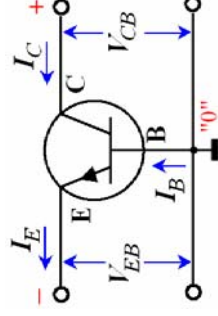
където

$$\alpha = \frac{dI_C}{dI_E} \bigg|_{U_{CB} = \text{const}} = \alpha_0 + I_E \frac{\partial \alpha_0}{\partial I_E}$$

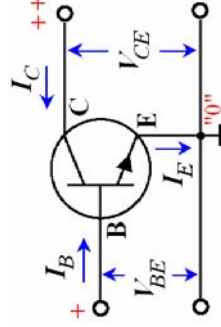
Проблемът е че коефициентите на усилване по ток α_0 и β_0 зависят от големината на емитерния ток I_E . При слаби емитерни токове, например, α_0 расте с емитерния ток и от горния израз следва, че $\alpha > \alpha_0$. Обратно, при силни емитерни токове, α_0 намалява с увеличаване на емитерния ток и $\alpha < \alpha_0$. В работния интервал на токовете на емитера в биполярния транзистор α_0 не зависи I_E и може да се приеме, че $\alpha \equiv \alpha_0$ (както и $\beta \equiv \beta_0$).

Схеми на свързване в активен режим на рп транзистор

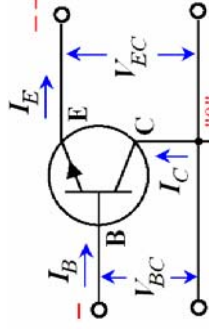
На фигурите са дадени схеми на свързване на биполярен рп транзистор към източниците на dc захранващо напрежение и токовете в отделните клонове на схемите. При заземена база при свързване ОБ са необходими два двуполарни източника за захранване: на входния преход EB ("–" спрямо "земя") и на изходния преход CE ("+" спрямо "земя"). При другите две схеми може да се използва само един униполарен източник (с "+" спрямо "земя" напрежение при свързване ОБ или с "–" напрежение – при свързване ОК). Необходимата разлика в потенциалите с едновременно знак може да се постигне с помощта на подбрани съпротивления (вж. по-нататък).



"Обща база" ОБ



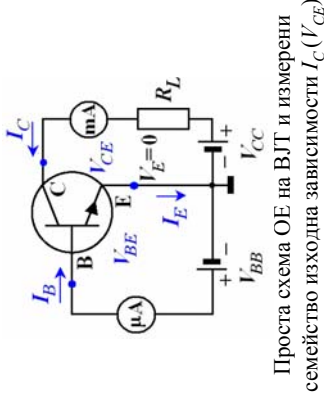
"Общ емитер" ОБ



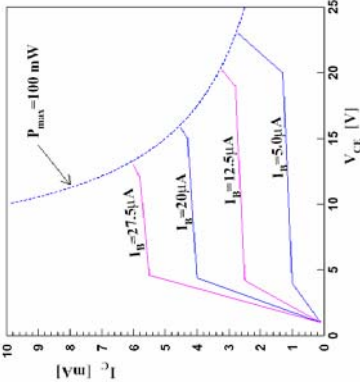
"Общ колектор" ОК

Експериментално снемане на статични характеристики

Биполарният транзистор се свързва като двуамперно устройство с един общ електрод. При схема ОЕ емитерът е заземен, вход е базата, а изход – колекторът. Разглеждан като четириполюсник, могат да се определят т. нар. статични характеристики на транзистора в дадената схема – това са 4 зависимости: U_1 , U_2 , I_1 , I_2 , като другите са фиксирани. При схема ОЕ това са следните семейства от зависимости: $I_B(V_{BE})|_{V_{CE}=\text{const}}$ (входна), $I_C(V_{CE})|_{I_B=\text{const}}$ (изходна), $I_C(I_B)|_{V_{CE}=\text{const}}$ (преходна по ток), $V_{CE}(V_{BE})|_{I_B=\text{const}}$. Долу е дадена за илюстрация най-известната изходна характеристика при свързване ОЕ.

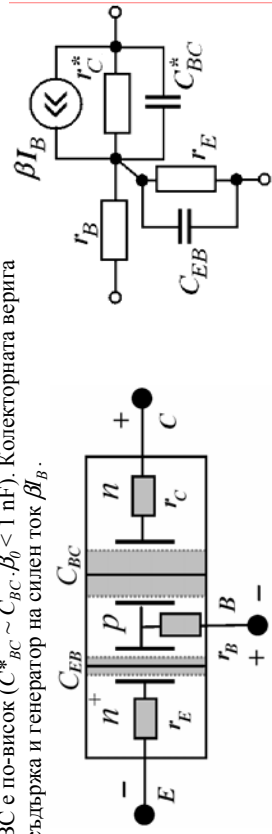


Проста схема ОЕ на ВЈТ и измерени семейства изходна зависимости $I_C(V_{CE})$



Физическа еквивалентна схема на биполарния транзистор

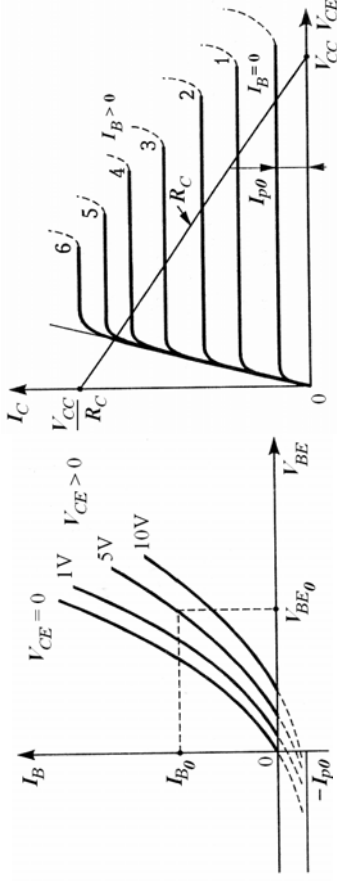
Чрез анализ на статичните характеристики могат да се определят важните за даден транзистор параметри при определено свързване за постояннооточкови напрежения, което помага при анализа и проектирането на транзисторни устройства с променлив сигнал. Друг подход е въвеждане на *физическа еквивалентна* схема на транзистора. Долу вляво е показана силно опростена схема с физичните елементи на п-рп транзистор в активен режим при слаб променлив сигнал. В най-общия случай схемата включва 3 обменни съпротивления (на активните части на базата r_B , на емитера r_E и на колектора r_C) и два кондензатора (на прехода BC и на прехода BE C_{BC}). От трите съпротивления най-важно е базовото $r_B \sim 100 \Omega$ (поради ниската легираност на базата то е относително високо и това води до нарастване на временната константа $r_B \cdot C_{BC}$ на прехода BC). Вдясно е показана и еквивалентната схема с физичните параметри при свързване ОЕ. Особено току е, че актуалното съпротивление на колектора е по-малко от физичното ($r_C \sim r_C / \beta_0 < 10 \text{ k}\Omega$), но кондензаторът на обратно свързания преход BC е по-висок ($C_{BC}^* \sim C_{BC} \cdot \beta_0 < 1 \text{ nF}$). Колекторната верига съдържа и генератор на силен ток β_B .



Физични еквивалентни схеми на п-рп биполарен транзистор при слаб сигнал (ОЕ)

Анализ на входна и изходна характеристика при свързване ОЕ

Статичните характеристики са важни за определяне на свойствата на даден транзистор. Като пример са дадени двете най-характерни семейства зависимости на транзистора в схема ОЕ: входни и изходни. Входната зависимост $I_B(V_{BE})$ се сема при постоянни изходни напрежения V_{CE} . Зависимостите приличат на ВА характеристики на обикновен диод при право свързване и от наклона ѝ може да се определи входното съпротивление $R_{in} = (\Delta V_{BE} / \Delta I_B)|_{V_{CE}=\text{const}}$. От изходните зависимости може да се определи изходното съпротивление $R_{out} = (\Delta V_{CE} / \Delta I_C)|_{I_B=\text{const}}$. От наклоните на кривите се вижда, че входното съпротивление е високо, а изходното – ниско, което е важно при работата на всеки усилвател. Накрая, преходната характеристика (не е показана), дава коефициента на усиление по ток $\beta_0 = (\Delta I_C / \Delta I_B)|_{V_{CE}=\text{const}}$.



Семейство входни и изходни характеристики при свързване ОЕ

Хибридни h-параметри на биполарния транзистор

Трети подход при моделиране на биполарния транзистор е използването на неговите *h-параметри*, когато той се разглежда като четириполюсник под въздействие на слаб променлив сигнал. По-долу са дадени изрази за амплитудите на h-параметрите при свързване ОЕ.

$$h_{11} = \frac{r_E}{1 - \alpha_0} - r_B = R_{in} \leq 10^2 \Omega \quad h_{12} = -\frac{r_E}{2r_C \beta_0} \sim 10^{-4}$$

$$h_{21} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} = \beta_0 \sim 50 - 300 \quad h_{22} = \frac{1}{r_C} = g_C^* = G_{out} \leq 10^{-3} \Omega^{-1}$$

Физичният смисъл на тези параметри е известен от теорията на четири-полюсниците. Величината h_{11} е входното съпротивление на транзистора при късо съединение на изхода, h_{22} е изходната проводимост при празен ход на входа. Много важен е параметърът h_{21} – коефициент на усиление по ток при късо съединение на входа, а h_{12} – коефициент на предаване по напрежение при празен ход на изхода. Вижда се, че тези параметри са свързани с физичните параметри на транзистора (в зависимост от избраната схема на свързване), чрез измерването на които може да се определи важния параметър $\beta_0 = h_{21}$. Така могат да се определят и трудности за директно измерване параметри – например, съпротивлението на базата r_B :

$$r_B = h_{11} - h_{21} r_E$$

Еквивалентна схема на ВЈТ в схема ОЕ, представен като четириполюсник

Лекция 11

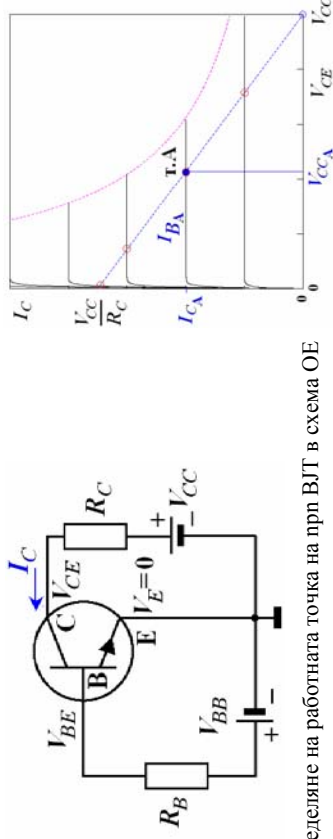
11.4 Реални схеми на биполярен прп-транзистор в активен режим ("общ емитер"). Схеми с един постоянноток източник. Схеми за осигуряване на температурна стабилност.

Определяне на работната точка

Сега ще разгледаме изходната колекторна верига с източник V_{CC} и съпротивление R_C . Построяваме изходната характеристика, това са семейства криви при различен базов ток I_B . Ако $V_{CC} = 0$, то $I_C = 0$, но бързо се достига насищане (при V_{CCsat}) и колекторният ток остава практически постоянен $I_{Csat} \sim \text{const}$. Стойността на този ток I_{Csat} зависи от базовия ток I_B ; в зависимост от избора на I_B и V_{CC} , стойността на колекторния ток ще лежи на правата " $V_{CC} - V_{CC}/R_C$ ", наречена работна права. Това следва от закона на Кирхоф за изходната верига.

$$0 = V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} \Rightarrow I_C = V_{CC} / R_C - V_{CE} / R_C$$

За изборния преди базов ток I_{BA} и за напрежение V_{CCsat} налясно от ограничителната крива по мощност, стойността на колекторният ток е I_{CA} и транзисторът попада в т. нар. *работна точка* А. Тази точка е в активната област и задава dc режима на избрания транзистор.



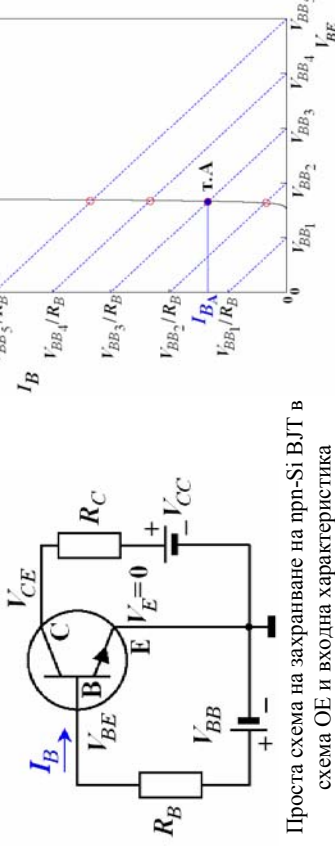
Определяне на работната точка на прп BJT в схема OE

Захранване на транзистора с dc напрежения

Досега считаме, че транзистора е захранен с необходимите dc напрежения, без да уточняваме как. Тук ще разгледаме и този проблем. Използваме простата схема с две захранващи напрежения (на колектора $+V_{CC}$ и на базата $+V_{BB}$) и две съпротивления (R_C и R_B). Първо ще разгледаме входната базова верига, в която е включен източник V_{BB} и съпротивление R_B . Ако $V_{BB} < 0.65 \text{ V}$ (за Si), базата е "запушена" и не протича базов ток I_B . Веднага след "отпушването" се появява ток I_B , който бързо расте с увеличаване на V_{BB} (вж. входната характеристика долу). От закона на Кирхоф следват равенствата

$$0 = V_{BB} - I_B R_B - V_{BE} \quad \text{и} \quad I_B = V_{BB} / R_B - V_{BE} / R_B$$

Нека да изберем напрежение V_{BB3} , за което базата вече не е "запушена", но преходът BE все още не е наситен (т. А) - ток I_{B3} .



Проста схема на захранване на прп-Si BJT в схема OE и входна характеристика

Още за работната точка

Показаната долу фигура ясно описва границите на работната активна област на транзистора в схема OE. Да намерим връзка между V_{CE} и V_{BE} ? От представените досега зависимости следва:

$$I_B R_B = V_{BB} - V_{BE} = \frac{I_C}{\beta} R_B = \frac{1}{\beta} \frac{R_B}{R_C} (V_{CC} - V_{CE})$$

Откъдето може да се изведе следната връзка:

$$V_{CE} = - \frac{\beta R_C}{R_B} V_{BE} + \left[\frac{\beta R_C}{R_B} V_{BE} + V_{CC} \right]$$

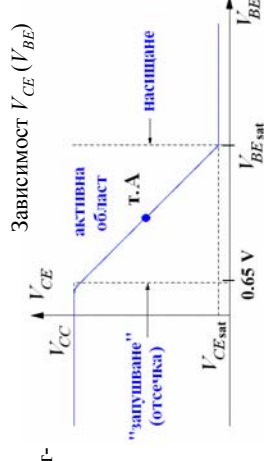
Получената зависимост дава актуалния наклон на работната права на фигурата долу в координати V_{CE} и V_{BE} :

Като се има в предвид, че $V_{BE} \sim 0.65 \text{ V}$, окончателно можем да определим напрежението на базовия източник V_{BB1} , осигуряващ работната точка А, както и напрежението V_{BBsat} , водещ до насищане на транзистора.

$$V_{BB1} = 0.65 \text{ V} + \frac{R_B}{\beta R_C} [V_{CC} - V_{CE_A}]$$

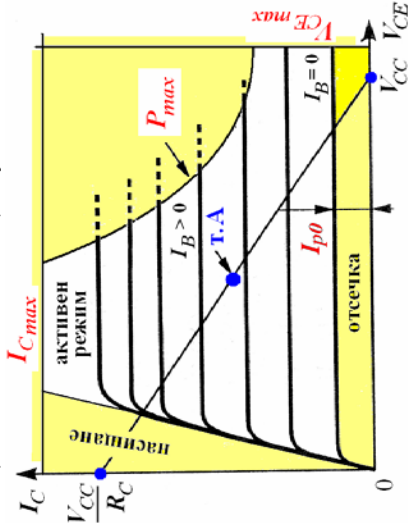
$$V_{BBsat} = 0.65 \text{ V} + \frac{R_B}{\beta R_C} [V_{CC} - V_{CEsat}]$$

$$\text{наклон} = - \frac{\beta R_C}{R_B}$$



Ограничения при захранване на биполарните транзистори

Важно за правилната работа на биполарния транзистор в активен режим е удовлетворяването на всички ограничения по ток, напрежение и мощност при задаване на dc режима. Графичната долу е много показателна за значението на тези ограничения. Най-напред това са ограниченията по силните колекторни токове и напрежения $-I_{Cmax}$ и V_{CEmax} . Те, обаче, не могат да се прилагат едновременно; тук се налага ограничение на колекторната мощност $P_{CEmax} = V_{CEmax} \cdot I_C$ или $V_{CE} \cdot I_{Cmax}$. Накрая, има ограничения за минимално колекторно напрежение ("насищане") и минимален базов ток ("запушване" или отсечка).



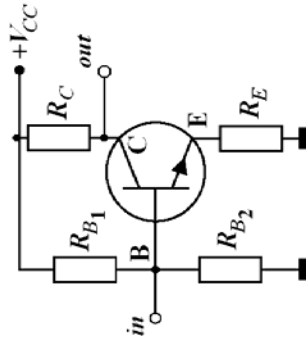
Исходна характеристика на BJT с всички ограничения по ток, напрежение и мощност

Реални схеми на захранване на биполарни транзистори

Най-популярната схема за dc захранване на биполарния транзистор в схема ОЕ в активен режим е показаната на фигурата долу. Тя има две особености, които осигуряват температурната стабилност на базовия потенциал – делителя на напрежение R_{B1} и R_{B2} и съпротивляването R_E , което внася специфична обратна връзка по ток в схемата.

Как работи тази схема? Съпротивлението $R_E \sim 25 \Omega$ е важен елемент от схемата. Нека поради промяна в температурата колекторният ток е нараснал $I_C \uparrow$. Това води до нарастване и на емитерния ток $I_E \uparrow$, и следователно, на пада върху съпротивлението R_E , т.е. $R_E I_E \uparrow$. Ако потенциалът на базата остане постоянен $V_B = \text{const}$, напрежението на прехода EB трябва да намалее, т.е. $V_{BE} \downarrow$. Поради връзката на това напрежение с тока на базата, следва, че базовият ток намалява $I_B \downarrow$, а отток следва намаление на колекторния ток $I_C \downarrow$ (причина $I_C = \beta I_B$). Така можем да установим, че в показаната схема дадена начална температурна промяна на колекторния ток води до еквилибrentна обратна по знак промяна на този ток, т.е. схемата се оказва стабилна по температурни изменения.

Важният проблем е да се осигури стабилността на базовия потенциал V_B в т. В, което става с делителя R_{B1}/R_{B2} , при който R_{B1} задава базовия потенциал, а високоомното съпротивление R_{B2} го стабилизира спрямо замесения емитер. Недостатък на схемата е повишената консумация на ток от източника V_{CC} .

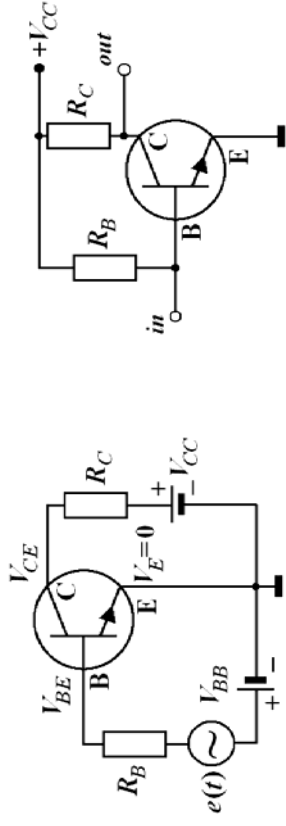


Температурно-стабилизирана схема на захранване на BJT с един източник на напрежение (най-популярната схема)

Реални схеми на захранване на биполарни транзистори

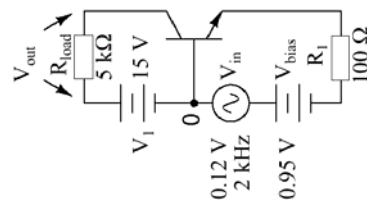
Нека да обсъдим ефективността на схемите за захранване. Най-напред ще използваме вече показаната схема за dc захранване с два източника. Основният е именно двойното захранване, но друг сериозен проблем е температурната зависимост на работната точка на , което е много сериозно ограничение.

Друга популярна схема е тази с един източник. При нея необходимите потенциали на колектора и базата се задават с резисторите R_C и R_B . За тази цел съпротивлението R_C е относително ниско-омно ($\sim$ десетки Ω), а съпротивлението R_B – относително високо-омно ($\sim$ десетки до стотина $k\Omega$). Основният недостатък на тази схема е температурната нестабилност на потенциала на базата, което води до цялостна нестабилност на работата на транзистора в активен режим.

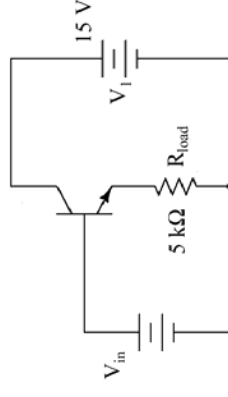


Две схеми за dc захранване на BJT с два и един източник на напрежение

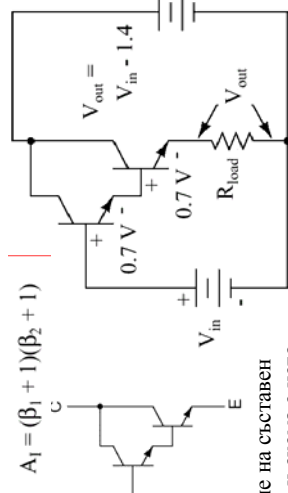
Примери за други схеми на свързване



Пример за схема на свързване ОБ



Пример за схема на свързване ОК (емитерен повторител)



Пример за на използване на съставен (Дарлингтон) транзистор и схема с него

Лекция 11

11.5 Ключов режим на работа на биполярен прп-транзистор в схема "общ емитер". "Отпушен" и "запушен"

транзистор. Физични процеси, влияещи на бързодействието.

Описание на ключовия режим биполярен транзистор

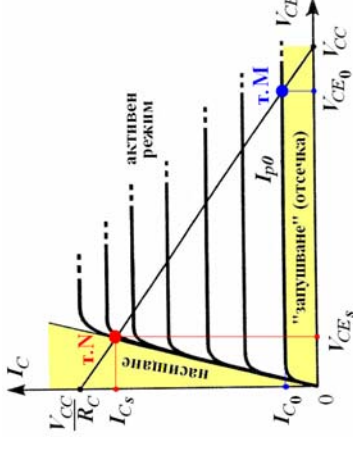
Още веднъж ще разгледаме изходната характеристика на прп транзистор в схема ОЕ, за да определим границите на ключовия режим на транзистора. На фигурата долу е дадена изходната характеристика на прп биполярен транзистор, в който ясно са показани границите на активния режим и областите на "запушване" (отсечка) и "насищане". В таблицата до графика са дадени основните параметри на тези особени точки. **Точка М** отговаря на "запушен" транзистор (двата прехода на транзистора са в обратна посока). Това е режим, който се характеризира високи напрежения на изхода и слаб ток (~ обратния ток в колектора I_{C0}). **Точка N** отговаря на "наситен" транзистор (двата прехода на транзистора са в права посока). Това е режим, който се характеризира ниски напрежения на изхода и силен ток (поради силната инжекция на не-основни носители в базата и от двата прехода).

◆ **т. М (Запушен транзистор)** Параметри:

$$\begin{aligned} V_{EB} < 0; V_{CB} < 0; \text{обратни свързани преходи;} \\ V'_{out} &= V_{CC} - I_{C0} \cdot R_C \equiv V_{CC}; \\ I_C &\equiv I_{C0} = I_{p0} \sim \mu A \\ I_B &\equiv -I_{C0}; \\ I_E &\equiv 0 \end{aligned}$$

◆ **т. N (Отпушен транзистор)** Параметри:

$$\begin{aligned} V_{EB} > 0; V_{CB} > 0; \text{право свързани преходи;} \\ V'_{out} &= V_{CC} - I_{CS} \cdot R_C \equiv U_{CES} \sim 0.1-0.3 V \\ I_C &\equiv I_{CS} \equiv V_{CC}/R_C; \\ I_B &\equiv I_{CS}/\beta_0; \\ I_E &\equiv I_{CS} \end{aligned}$$



Бързодействието на биполярния транзистор

Бързодействието на даден транзистор може да се определи количествено от процесите на натрупване, разсейване и пренасяне на заряди през базата и зареждането на барьерните capacitets (т.е. колко бързо един ВТТ може да се преведе от т. М до т. N и обратно?). Нека на входа (базата) му се подава правоъгълен импулс с продължителност t_i . Долю са показани различните форми на импулсите на базовия и колекторния ток. Приема се, че capacitетa C_{BE} е малък и тока на базата I_B почти повтаря измененията на входния сигнал (с изключение на слабия обратен ток $-I_{C0}$). Обратно, откликът на колекторният ток закъснява с времето $t_d = t_B + \tau_{BC}$, където $t_B = W_B / \lambda_{dB}$ е времето за "прелитане" на електрон през базата с дрейфова скорост v_{dB} , а $\tau_{BC} = r_B \cdot C_{BC}$ е времеконстантата за зареждане на прехода BC.

Характерни времена: (не са в мащаб)

$$t_d = t_i - t_0 \rightarrow \text{време за закъснение на колекторния ток;}$$

$$t_{fin} = t_2 - t_1 \rightarrow \text{времето от отпушване на транзистора}$$

$$\text{през активен режим до насищане (пълно отпушване);}$$

$$\text{тече силен колекторен ток на насищане } I_{CS}; \text{ в B се}$$

$$\text{натрупват не-основни носители}$$

$$t_r = t_3 - t_1 \rightarrow \text{особен режим: слаб базов ток } I_B \sim -I_{C0} \sim 0,$$

$$\text{но силен колекторен ток } I_C \sim I_{CS}; \text{ натрупаните в B не-}$$

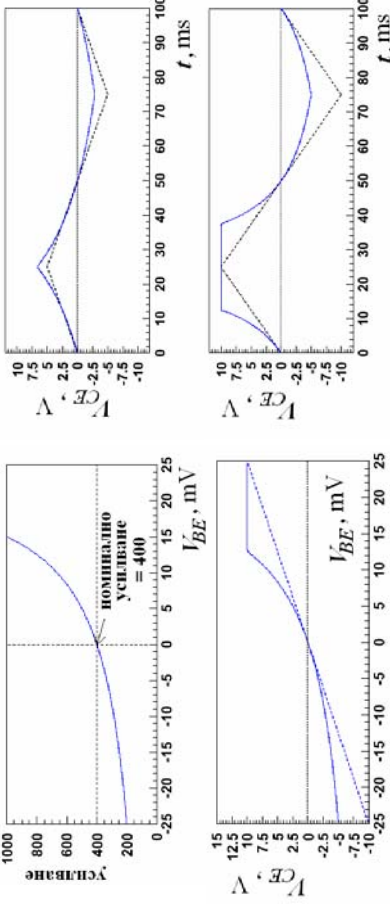
$$\text{основни носители трябва да се разсеят чрез рекомби-}$$

$$\text{нация "електрон-дупка и премиване през C;}$$

$$t_{out} = t_4 - t_3 \rightarrow \text{времето от пълно отпушване (насища-}$$

$$\text{не) на транзистора през активен режим до запушване}$$

(вж. коментар на другата страница)



Промяна на фронтите и насищане на "платото" на импулси

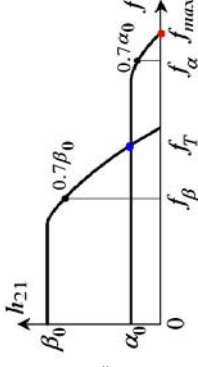
От предишната страница се вижда, че бързодействието на транзистора влияе на фронтите на бързи импулси. Ако $t_{in} = t_d + \tau_{in}$ е предният фронт, а $t_{out} = t_r + \tau_{out}$ е задният фронт на изходния импулс, може да се покаже, че $t_{out} > t_{in}$, т.е. бързодействието се определя от отклика на задния фронт (ако дойде нов импулс, транзисторът няма да реагира). Друг проблем е нелинейността на усиляването и възможността да се ограничават силни сигнали. На фигурите долу е показана зависимостта на усиляването от V_{BE} и отклика на изходния сигнал V_{CE} за слаб и силен входен сигнал (прекалено усиляване на отрицателни сигнали и ограничаване на амплитудата на силни положителни сигнали на входа).

Лекция 11

11.6 Честотни свойства на биполярните транзистори. Гранични честоти в схема "общ емитер" и "обща база". Хетеропреходен НВТ транзистор. Спин нано-транзистор

Честотни свойства на биполярния транзистор

Важен въпрос за високо-честотните приложения на биполярния транзистор са неговите честотни свойства. Те най-добре могат да се илюстрират с графиката на зависимостта на h_{21} - параметъра (коэффициент на усиление по ток; $h_{21} = \beta_0$ (~ 50-300) в схема ОЕ и $h_{21} = \alpha_0$ (~ 0.95) в схема ОБ. На нива $0.707\beta_0$ и $0.707\alpha_0$ могат да се определят честотите на нормално използване на ВJT в схеми ОЕ и ОБ ($f_\beta < f_\alpha$). Друга двойка характерни честоти са: f_T - честотата, при която $\beta_0 = 1$ (гранична за използване на ВJT в схема ОЕ) и f_{max} - честотата, при която $\alpha_0 \sim 0$ (гранична за използване на ВJT в схема ОБ и изобщо като активно устройство). Отстрани е показан израз да оценка на транзитивната честота f_T , където t_B и t_C са времената за преместване на електрони през базата и активната част на колектора, а τ_{EB} и τ_{BC} са времеконстантите на преходите ЕВ и ВС. Основен принос имат величините, означени с ↑. Към честотните ограничения трябва да се прибавят и ограниченията по мощност и шум. Долу са показани две емпирични формули за максималната мощност P_{max} и коефициентът на шум F на ВJT.



$$f_\beta < f_T < f_\alpha < f_{max}$$

$$1/f_T = t_\Sigma \approx \tau_{EB} + t_B + \tau_{BC} + t_{C\alpha}$$

$$\tau_{EB} = C_{EB} v_E \downarrow$$

$$t_B = W_C / v_{dB} \uparrow$$

$$\tau_{BC} = C_{BC} (v_C + v_B) \uparrow$$

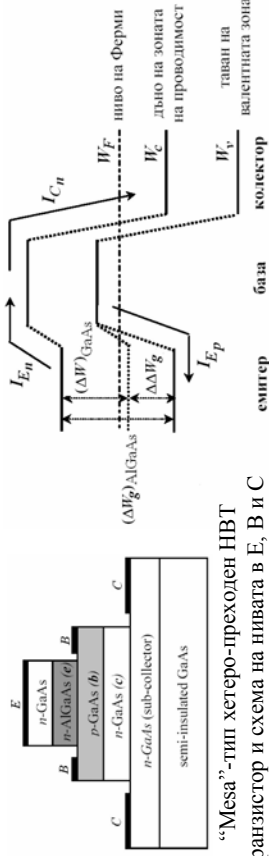
$$t_{C\alpha} = W_C / v_{d\beta} \downarrow$$

$$P_{max} f^2 = \text{const} \quad F = 1 + \text{const} \times f^2$$

Хетеро-преходни НВТ транзистори

От предишната страница се вижда, че честотните свойства на ВJT са доста ограничени. Транзитивната честота f_T е ограничена главно от относително високата времеконстанта τ_{BC} на прехода ВС, както и крайното време за "прелитане" на електроните през базата t_B . Теоретично тази честота е до 22 GHz за GaAs, но практически е ограничена до ~ 3-4 GHz.

Съществено повишаване на граничните честоти на биполярни структури днес се постига чрез хетеро-преходните транзистори (НВТ – Heterojunction Bipolar Transistors), получени по епитаксиална технология. Характерното за НВТ е, че емитерът се изработва от ПП с по-широка забранена зона от този на базата. Пример, Е: n-AlGaAs, $\Delta W_G = 1.72$ eV; В: p-GaAs, $\Delta W_G = 1.42$ eV. Така се появява допълнителна потенциална бариера $\Delta W_G = 0.3$ eV за дупките, но не и за електроните. От гледна точка на транспорта на носители през прехода ЕВ това означава силно затруднена инжекция на дупки към емитера и много по-силна инжекция на електрони в базата. Така в НВТ има много по-висока ефективност на инжекция на бързи електрони в базата, а бавни дупки са практически "замразени".



"Меза"-тип хетеро-преходен НВТ транзистор и схема на нивата в Е, В и С

Хетеро-преходни НВТ транзистори

Как се отразява тази структурна особеност върху бързодействието на НВТ? Нека да запишем израз за коефициента на усиление по ток β в НВТ при свързване "общ емитер". Той е по-малък от максималния β_{max} , който се определя от отношението на инжекционните токове на електрони и дупки откъм емитера при пренебрегване на рекомбинацията в базата

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} < \beta_{max} = \frac{I_{En}}{I_{Ep}} \approx \frac{n_E}{p_B} \frac{v_{Bn}}{v_{Bp}} e^{\frac{\Delta W_g}{kT}}$$

където v_{Bn} и v_{Bp} са дрейфовите скорости на електроните в базата и на дупките в емитера (фиксиранни величини за GaAs), n_E и p_B са концентрациите на електрони в емитера и на дупки в базата.

При обикновените ВJT липсва експоненциалния множител и β_{max} може да расте, само ако се увеличи n_E и намалява p_B чрез контролиране на нивото на легиране на Е и В ($n \cdot p$). В резултат на това, честотните свойства на ВJT са силно ограничени, защото се повишава бариерния капацитет $C_{EB} \sim \sqrt{n_E}$ и расте обемното съпротивление на базата $r_B \sim 1/p_B$. Наличието на експоненциалния множител $\exp(\Delta W_g / kT)$ при НВТ ($\Delta W_g \gg kT$) е причина β_{max} да се повиши значително. Нещо повече, намаленото влияние на отношението n_E/p_B при НВТ позволява да се намали нивото на легиране в емитера (за да се намали C_{EB}) и леко да се увеличи нивото на легиране в базата (за да се намали r_B). Така честотните ограничения и нивото на шума в биполярните транзистори рязко се редуцират и транзитивната честота f_T на съвременните НВТ лесно надхвърля 150 GHz. Като известен недостатък на НВТ е малката периферия на емитера и ниската изходна мощност, но проблемите са преодолявани чрез използване на многоемитерни преходи.

Един такъв пример е т. нар. *спин транзистор*. Спин транзисторът принадлежи на групата

Принципна схема на спиновия биполярен нано-транзистор, както е представен в публикуван патент