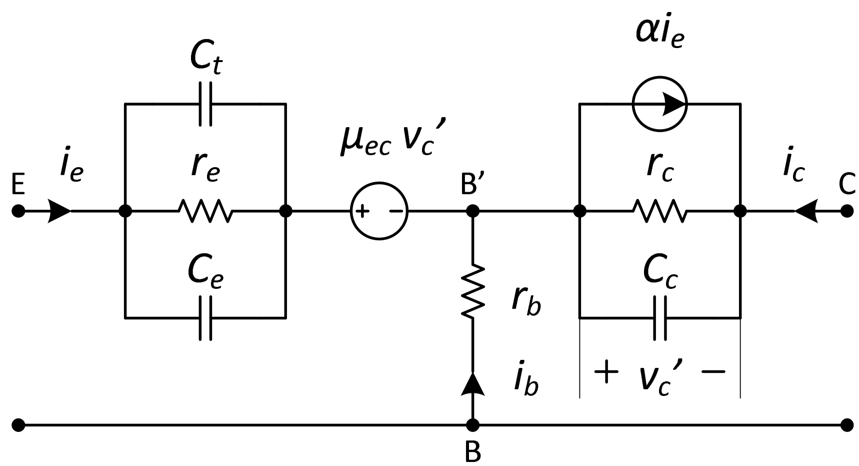
BIPOLARNI TRANZISTOR NA VISOKIM UČESTANOSTIMA

S obzirom da se za analizu malih signala u okolini mirne radne tačke koristi hibridni π-četvoropol, on se izvodi iz ekvivalentnog T-četvoropola, čiji se elementi dobijaju rešavanjem difuzione jednačine koja opisuje fiziku rada tranzistora.

Ekvivalentni T-četvoropol (Early-jev ekvivalentni model tranzistora za spregu sa zajedničkom bazom) se koristi pod sledećim uslovima:

- u direktom aktivnom režimu rada tranzistora
- u okolini mirne radne tačke
- u režimu malih signala.



Elementi ovog ekvivalentnog T-četvoropola su:

$r_e =$ dinamička otpornost direktno polarisanog emiter-baza spoja:

$$r_e = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} = \frac{V_T}{I_{EQ}} = \frac{kT}{qI_{EQ}}$$

$r_b =$ omska otpornost tela poluprovodničke baze:

$$r_b = 10..50\ \Omega \text{ tipično}$$

$r_c =$ dinamička otpornost inverzno polarisanog kolektor-baza spoja se javlja kao posledica promene širine baze usled Early-jevog efekta koji opisuje uticaj modulacije širine baze na ulazno kolo, tj. emiter-baza spoj:

$$r_c = \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

C_t = kapacitivnost oblasti prostornog tovara direktno polarisanog emiter-baza spoja.

C_e = difuziona kapacitivnost direktno polarisanog emiter-baza spoja:

$$C_e = \frac{\partial Q_B}{\partial v_{BE}} = \frac{\partial Q_B}{\partial I_E} \cdot \frac{\partial I_E}{\partial v_{BE}} = \frac{1}{\omega_\alpha r_e}$$

ω_α = granična učestanost koeficijenta strujnog pojačanja α za spregu sa zajedničkom bazom, tj. učestanost na kojoj strujno pojačanje pada za $\sqrt{2}$, odnosno 3 dB (objašnjeno u daljem tekstu):

$$\omega_\alpha = \frac{1}{r_e C_e}$$

C_c = kapacitivnost oblasti prostornog tovara inverzno polarisanog kolektor-baza spoja.

$\mu_{ec} v_c'$ = naponski generator koji zavisi od napona kolektor-baza usled modulacije širine baze (Early-jev efekat).

i_b = bazna struja u režimu malih signala
i_c = kolektorska struja u režimu malih signala
i_e = emiterska struja u režimu malih signala

α = koeficijent strujnog pojačanja je jedini parameter u modelu koji zavisi od učestanosti, definisan za spregu sa zajedničkom bazom i kratko spojenim kolektorskim kolom:

$$\alpha = \alpha_0 \frac{e^{-jm\frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}}$$

gde je:
$m = 0.4$ (eksperimentalno određeno za Si)

α_0 = koeficijent strujnog pojačanja u mirnoj radnoj tački za jednosmerne struje polarizacije:

$$\alpha_0 = \frac{I_{CQ}}{I_{EQ}}$$

$e^{-jm\frac{\omega}{\omega_\alpha}}$ = idealna funkcija kašnjenja

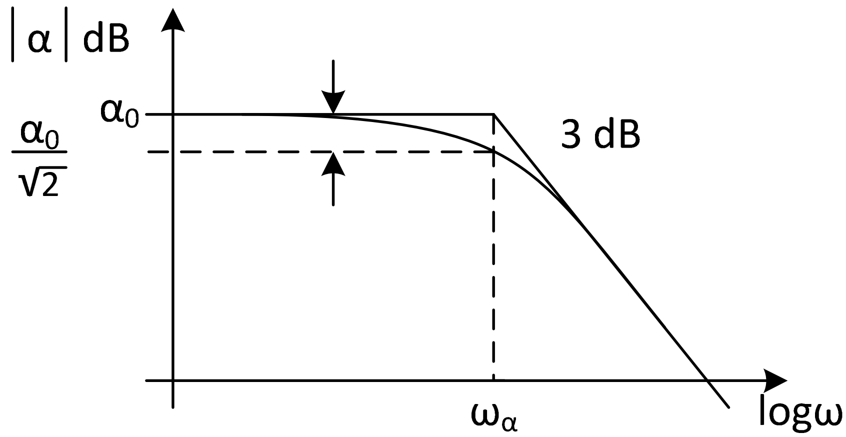
αi_e = strujni generator koji predstavlja proces prelaska slobodnih nosilaca iz emitora u kolektor.

Strujno pojačanje α na učestanosti ω_α je:

$$\alpha(\omega = \omega_\alpha) = \alpha_0 \frac{e^{-jm\frac{\omega_\alpha}{\omega_\alpha}}}{1 + j\frac{\omega_\alpha}{\omega_\alpha}} = \alpha_0 \frac{e^{-jm}}{1 + j}$$

$$|\alpha(\omega = \omega_\alpha)| = \left|\alpha_0 \frac{e^{-jm}}{1+j}\right| = \left|\alpha_0 \frac{\cos(m) - j\sin(m)}{1+j}\right| = \alpha_0 \frac{\sqrt{\cos^2(m) + \sin^2(m)}}{\sqrt{1^2 + 1^2}} = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}$$
$$|\alpha(\omega = \omega_\alpha)|[dB] = 20\log\alpha_0 - 3dB$$

Bodeova linearna segmentna aproksimacija koeficijenta strujnog pojačanja α je prikazana na narednom dijagramu sa odstupanjem od 3dB u odnosu na realnu karakteristiku (krivu ispod).



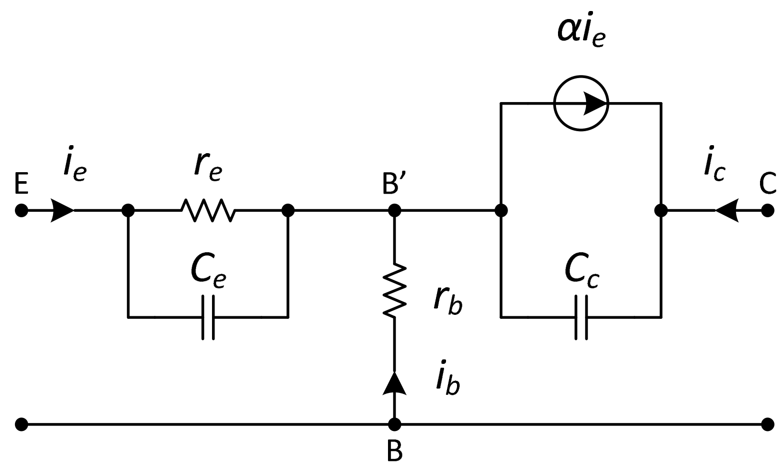
Od ovakvog ekvivalentnog T-četvoropola se pravi ekvivalentan π-četvoropol uz odgovarajuće aproksimacije:

1. S obzirom da se radi o visokim učestanostima (više od 100 kHz), važi:
$$r_c \sim 100k\Omega \gg \frac{1}{j\omega C_c}$$
tako da se paralelna veza r_c i C_c svodi samo na C_c, odnosno:
$$r_c \left\| \frac{1}{j\omega C_c} \right. \sim \frac{1}{j\omega C_c}$$

2. S obzirom da se bipolarni tranzistor nalazi u direktnom aktivnom režimu, važi:
$$C_e \gg C_t$$
tako da se paralelna veza C_e i C_t svodi samo na C_e, odnosno:
$$\frac{1}{j\omega C_e} \left\| \frac{1}{j\omega C_t} \right. \sim \frac{1}{j\omega C_e}$$

3. S obzirom da se pojačavaju mali signali, moguće je zanemariti uticaj modulacije širine baze:
$$\mu_{ec} v_c' \approx 0$$

Na osnovu napred navedenih aproksimacija se dobija uprošćen model ekvivalentnog T-četvoropola (Early-jevog modela bipolarnog tranzistora za spregu sa zajedničkom bazom):

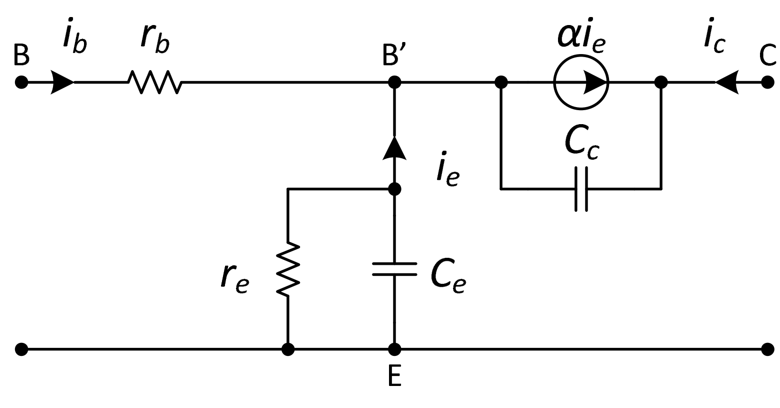


Na visokim učestanostima pojačanje pada zbog parazitnih kapacitivnosti.
Takođe, pojačavač u sprezi sa zajedničkom bazom ima malu ulaznu otpornost:

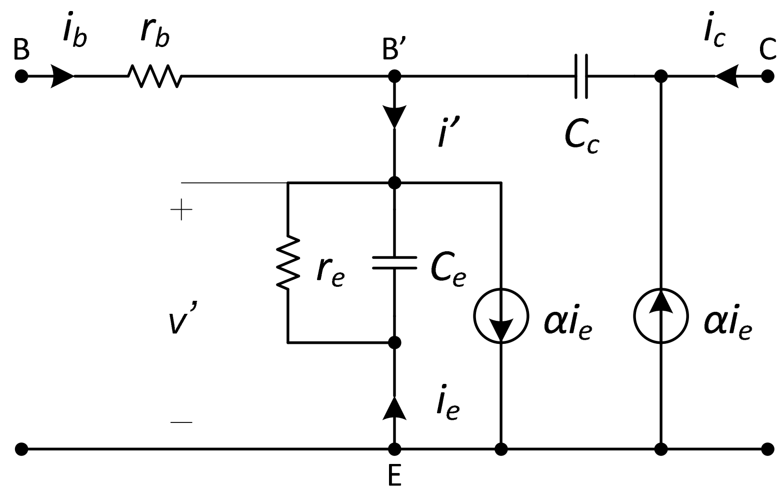
$$r_e = \frac{V_T}{I_{EQ}} = \frac{r_\pi}{1 + g_m r_\pi} \approx \frac{r_\pi}{\beta_0} = \frac{1}{g_m}$$

Za razliku od njega, pojačavač u sprezi sa zajedničkim emiterom ima β_0 veću ulaznu otpornost r_π.

Od ekvivalentnog modela tranzistora za pojačavač u sprezi sa zajedničkom bazom je moguće napraviti ekvivalentni model tranzistora za pojačavač u sprezi sa zajedničkim emiterom:



Ništa se neće promeniti u prethodnom elektronskom kolu ako se strujni izvor pretvori u dva redno vezana strujna izvora sa srednjom tačkom povezanom na emiter.



U narednim koracima se ulazni deo kola uprošćava uvođenjem ekvivalentne impedanse Z':

$$i' + i_e = \alpha i_e$$
$$i' = \alpha i_e - i_e = (\alpha - 1) i_e$$
$$i_e = \frac{i'}{\alpha - 1}$$
$$v' = -Z_e i_e = Z' i'$$
$$Z' = -Z_e \frac{i_e}{i'} = -Z_e \frac{1}{\alpha - 1} = \frac{Z_e}{1 - \alpha}$$
$$Z_e = r_e \left\| \frac{1}{j\omega C_e} \right. = \frac{r_e \dfrac{1}{j\omega C_e}}{r_e + \dfrac{1}{j\omega C_e}} = \frac{r_e}{1 + j\omega r_e C_e} = \frac{r_e}{1 + j\dfrac{\omega}{\dfrac{1}{r_e C_e}}}$$
$$Z_e = \frac{r_e}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_\alpha}}$$
$$Z' = \frac{Z_e}{1 - \alpha} = \frac{\dfrac{r_e}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 - \alpha_0 \dfrac{e^{-jm\frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_\alpha}}} = \frac{r_e}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_\alpha} - \alpha_0 e^{-jm\frac{\omega}{\omega_\alpha}}}$$

S obzirom da je ω_α jako visoka učestanost na kojoj ne očekujemo da tranzistor radi, može se smatrati da je:

$$e^{-jm\frac{\omega}{\omega_\alpha}} \cong 1 - jm\frac{\omega}{\omega_\alpha}$$

tako da se Z' pojednostavljuje:

$$Z' \cong \frac{r_e}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_\alpha} - \alpha_0 \left(1 - jm\dfrac{\omega}{\omega_\alpha}\right)} = \frac{r_e}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_\alpha} - \alpha_0 + jm\alpha_0 \dfrac{\omega}{\omega_\alpha}} = \frac{r_e}{1 - \alpha_0 + j\dfrac{\omega}{\omega_\alpha}(1 + m\alpha_0)}$$

$$Z' = \frac{\frac{r_e}{1-\alpha_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}\cdot\frac{1+\ m\alpha_0}{1-\alpha_0}} = \frac{\frac{r_e}{1-\alpha_0}}{1 + j\frac{\omega}{\frac{\omega_\alpha}{1+\ m\alpha_0}}\cdot\frac{1}{1-\alpha_0}} = \frac{\frac{r_e}{1-\alpha_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_T}\cdot\frac{1}{1-\alpha_0}}$$

Z' se dodatno pojednostavljuje uvođenjem pomoćne učestanosti ω_T:

$$\omega_T = \frac{\omega_\alpha}{1+\ m\alpha_0}$$

S obzirom da izraz za Z' oblikom podseća na paralelnu vezu otpornika i kondenzatora, tako će i biti predstavljen:

$$Z' = r_\pi \left\| \frac{1}{j\omega C_\pi} \right. = \frac{r_\pi \frac{1}{j\omega C_\pi}}{r_\pi + \frac{1}{j\omega C_\pi}} = \frac{r_\pi}{1 + j\omega r_\pi C_\pi}$$

Izjednačavanjem prethodna dva izraza za Z' se dobija:

$$r_\pi = \frac{r_e}{1-\alpha_0}$$

$$r_\pi C_\pi = \frac{1}{\omega_T(1-\alpha_0)}$$

$$C_\pi = \frac{1}{r_\pi \omega_T (1-\alpha_0)} = \frac{1}{\frac{r_e}{1-\alpha_0}\omega_T(1-\alpha_0)}$$

$$C_\pi = \frac{1}{r_e \omega_T}$$

Takođe je moguće eliminisati emitersku struju i_e iz strujnog izvora, na osnovu:

$$g_m v' = -\alpha i_e$$

$$v' = Z' i' = -Z_e i_e$$

$$-g_m Z_e i_e = -\alpha i_e$$

$$g_m = \frac{\alpha}{Z_e} = \frac{\alpha_0 \frac{e^{-jm\frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{\frac{r_e}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}}} = \frac{\alpha_0}{r_e} e^{-jm\frac{\omega}{\omega_\alpha}}$$

$$g_m \cong \frac{\alpha_0}{r_e}$$

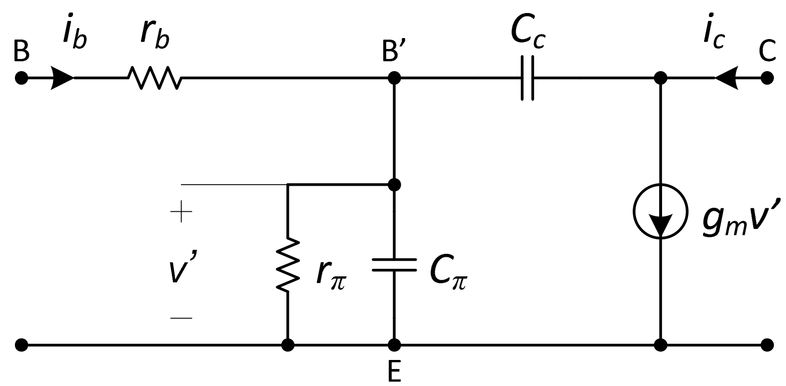
Zanemarivanje promene faze $e^{-jm\frac{\omega}{\omega_\alpha}}$ nema uticaja na moduo g_m, ali omogućava da transkonduktansa g_m ne zavisi od učestanosti:

$$g_m = \frac{\alpha_0}{r_e} = \frac{\frac{I_{CQ}}{I_{EQ}}}{\frac{V_T}{I_{EQ}}} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

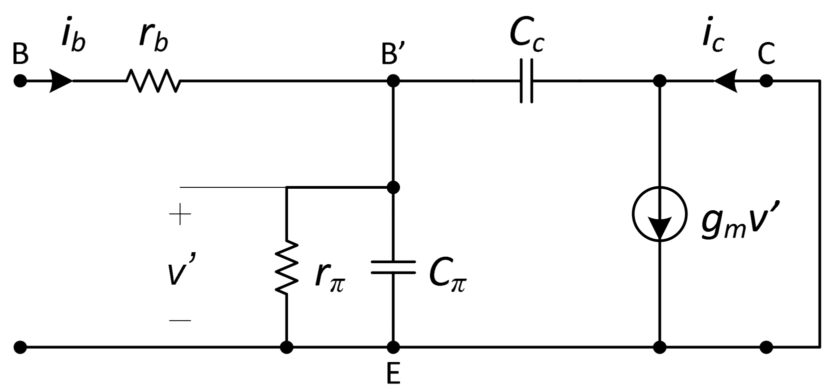
$$g_m = \frac{\alpha_0}{r_e} = \frac{\frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}}{\frac{r_e}{1-\alpha_0}}$$

$$g_m = \frac{\beta_0}{r_\pi}$$

Na ovaj način se dobija hibridni π-četvoropol koji ima sve parametre nezavisne od učestanosti:



Veza između pojedinih učestanosti se dobije izračunavanjem strujnog pojačanja A_s pojačavača u sprezi sa zajedničkim emiterom i kratko spojenim kolektorom na emiter.



$$A_s = \frac{i_c}{i_b}$$

$$i_b = \frac{v'}{r_\pi \left\| \frac{1}{j\omega C_\pi} \right.} + \frac{v'}{\frac{1}{j\omega C_c}} = v' \left[\frac{1}{\frac{r_\pi}{1 + j\omega r_\pi C_\pi}} + j\omega C_c \right] = v' \left[\frac{1 + j\omega r_\pi C_\pi}{r_\pi} + j\omega C_c \right]$$

$$i_b = v' \frac{1 + j\omega r_\pi (C_\pi + C_c)}{r_\pi}$$

$$g_m v' = \frac{v'}{\frac{1}{j\omega C_c}} + i_c = j\omega C_c v' + i_c$$

$$i_c = (g_m - j\omega C_c) v'$$

Imajući u vidu da je u realnim kolima $g_m \gg j\omega C_c$:

$$i_c \approx g_m v'$$

$$i_b = v' \frac{1 + j\omega r_\pi (C_\pi + C_c)}{r_\pi}$$

$$A_s = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_m v'}{v' \frac{1 + j\omega r_\pi (C_\pi + C_c)}{r_\pi}} = \frac{g_m r_\pi}{1 + j\omega r_\pi (C_\pi + C_c)}$$

S obzirom da je $C_\pi \gg C_c$:

$$A_s = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega r_\pi C_\pi} = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega}{\frac{1}{r_\pi C_\pi}}}$$

$$A_s = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\beta}}$$

$$\omega_\beta = \frac{1}{r_\pi C_\pi} = \frac{1}{\frac{r_e}{1 - \alpha_0}\frac{1}{r_e \omega_T}}$$

$$\omega_\beta = \omega_T (1 - \alpha_0)$$

Imajući u vidu da je koeficijent strujnog pojačanja na niskim učestanostima β_o:

$$\beta_o = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \cong \frac{1}{1 - \alpha_0}$$

$$\omega_\beta = \frac{\omega_T}{\beta_o}$$

Strujno pojačanje A_s na učestanosti ω_β je za 3dB manje nego u propusnom opsegu na nižim učestanostima:

$$A_s(\omega = \omega_\beta) = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega_\beta}{\omega_\beta}} = \frac{\beta_0}{1 + j}$$

$$|A_s(\omega = \omega_\beta)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$$

$$A_s(\omega = \omega_\beta)[dB] = 20 \log \beta_0 - 3dB$$

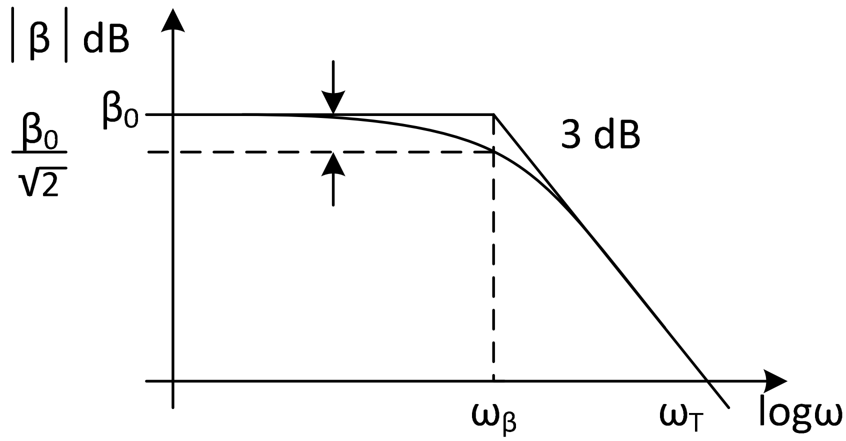
Strujno pojačanje A_s na učestanosti ω_T je 0dB:

$$A_s(\omega = \omega_T) = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega_T}{\omega_\beta}} = \frac{\beta_0}{1 + j\beta_0}$$

$$|A_s(\omega = \omega_T)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + {\beta_0}^2}} \approx \frac{\beta_0}{\sqrt{{\beta_0}^2}} = \frac{\beta_0}{\beta_0} = 1$$

$$A_s(\omega = \omega_T)[dB] = 20 \log 1 = 0dB$$

Bodeova linearna segmentna aproksimacija koeficijenta strujnog pojačanja β je prikazana na narednom dijagramu sa odstupanjem od 3dB u odnosu na realnu karakteristiku (krivu ispod).



Strujno pojačanje A_s na učestanostima $\omega \gg \omega_\beta$ je:

$$A_s(\omega \gg \omega_\beta) = \frac{\beta_0}{1 + j\,\dfrac{\omega}{\omega_\beta}} \cong \frac{\beta_0}{j\,\dfrac{\omega}{\omega_\beta}} = -j\,\frac{\beta_0 \omega_\beta}{\omega}$$

$$A_s(\omega \gg \omega_\beta) \cong -j\,\frac{\omega_T}{\omega}$$

Strujno pojačanje A_s je manje od 1 na učestanostima većim od ω_T, tako da je kolektorska struja manja od bazne struje i tu nema smisla koristiti bipolarni tranzistor kao strujni pojačavač.

Međusobna zavisnost svih karakterističnih učestanosti je:

$$\omega_\alpha = \omega_T(1 + m\alpha_0)$$
$$\omega_T = \beta_o \omega_\beta$$
$$\omega_\alpha > \omega_T \gg \omega_\beta$$