

## Частотные свойства биполярных транзисторов

Рассмотрим работу транзистора в малосигнальном режиме (рис. 1).

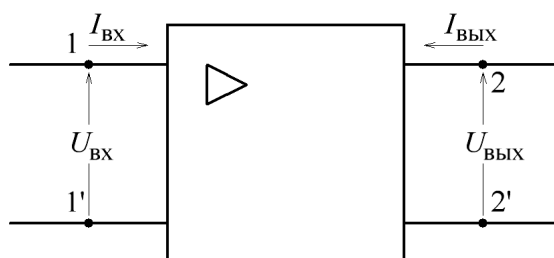


Рис. 1

В этом режиме связь между комплексными амплитудами токов и напряжений на каждой частоте на зажимах описывается системой из 4 комплексных параметров, например имеющих размерности проводимостей:

$$\begin{aligned} I_{\text{ВХ}} &= y_{11} U_{\text{ВХ}} + y_{12} U_{\text{ВЫХ}} \\ I_{\text{ВЫХ}} &= y_{21} U_{\text{ВХ}} + y_{22} U_{\text{ВЫХ}} \end{aligned}$$

Проводимость прямой передачи чаще всего записывается через модуль и фазу:

$$y_{21}(jf) = y_{21}(f) e^{j\varphi_{21}(f)},$$

где  $y_{21}(f) = S(f)$  – модуль крутизны,  $\varphi_{21}(f)$  – его фазовая функция.

Остальные параметры как правило записываются через мнимую и вещественную части:

$$\begin{aligned} y_{11}(jf) &= g_{11}(f) + jb_{11}(f), \\ y_{12}(jf) &= g_{12}(f) + jb_{12}(f), \\ y_{22}(jf) &= g_{22}(f) + jb_{22}(f). \end{aligned}$$

Оценим комплексные малосигнальные параметры на основе физической эквивалентной схемы транзистора. Как известно биполярный транзистор можно представить в виде двух сильно взаимодействующих  $p$ - $n$ -переходов (рис. 2).

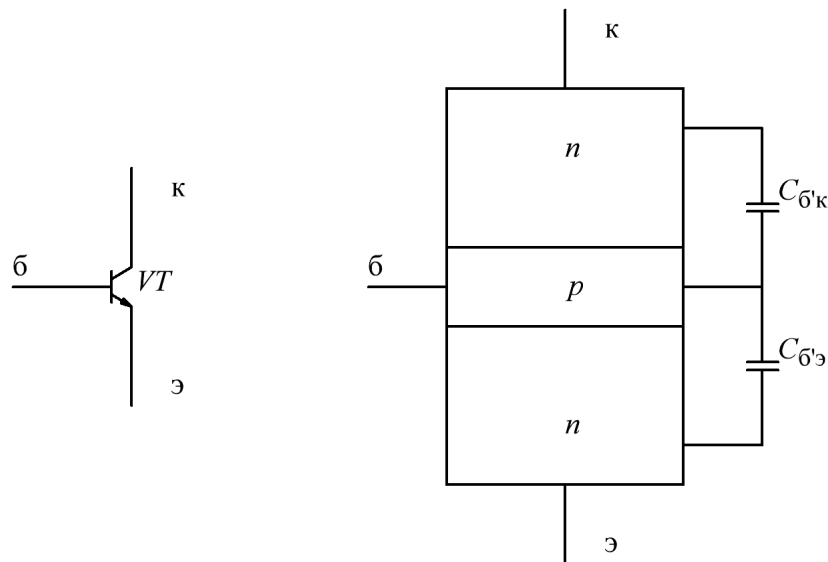


Рис. 2

В активном режиме работы один из них (переход база-эмиттер) смещен в прямом направлении, а другой (переход коллектор-база) – в обратном. Прямосмещенный переход характеризуется своей динамической проводимостью и диффузионной емкостью. Переход, смещенный в обратном направлении обладает малой проводимостью и барьерной емкостью. Учитывая резистивное сопротивление базовой области получаем физическую эквивалентную схему транзистора для включения ОЭ (рис. 3).

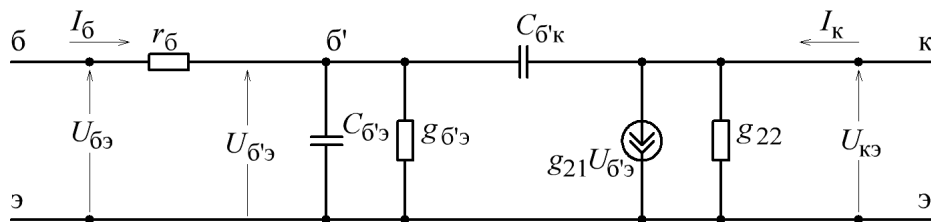


Рис. 3

На постоянном токе вблизи рабочей точки  $I_k = g_{21} U_{бэ}$ . С учетом того,

что  $g_{б'э} = \frac{I_{к0}}{\beta U_T}$  и  $g_{21} = \frac{I_{к0}}{m U_T}$ , получаем  $I_k = U_{бэ} \frac{g_{б'э} \beta_0}{m} = U_{б'э} g_{б'э} \beta_0$ .

Как следует из эквивалентной схемы частотная зависимость малосигнальных параметров обусловлена двумя факторами:

- диффузионной емкостью  $C_{б'э}$ , образующую совместно с проводимостями фильтр нижних частот;
- барьерной емкостью  $C_{б'к}$ , которую можно рассматривать как элемент внутритранзисторной обратной связи.

Линейность цепи позволяет рассматривать эти факторы независимо.

Рассмотрим сначала влияние емкости перехода база-эмиттер. Передачу сигнала можно рассматривать как двухэтапный процесс. Сначала входное напряжение или входной ток в зависимости от вида источника сигнала преобразуется инерционной цепью в напряжение  $U_{б'э}$ , затем напряжение  $U_{б'э}$  уже безынерционно преобразуется в выходной коллекторный ток.

Пусть источником сигнала является генератор тока (рис. 4).

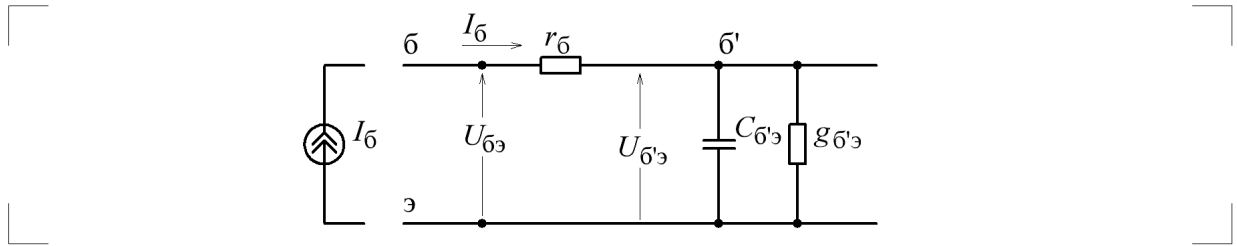


Рис. 4

Тогда

$$U_{б'э} = I_б \frac{1}{g_{б'э} + j 2 \pi f C_{б'э}} \quad \text{и} \quad I_к = I_б \frac{1}{g_{б'э} + j 2 \pi f C_{б'э}} g_{б'э} \beta_0 = I_б \beta(jf) ,$$

$$\text{где} \quad \beta(jf) = \frac{I_к(jf)}{I_б(jf)} = \frac{\beta_0}{1 + j 2 \pi f \frac{C_{б'э}}{g_{б'э}}} .$$

Учитывая, что отношение емкости к проводимости в знаменателе последнего соотношения имеет размерность проводимости, и вводя обозначения

$$\frac{C_{б'э}}{g_{б'э}} = \tau_{б'э} = \tau_\beta = \frac{1}{2 \pi f_\beta} , \quad \text{получаем} \quad \beta(jf) = \frac{\beta_0}{1 + j f / f_\beta} .$$

Это выражение описывает частотную зависимость коэффициента передачи тока. Его модуль

$$\beta(f) = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f / f_\beta)^2}} .$$

График этой функции приведен на рис. 5.

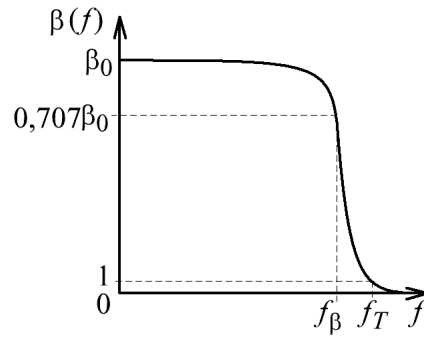


Рис. 5

Частота среза  $f_\beta$  соответствует уменьшению модуля коэффициента передачи тока в  $\sqrt{2}$  раз и равна  $f_\beta = \frac{g_{\delta'\varepsilon}}{2\pi C_{\delta'\varepsilon}}$ . Граничная частота коэффициента передачи тока  $f_T$  соответствует его единичному значению  $\beta(f_T) = 1$ .

При  $f \geq f_\beta$  справедлива аппроксимация  $\beta(f) \approx \frac{\beta_0}{f/f_\beta}$ , и из условия

$$1 = \frac{\beta_0}{f/f_\beta} \text{ следует соотношение } f_T = \beta_0 f_\beta.$$

Пусть теперь источником сигнала является генератор ЭДС (рис. 6).

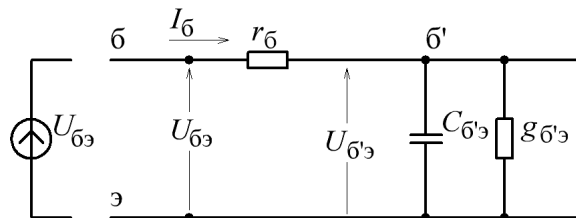


Рис. 6

В этом случае на постоянном токе  $U_{\delta'\varepsilon} = U_{\text{бэ}} \frac{1/g_{\delta'\varepsilon}}{r_{\delta} + 1/g_{\delta'\varepsilon}} = U_{\text{бэ}} \frac{1}{1 + r_{\delta} g_{\delta'\varepsilon}}$

$$\text{и } g_{21} = S(0) = \frac{I_{\text{к}}}{U_{\text{бэ}}} \cdot \frac{\beta g_{\delta'\varepsilon}}{1 + r_{\delta} g_{\delta'\varepsilon}}.$$

В общем виде

$$U_{\delta'\varepsilon} = U_{\text{бэ}} \frac{1/(g_{\delta'\varepsilon} + j2\pi f g_{\delta'\varepsilon})}{r_{\delta} + 1/(g_{\delta'\varepsilon} + j2\pi f g_{\delta'\varepsilon})} = U_{\text{бэ}} \frac{1}{1 + r_{\delta} g_{\delta'\varepsilon} + j2\pi f r_{\delta} C_{\delta'\varepsilon}} \quad \text{и}$$

$$S(jf) = \frac{\beta g_{\bar{\delta}'3}}{1 + r_{\bar{\delta}} g_{\bar{\delta}'3} + j 2\pi f r_{\bar{\delta}} C_{\bar{\delta}'3}} .$$

Делим числитель и знаменатель на  $1 + r_{\bar{\delta}} g_{\bar{\delta}'3}$ . В результате получаем

$$S(jf) = \frac{S(0)}{1 + j 2\pi f C_{\bar{\delta}'3} (r_{\bar{\delta}} \| 1/g_{\bar{\delta}'3})} .$$

При рабочих токах коллектора порядка 10 мА  $1/g_{\bar{\delta}'3} = 263 \text{ Ом}$ , а  $r_{\bar{\delta}} = 3 \dots 15 \text{ Ом}$ . На основании этого последнее соотношение можно упростить

$$S(jf) = \frac{S(0)}{1 + j 2\pi f r_{\bar{\delta}} C_{\bar{\delta}'3}} .$$

Вводя постоянную времени  $\tau_S = r_{\bar{\delta}} C_{\bar{\delta}'3}$  и частоту среза по крутизне  $f_S = 1/(2\pi \tau_S)$ , получаем частотную зависимость крутизны

$$S(jf) = \frac{S(0)}{1 + jf/f_S} \text{ и ее модуль } S(f) = \frac{S(0)}{\sqrt{1 + (f/f_S)^2}} .$$

Частотная зависимость модуля крутизны приведена на рис. 7.

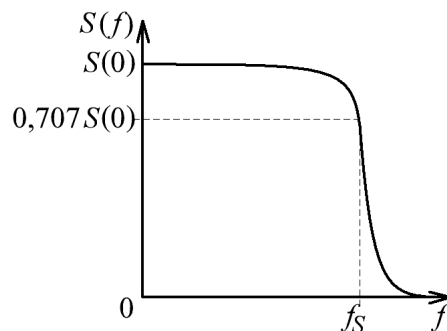


Рис. 7

Сравним частоты среза по коэффициенту передачи тока и крутизне

$$f_S = 1/(2\pi r_{\bar{\delta}} C_{\bar{\delta}'3}) , \quad f_{\beta} = \frac{g_{\bar{\delta}'3}}{2\pi C_{\bar{\delta}'3}} . \text{ Учитывая, что } r_{\bar{\delta}} \ll 1/g_{\bar{\delta}'3} \text{ получаем}$$

$f_S \gg f_{\beta}$ . Отсюда следует важный для практики вывод: на высоких частотах следует уменьшать собственное сопротивление источника сигнала и  $r_{\bar{\delta}}$ .

Влияние емкости  $C_{\bar{\delta}'к}$  в схеме ОЭ проявляется в основном в виде эффекта Миллера – увеличения входной емкости в  $K + 1$  раз, где  $K$  – коэффициент усиления по напряжению. Эта емкость совместно с сопротивлением источника сигнала образует фильтр нижних частот, ограничивающий передачу высоких частот. С этой точки зрения сопротивление источника сигнала также следует вы-

бирать минимально возможным. Следует учитывать, что даже если сопротивление источника сигнала равно нулю, в цепи источника оказывается включенным сопротивление базовой области  $r_{\zeta}$ .

На практике совокупный эффект действия всех инерционных цепей каскада оценивается имитационным моделированием в частотной области в линейном приближении или во временной области при подаче на вход тестовых импульсных сигналов.