平成24年度前期東京工業大学学部講義

電子デバイス

Electron Devices

資料（１０）

Kazuya Masu
Director, ICE Cube Center
Solutions Research Laboratory
Precision and Intelligence Laboratory
Dept. Electronics and Applied Physics

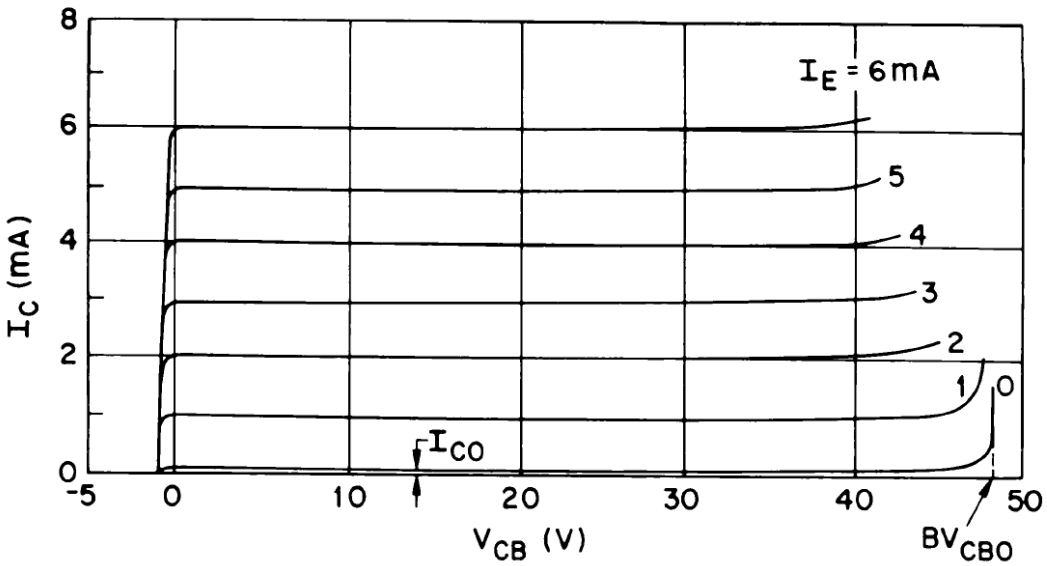
益　一　哉
異種機能集積研究センター
ソリューション研究機構
精密工学研究所
大学院・物理電子システム創造専攻

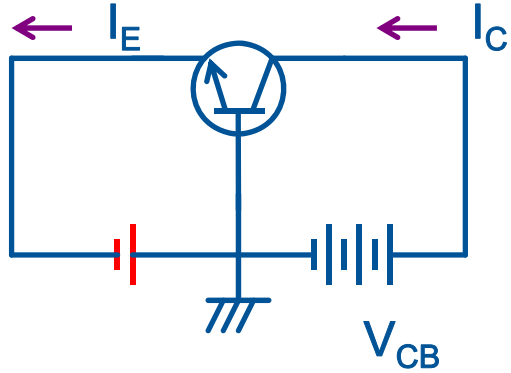
Tel & Fax: 045-924-5022 Email: masu@ieee.org,
http://masu-www.pi.titech.ac.jp/~masu/index-j.html

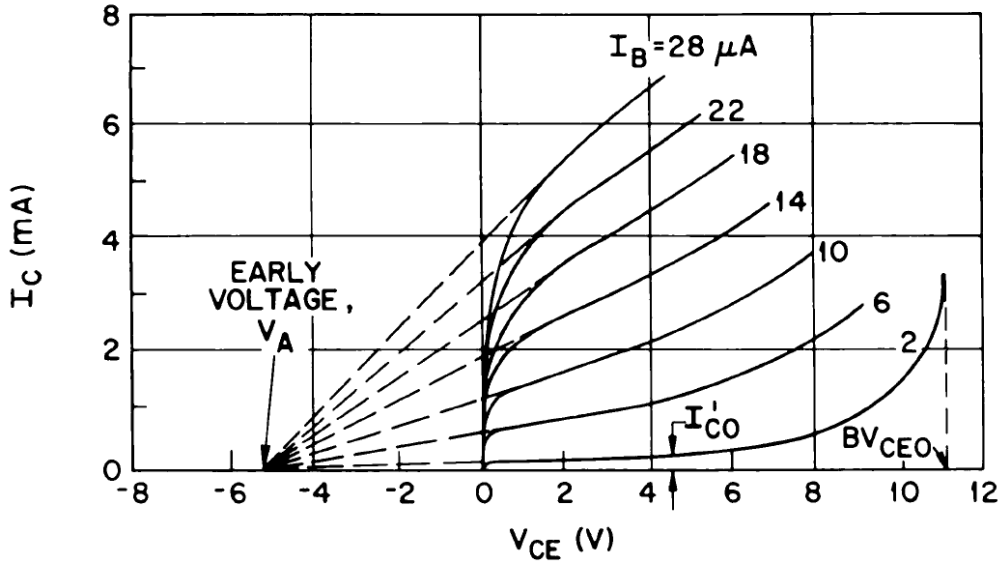
Green ICE Tokyo Tech
Information Communication Energy
Semiconductor Solution Research

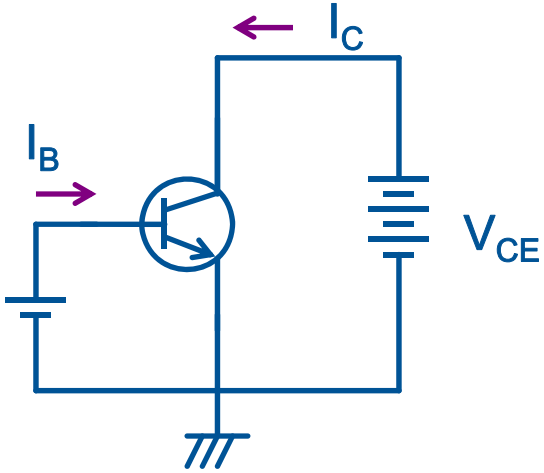
TOKYO TECH
Pursuing Excellence

電流電圧特性









$$V_A = \frac{qN_{base}{W_B}^2}{\varepsilon_{Si}\varepsilon_o},$$

W_B: base width

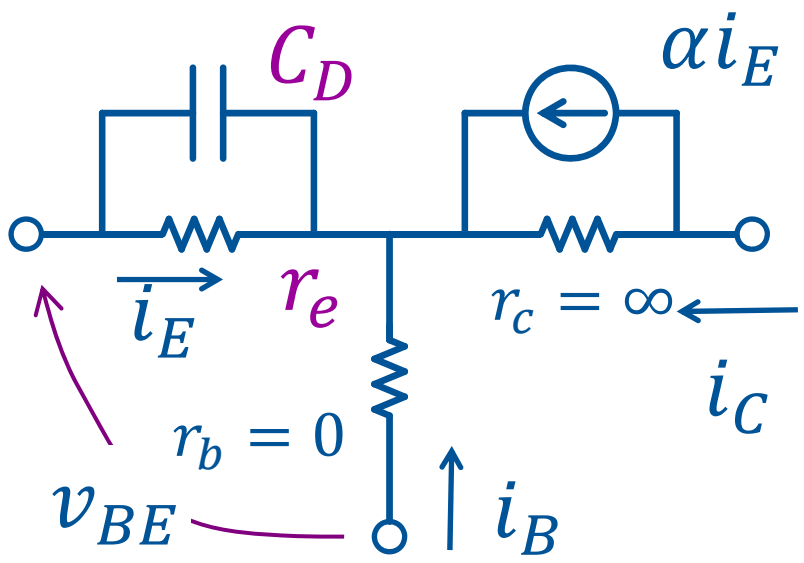
Masu

Early効果

- エミッタ接地回路において、VCEを増加させると、ICが増加する。
- これは、VCEを増加させると、ベース・コレクタ間空乏層が増加することから説明される。
  - コレクタ側空乏層の方が広いが、ベース側空乏層も減少する。実質的にベース幅W_Bが減少するので、
  - $J_E \approx J_C = q\frac{D_B}{W_B}n_{B0}e^{\frac{qV_{BE}}{kT}}$ よりコレクタ電流が増加すると説明される。
- ベース接地回路においても、VCBを増加させると、ベース・コレクタ空乏層が拡がり、上記と同様ベース幅が狭くなり、コレクタ電流がVCBの増加とともに増加すると考えられる。しかし、ベース接地回路において、コレクタ電流はほとんど一定である。何故か？
- 試験に出しますので、考えてみて下さい。

拡散容量のみを考慮した遮断周波数

- $j\omega C_D r_e i_E + i_E = i_B + \alpha i_E$ （ i_Eは、r_Eに流れる電流）
- 整理して、$(1-\alpha+j\omega C_D r_e)i_E = i_B$
- $\left|\frac{\alpha i_E}{i_B}\right| = \left|\frac{\alpha}{1-\alpha+j\omega C_D r_e}\right|$
- $1-\alpha \gg j\omega C_D r_e$である低周波では利得はβ。
- $1-\alpha \ll j\omega C_D r_e$では、
- $\left|\frac{i_C}{i_B}\right| = \left|\frac{\alpha i_E}{i_B}\right| = \frac{1}{\omega C_D r_e}$
- 遮断周波数 $|i_C/i_B| \equiv 1$
- $f_t = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_D r_e}$



拡散容量のみを考慮した遮断周波数

- 遮断周波数: f_t　$|i_C/i_B| \equiv 1$　となる周波数
- $f_t = \dfrac{\omega}{2\pi} = \dfrac{1}{2\pi C_D r_e}$
- $J_E \approx J_C = q\dfrac{D_B}{W_B} n_{B0} e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \rightarrow r_E = \dfrac{\partial V_{BE}}{\partial J_E} \approx \dfrac{kT}{q}\dfrac{1}{J_C}$
- $C_D = \left|\dfrac{q}{kT} J_C \dfrac{{W_B}^2}{2D_B}\right|$　であるから、$C_D r_e = \dfrac{{W_B}^2}{2D_B}$
- $C_D r_e$: 電流に依存しない量

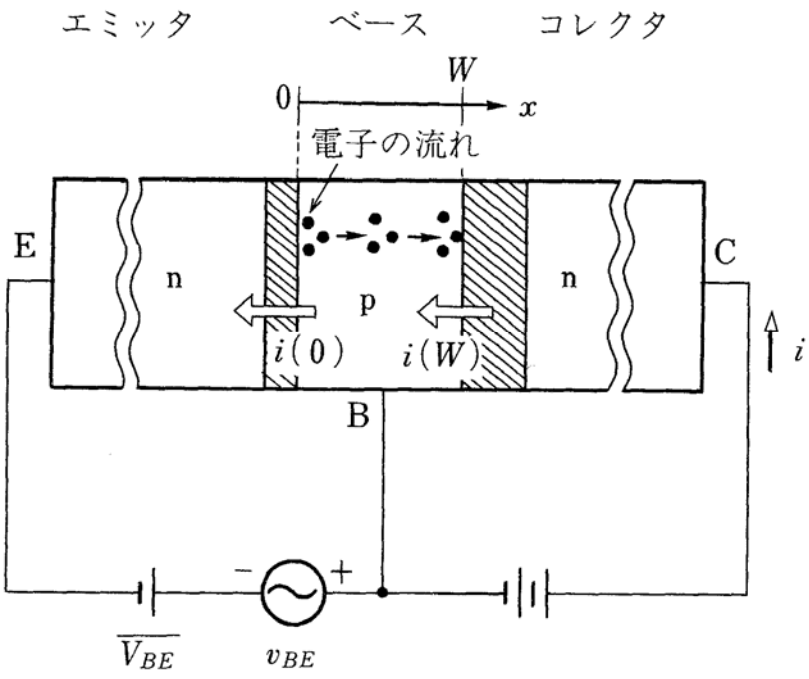
電子の速度（ベース走行時間 τ_B）

- $J_C = q\frac{-D_B \cdot n_B(0)}{W_B}$, $n_B(x) = n_B(0)e^{\frac{qV_{BE}}{kT}}\left(1-\frac{x}{W_B}\right)$ より、
- $v(x) = \frac{J_C}{qn_B(x)} = \frac{D_B}{W_B - x}$
- ベース走行時間：微小領域の走行時間の逆数の積分
- $\tau_B = \int_0^{W_B}\frac{dx}{v(x)} = \frac{{W_B}^2}{2D_B}$
- $J_C = {}^{Q_B}/_{\tau_B}$ とも表記可能。

$$\boxed{C_D r_e = \frac{{W_B}^2}{2D_B}}$$

α遮断周波数

1. 高周波の微小信号成分を考える。
2. $i(0)$に対して$i(W)$には時間遅れがあるはず。
3. α_Tが周波数特性を持つ。（仮定：α_E、α_Cは周波数特性を持たない。）
4. 中性ベース内の連続の方程式を交流成分について解くことにより、求める。



$$\frac{\tilde{\alpha}}{\alpha_O} = \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_\alpha}} = \frac{1}{1 + j\dfrac{f}{f_\alpha}}$$

$$\omega_\alpha = \frac{2D_{eB}}{W^2}$$

α遮断周波数とβ遮断周波数

$$\frac{\tilde{\alpha}}{\alpha_O} = \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_\alpha}} = \frac{1}{1 + j\dfrac{f}{f_\alpha}}$$

$$\tilde{\beta} = \frac{\tilde{\alpha}}{1 - \tilde{\alpha}} = \frac{\dfrac{\alpha_O}{1 + j\left(f/f_\alpha\right)}}{1 - \dfrac{\alpha_O}{1 + j\left(f/f_\alpha\right)}}$$

$$= \frac{\dfrac{\alpha_O}{1 - \alpha_O}}{1 + j\dfrac{f}{f_\alpha(1 - \alpha_O)}}$$

$$= \frac{\beta_O}{1 + j\left(f/f_\beta\right)}$$

ここで、

$$f_\beta = f_\alpha(1 - \alpha_O)$$

f_β:β遮断周波数

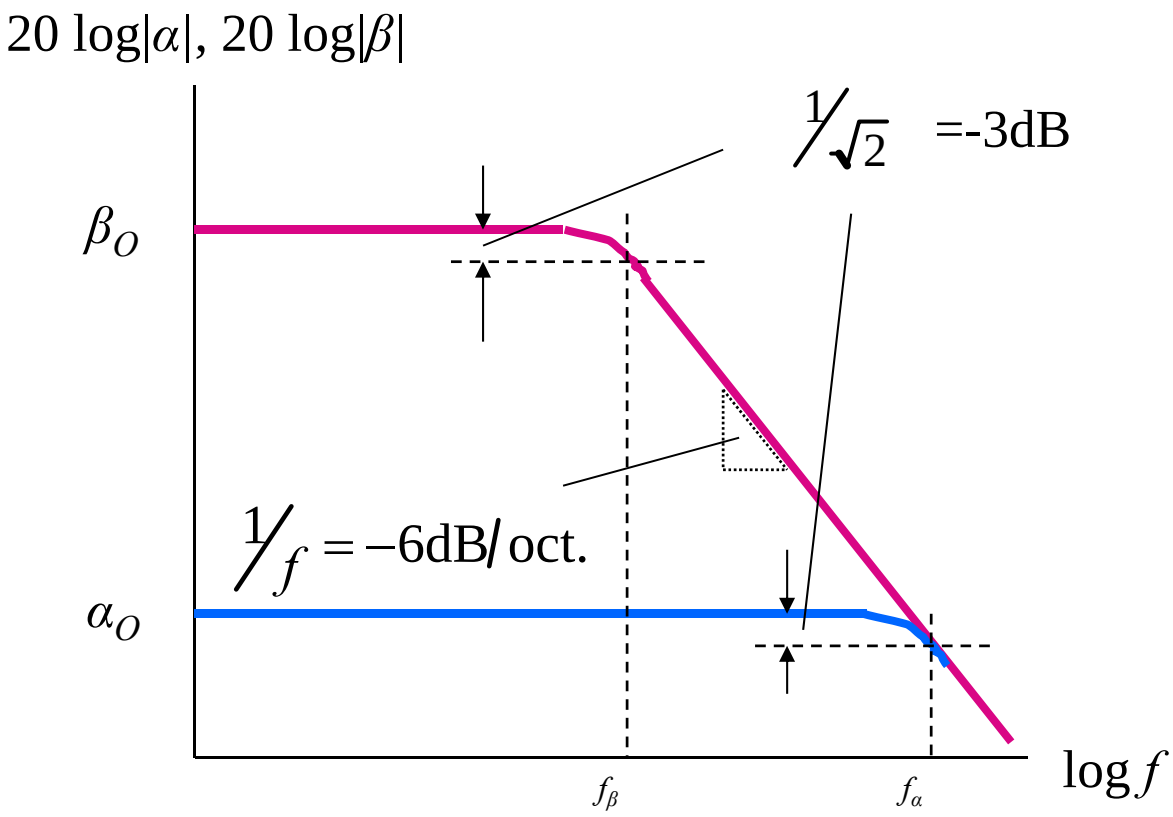
また、

$$\frac{f_\alpha}{f_\beta} = \frac{1}{(1 - \alpha_O)} = \frac{\beta_O}{\alpha_O}$$

$$\alpha_O f_\alpha = \beta_O f_\beta$$

利得帯域幅積が一定

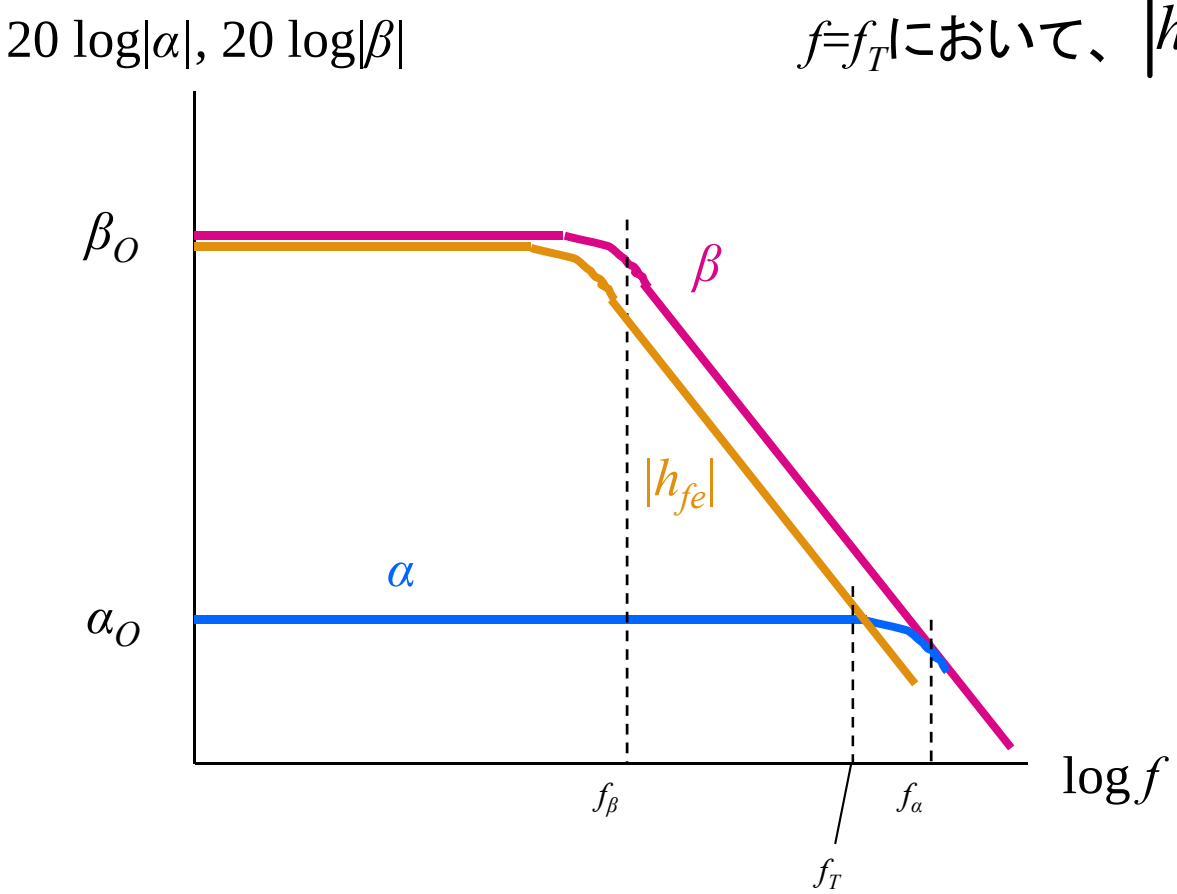
αとβの周波数特性比較



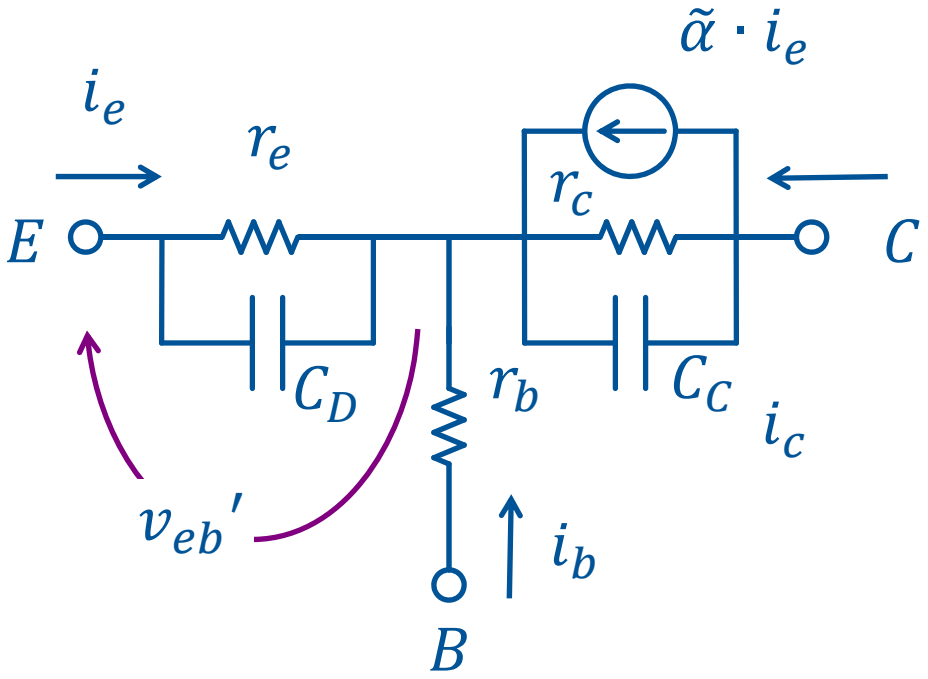
f_Tとf_α, f_βの関係

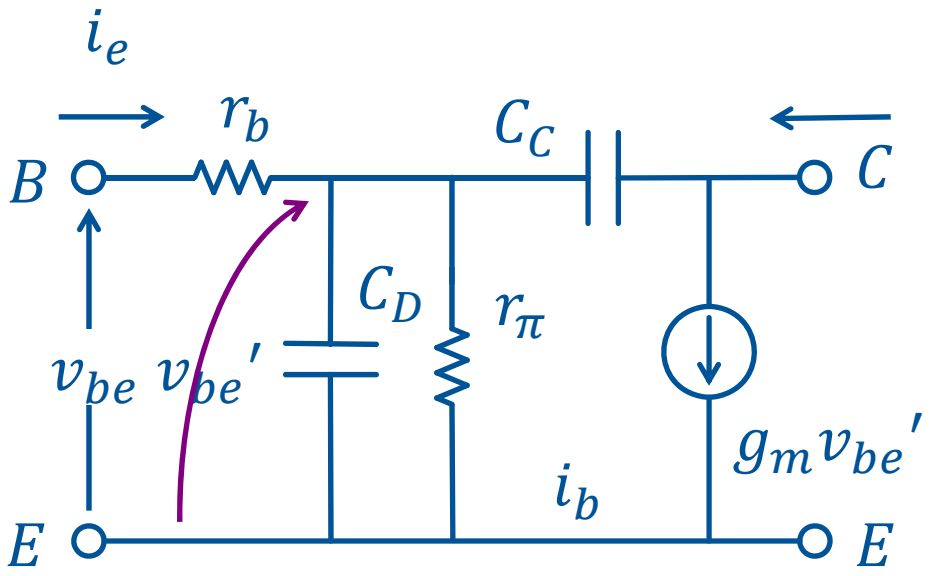
$$|h_{fe}| \approx |\beta|$$

f=f_Tにおいて、$|h_{fe}| = 1 \approx \alpha_O$



ハイブリットπ形等価回路





- ベース接地T形等価回路
- エミッタ接地ハイブリッドπ

$$r_\pi = \frac{r_e}{1-\alpha_o} \qquad g_m = \frac{\alpha_o}{r_e}$$

ハイブリットπ形等価回路

- エミッタ接地ハイブリッドπ形等価回路から最大発振周波数を求めることができる。

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_\alpha}{8\pi r_b C_C}}$$

- バイポーラトランジスタ（エミッタ接地）は、ベース電流が流れるので電流制御形デバイスと呼ばれる。しかし、最近のデバイスではβが2～300と大きく、r_bが小さいと考えることができるので、入力開放のMOSFET-likeの回路（g_m動作）で解析している。