平成25年度前期東京工業大学学部講義

電子デバイス

Electron Devices

資料（９）

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

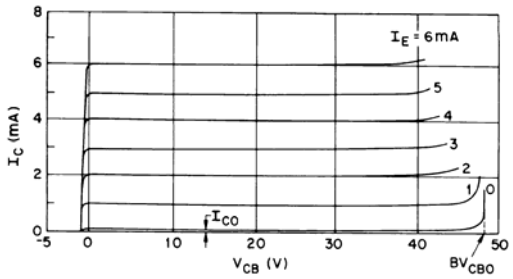
Green ICE Tokyo Tech Information Communication Energy
Semiconductor Solution Research

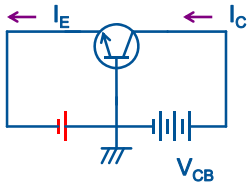
TOKYO TECH Pursuing Excellence

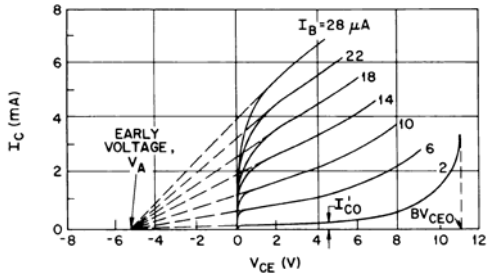
電流電圧特性

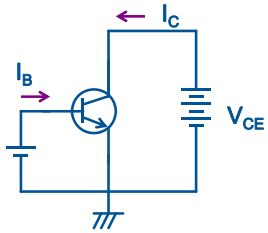
Handout 2

TOKYO TECH Pursuing Excellence







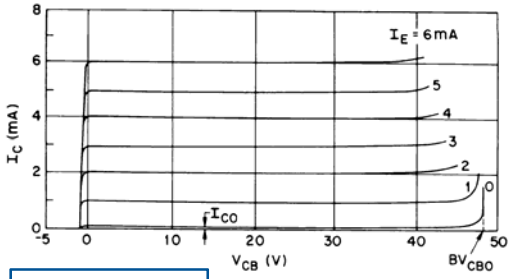


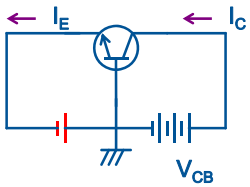
Masu

電流電圧特性

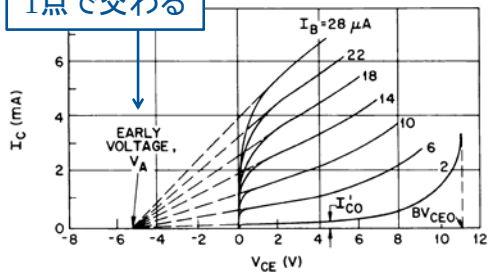
Slide 3

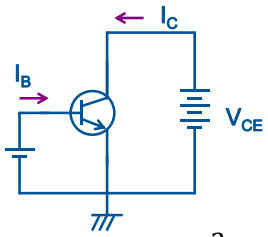
TOKYO TECH Pursuing Excellence





1点で交わる





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

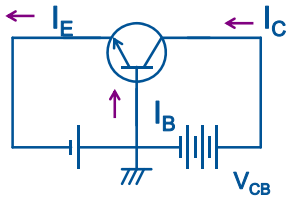
W_B: base width

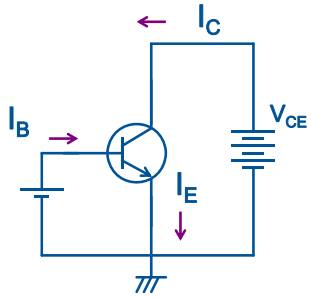
Masu

エミッタ接地回路

Handout 4

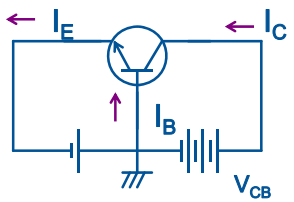
TOKYO TECH Pursuing Excellence





Kazuya Masu

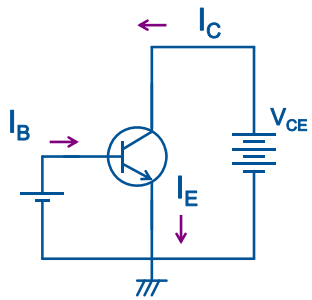
エミッタ接地回路



$$I_E = I_B + I_C$$

$$\alpha = \frac{I_C - I_{CO}}{I_E} \approx \frac{I_C}{I_E}$$

I_{CO}: ベースコレクタの逆方向電流



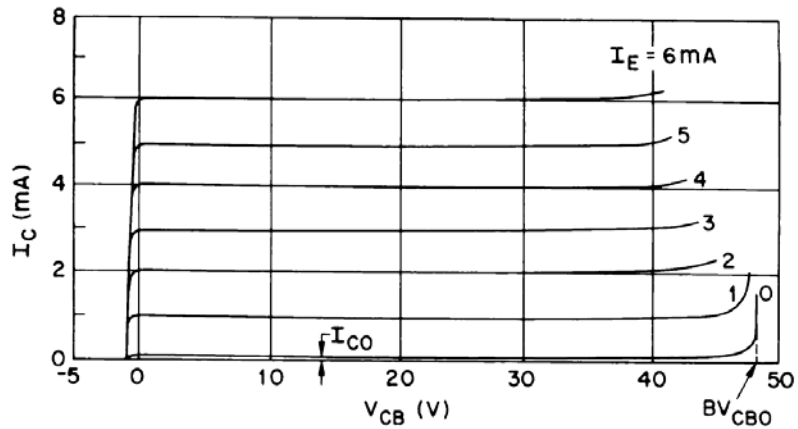
$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{CO}}{1-\alpha}$$

$$= \beta I_B + \frac{I_{CO}}{1-\alpha}$$

$$\beta \equiv \frac{\alpha}{1-\alpha} \approx \frac{I_C}{I_B}$$ 電流増幅率

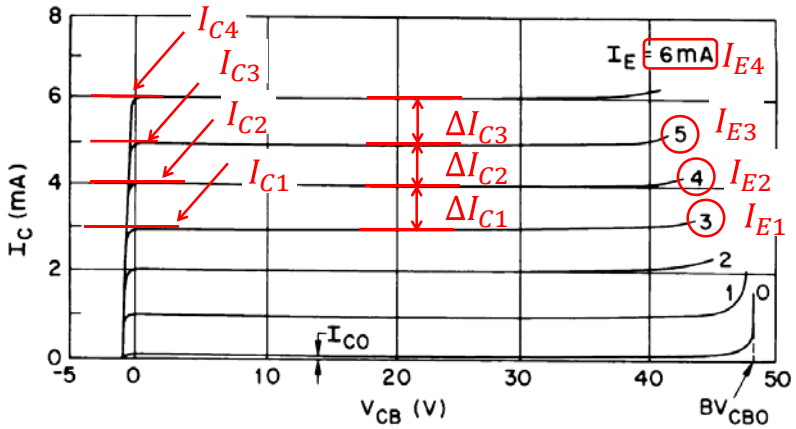
Kazuya Masu

ベース接地回路



Kazuya Masu

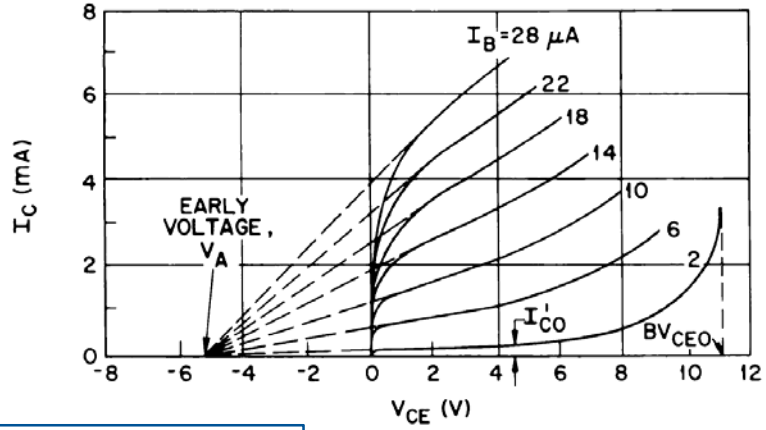
ベース接地回路



$I_C{}^i \approx I_E{}^i,\ i = 1\sim4$ ⇒ $\alpha = \frac{I_C{}^i}{I_E{}^i} \approx 1$ ⇒ $\alpha = \frac{\Delta I_C{}^i}{\Delta I_E{}^i} = \frac{I_C{}^{i+1} - I_C{}^i}{I_E{}^{i+1} - I_E{}^i} \approx 1$

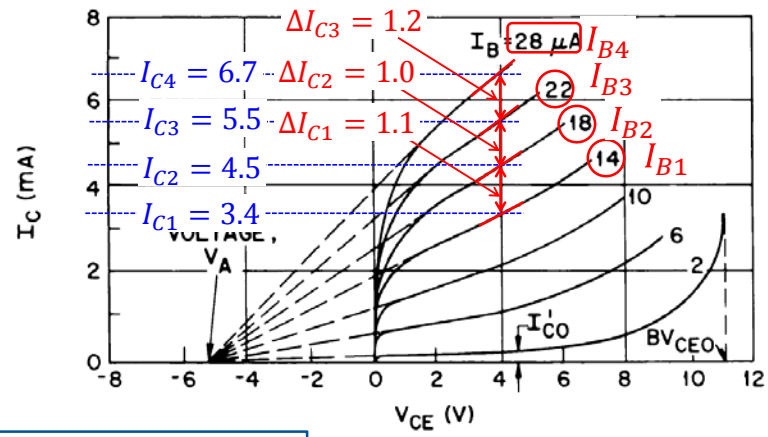
Kazuya Masu

エミッタ接地回路



Kazuya Masu

エミッタ接地回路

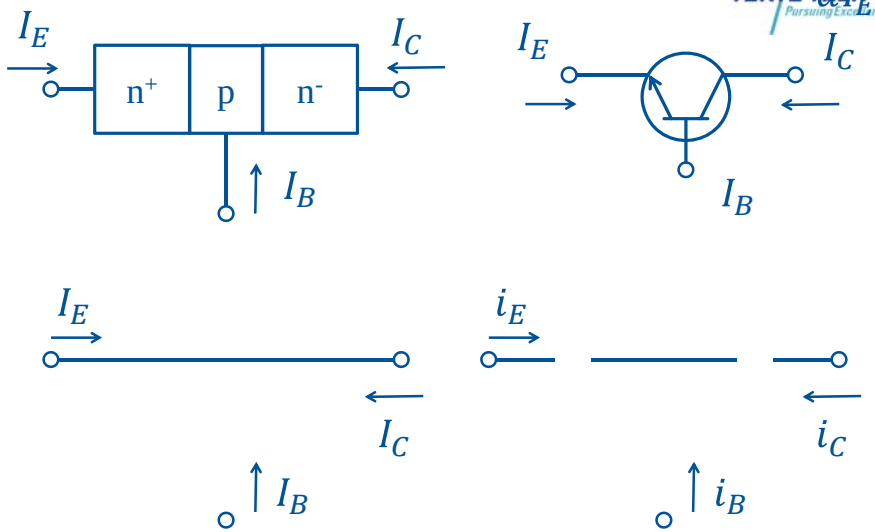


$$\beta = \frac{I_C{}^i}{I_B{}^i} = \begin{cases} 240, i = 4 \\ 250, i = 3 \\ 250, i = 2 \\ 243, i = 1 \end{cases}$$

$$\beta = \frac{\Delta I_C{}^i}{\Delta I_B{}^i} = \frac{I_C{}^{i+1} - I_C{}^i}{I_B{}^{i+1} - I_B{}^i} = \begin{cases} 200, i = 3 \\ 250, i = 2 \\ 275, i = 1 \end{cases}$$

Kazuya Masu

等価回路

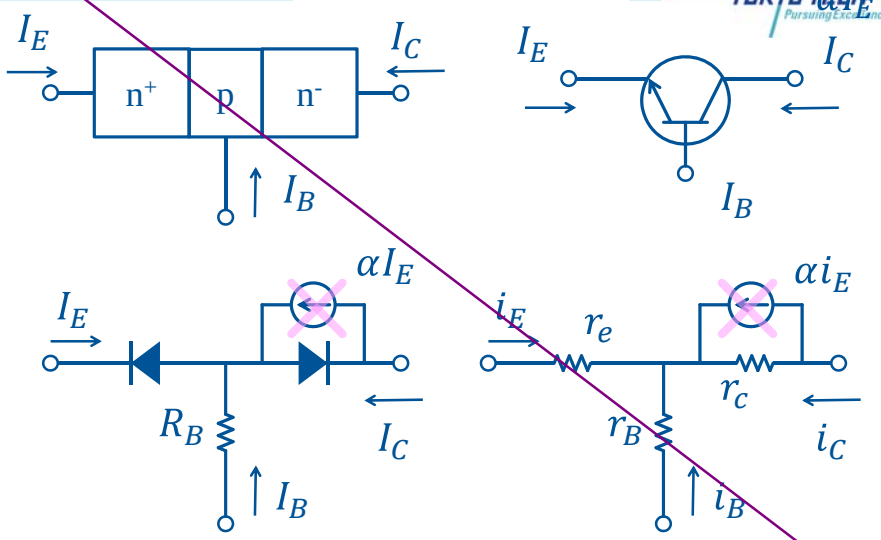


直流等価回路　　小信号等価回路（低周波）

Kazuya Masu

等価回路

講義に利用した図面。
電流の方向が誤っています。

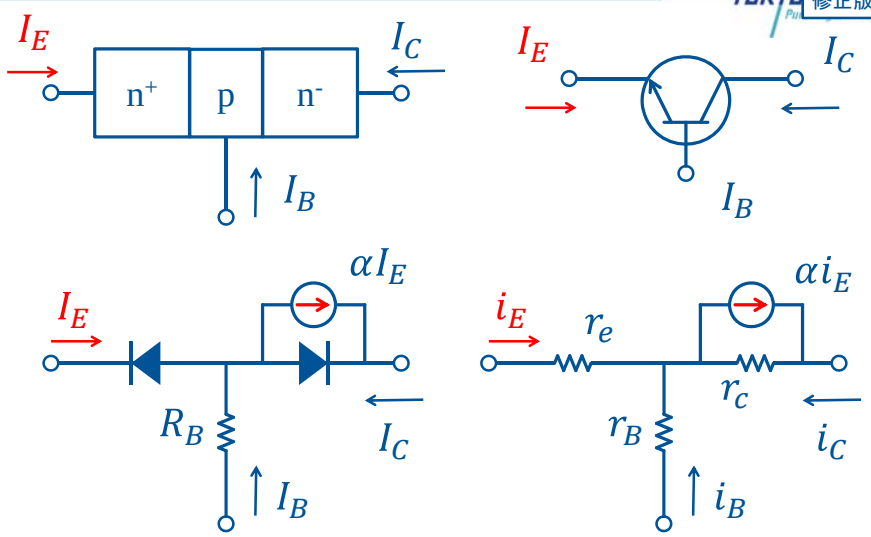


直流等価回路　　小信号等価回路（低周波）

Kazuya Masu

等価回路（電流の向きに注意）

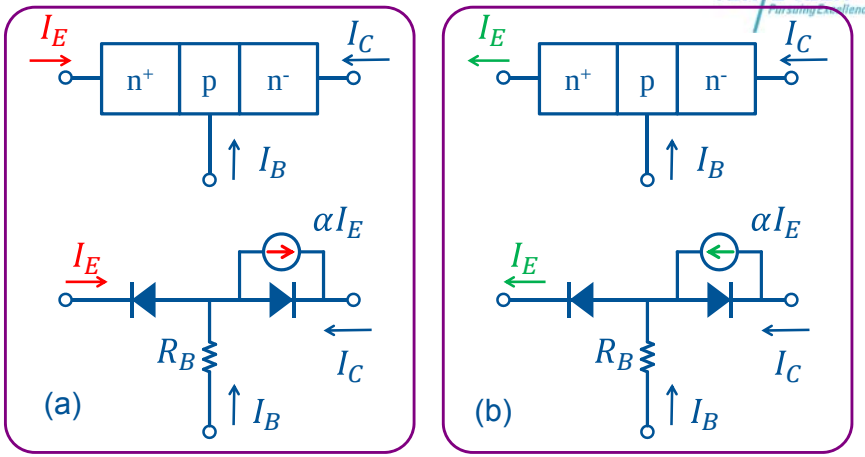
修正版



直流等価回路　　小信号等価回路（低周波）

Kazuya Masu

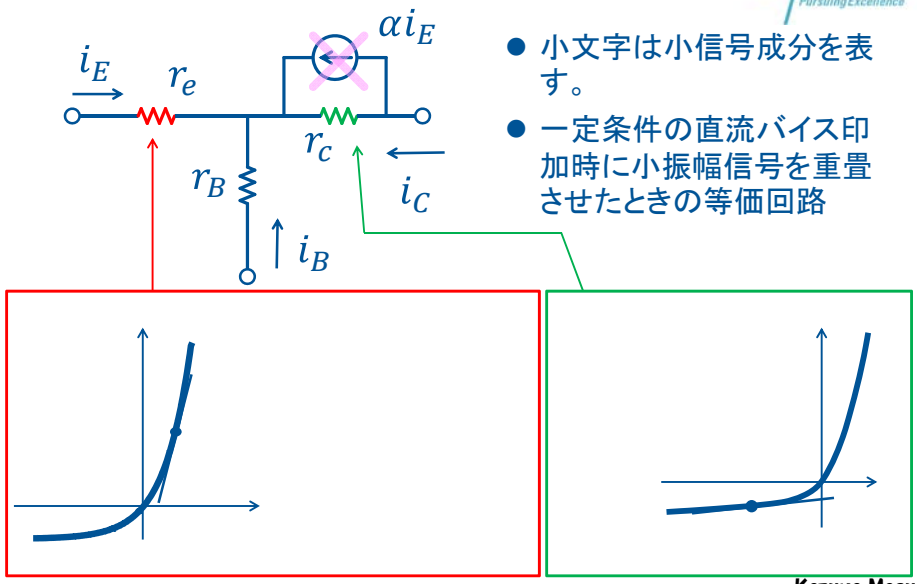
等価回路 （電流の向きに注意）（補足）



- NPNトランジスタに実際に流れる電流の方向を正にとると、(b)図の方がわかりやすい。
- 等価回路で考えるときは、端子に流れ込む方向を電流の方向にとることが多い。エミッタ電流を図(a)の方向にとると、NPNトランジスタではαI_Eの方向も赤矢印のようになる。

等価回路（小信号

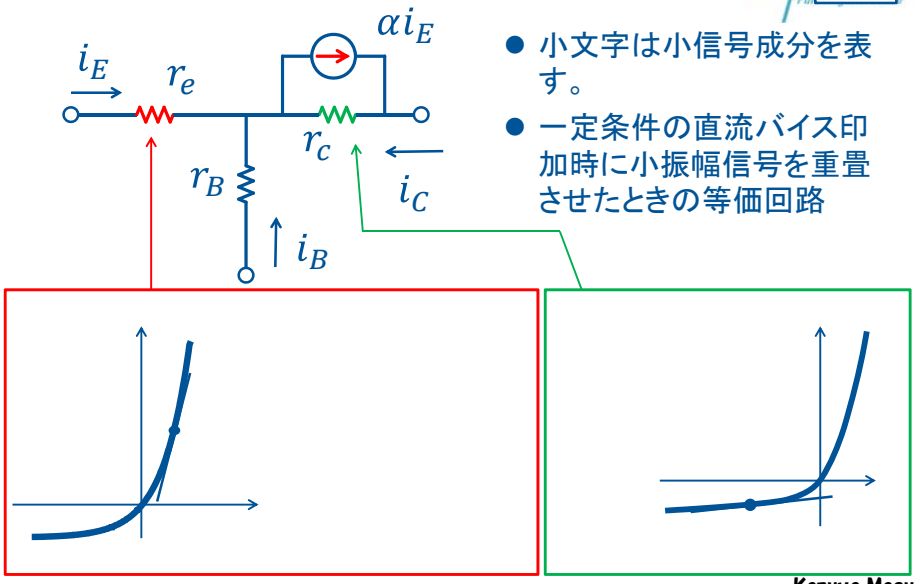
講義に利用した図面。
電流の方向が誤っています。



- 小文字は小信号成分を表す。
- 一定条件の直流バイス印加時に小振幅信号を重畳させたときの等価回路

等価回路（小信号）

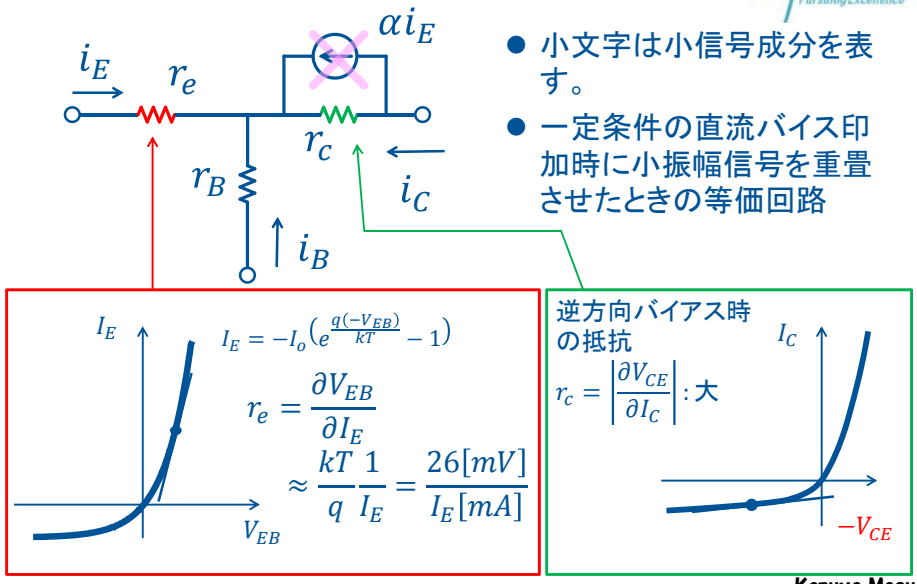
修正版



- 小文字は小信号成分を表す。
- 一定条件の直流バイス印加時に小振幅信号を重畳させたときの等価回路

等価回路（小信号

講義に利用した図面。
V_{CE}の方向も誤っています。



- 小文字は小信号成分を表す。
- 一定条件の直流バイス印加時に小振幅信号を重畳させたときの等価回路

$$I_E = -I_o\left(e^{\frac{q(-V_{EB})}{kT}} - 1\right)$$

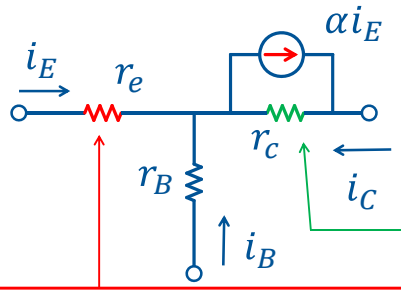
$$r_e = \frac{\partial V_{EB}}{\partial I_E} \approx \frac{kT}{q}\frac{1}{I_E} = \frac{26[mV]}{I_E[mA]}$$

逆方向バイアス時の抵抗

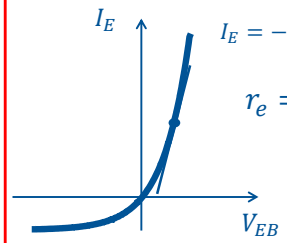
$$r_c = \left|\frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C}\right| : 大$$

等価回路(小信号)

修正版



- 小文字は小信号成分を表す。
- 一定条件の直流バイス印加時に小振幅信号を重畳させたときの等価回路

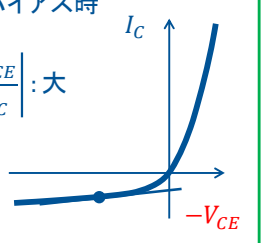


$$I_E = -I_o\left(e^{\frac{q(-V_{EB})}{kT}} - 1\right)$$

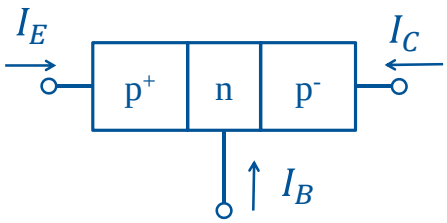
$$r_e = \frac{\partial V_{EB}}{\partial I_E} \approx \frac{kT}{q}\frac{1}{I_E} = \frac{26[mV]}{I_E[mA]}$$

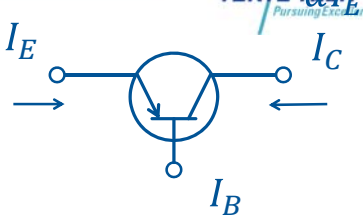
逆方向バイアス時の抵抗

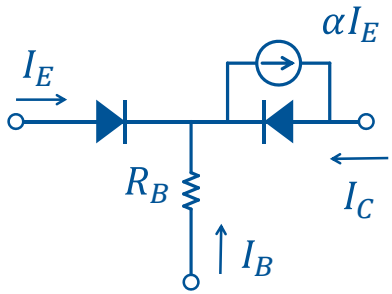
$$r_c = \left|\frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C}\right| : 大$$



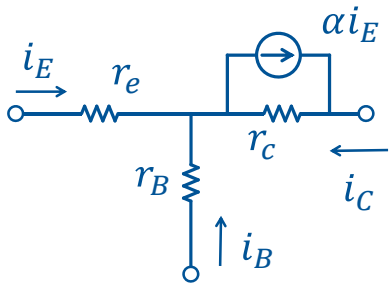
等価回路 (pnp形)





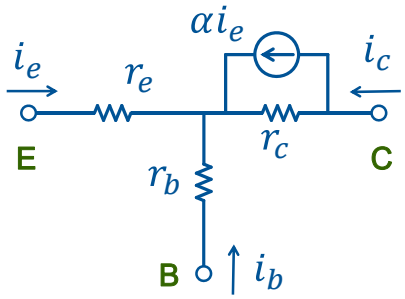


直流等価回路

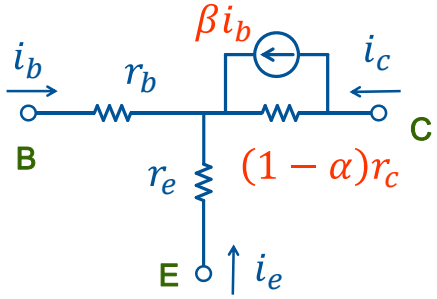


小信号等価回路(低周波)

等価回路(ベース接地・エミッタ接地)



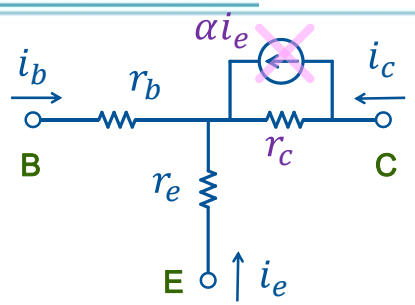
ベース接地

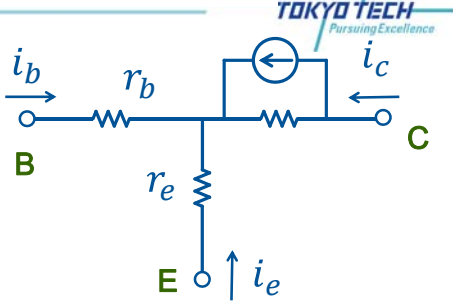


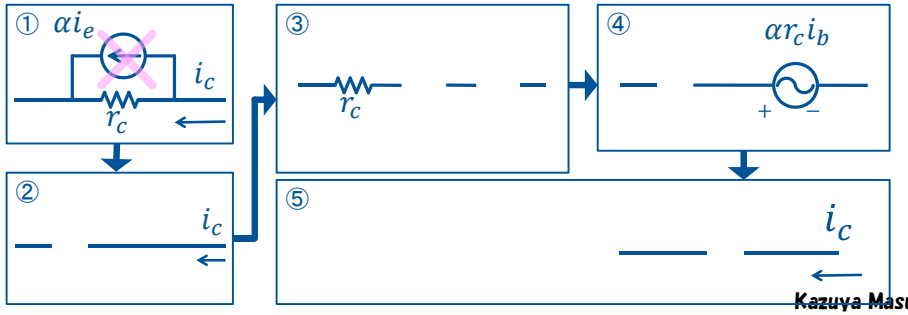
エミッタ接地

等価回路の

講義に利用した図面。
電流源、電圧源の方向が誤っています。

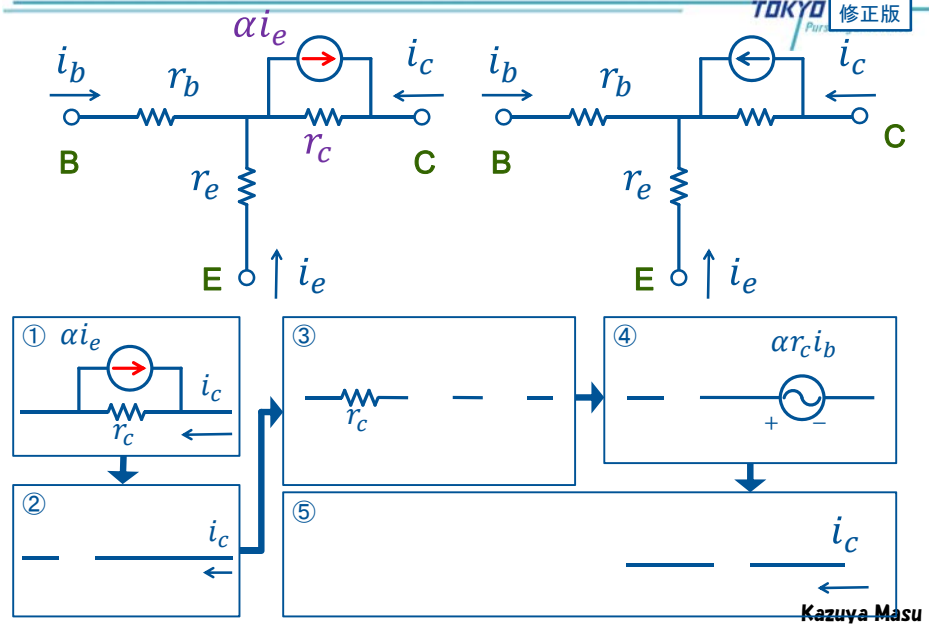






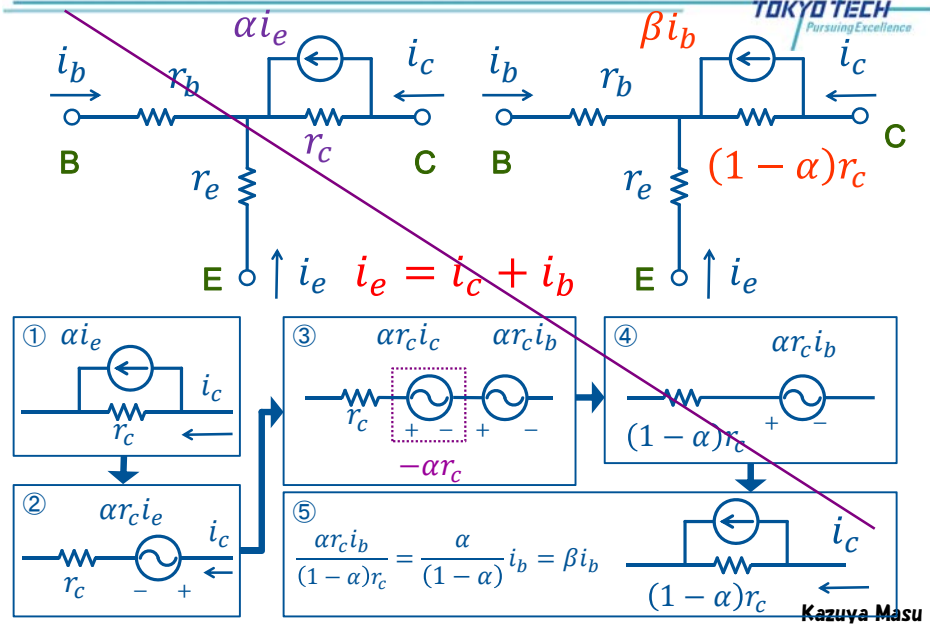
等価回路の変換

修正版



Kazuya Masu

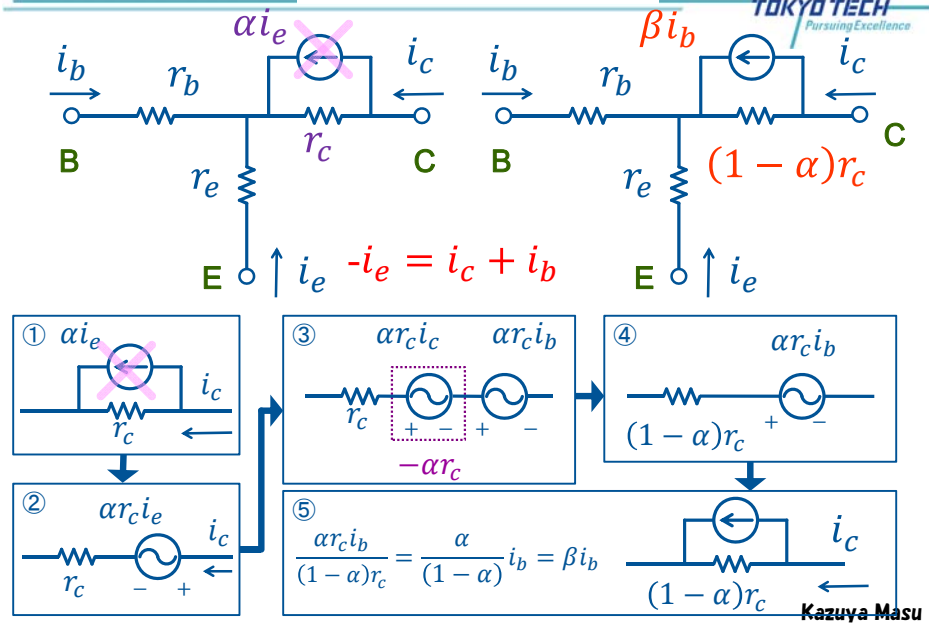
等価回路の変換



Kazuya Masu

等価回路の

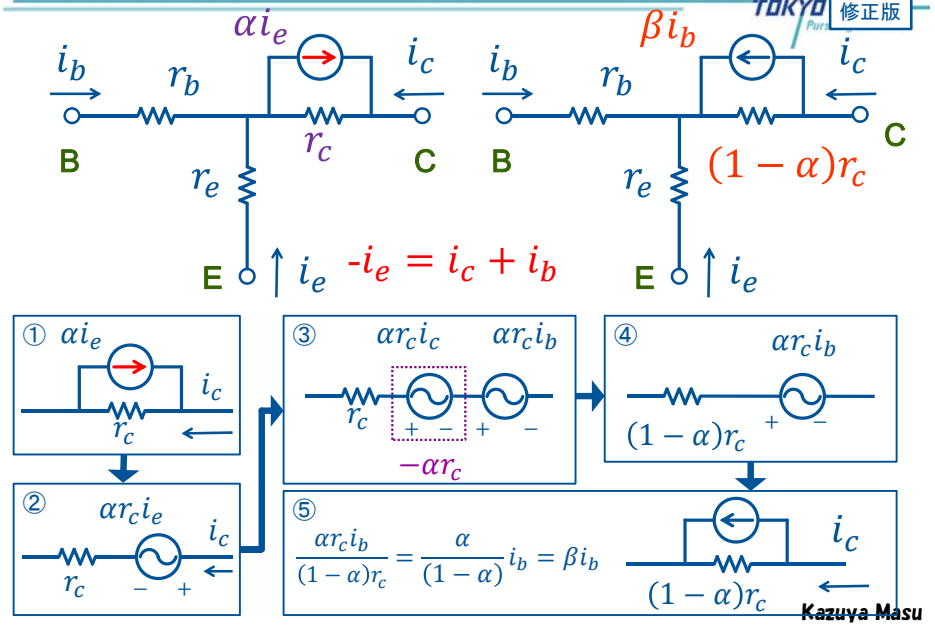
講義に利用した図面。
電流源の方向が誤っています。



Kazuya Masu

等価回路の変換

修正版



Kazuya Masu

小信号等価回路による増幅回路特性

表 4.1　トランジスタ回路の小信号利得と入出力インピーダンス

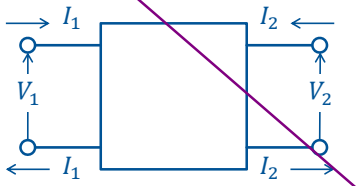
形　式	エミッタ接地	ベース接地	コレクタ接地
電流利得 G_i	$-\frac{\alpha}{1-\alpha}(=-\beta)$	α	$\frac{1}{1-\alpha}$
電圧利得 G_v	$-\frac{\alpha R_L}{r_e+(1-\alpha)r_b}$	$\frac{\alpha R_L}{r_e+(1-\alpha)r_b}$	$\frac{R_L}{r_e+(1-\alpha)r_b+R_L}$
電力利得 G_P	$\frac{\alpha^2 R_L}{(1-\alpha)\{r_e+(1-\alpha)r_b\}}$	$\frac{\alpha^2 R_L}{r_e+(1-\alpha)r_b}$	$\frac{R_L}{(1-\alpha)\{r_e+(1-\alpha)r_b+R_L\}}$
入力インピーダンス Z_i	$r_b+\frac{r_e}{1-\alpha}$	$r_e+(1-\alpha)r_b$	$r_b+\frac{r_E+R_L}{1-\alpha}$
出力インピーダンス Z_o	$r_c(1-\alpha)$	r_c	$r_e+(1-\alpha)(r_b+\rho)$*

*　信号源内部インピーダンス ρ の場合

各接地方式の特徴

形　式	エミッタ接地	ベース接地	コレクタ接地
G_i	>1	≤ 1	>1
G_v	>1	>1	<1
G_p	>1	>1	>1
Z_i	中	小	大
Z_o	中	大	小
用途	電力増幅	電圧増幅	インピーダンス変換（出力バッファ）

四端子パラメータ（2-Port）



$$\begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

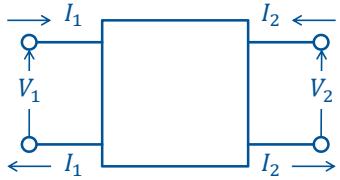
$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & C \\ B & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & C \\ B & D \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix}$$

${}_4C_2 = 6$ 通りの組み合わせがある。

四端子パラメータ（2-Port）



$$\begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

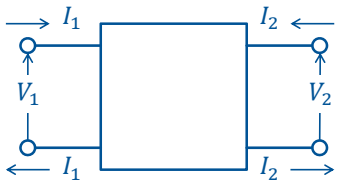
$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix}$$

${}_4C_2 = 6$ 通りの組み合わせがある。

H (hybrid) parameter



- $H_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right|_{V_2=0}$
- $H_{21} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{V_2=0}$

出力短絡

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

- $H_{12} = \left.\frac{V_1}{V_2}\right|_{I_1=0}$
- $H_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right|_{I_1=0}$

入力開放

トランジスタでは、hパラメータが
容易に測定可能。

Tパラメータとhパラメータ

$$\begin{pmatrix} h_{11B} & h_{12B} \\ h_{21B} & h_{22B} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_e + (1-\alpha)\dfrac{r_e r_c}{r_b + r_c} & \dfrac{r_b}{r_b + r_c} \\ -\dfrac{r_b + r_c\alpha}{r_b + r_c} \approx -\alpha & \dfrac{1}{r_b + r_c} \end{pmatrix} \cdots ①$$

$$\begin{pmatrix} r_e = h_{11B} - \dfrac{h_{12B}(1+h_{21B})(1-h_{12B})}{h_{22B}} & r_b = \dfrac{h_{12B}}{h_{22B}} \\ \alpha = -\dfrac{h_{12B} + h_{21B}}{1 - h_{12B}} \approx -h_{21B} & r_c = \dfrac{1 - h_{12B}}{h_{22B}} \end{pmatrix} \cdots ②$$

- ベース接地

Tパラメータとhパラメータ

$$\begin{pmatrix} h_{11E} & h_{12E} \\ h_{21E} & h_{22E} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_b + \dfrac{r_e r_c}{(1-\alpha)r_c + r_e} & \dfrac{r_e}{r_e + (1-\alpha)r_c} \\ \dfrac{\alpha r_c - r_e}{r_e + (1-\alpha)r_c} & \dfrac{1}{r_e + (1-\alpha)r_c} \end{pmatrix} \cdots ③$$

$$\begin{pmatrix} r_e = \dfrac{h_{12E}}{h_{22E}} & r_b = h_{11E} - \dfrac{h_{12E}(1+h_{21E})}{h_{22E}} \\ \alpha = \dfrac{h_{12E} + h_{21E}}{1 + h_{21E}} - h_{12B} & r_c = \dfrac{1 + h_{21E}}{h_{22E}} \end{pmatrix} \cdots ④$$

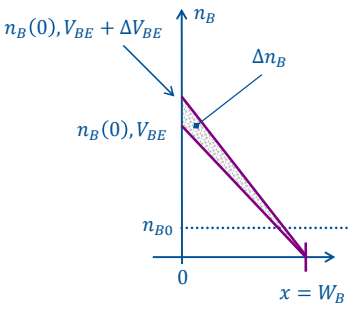
- エミッタ接地

演習(宿題) 7月15日(月)まで。

- T形回路パラメータ(α、r_b、r_e、r_c)とベース接地hパラメータの関係(式①、②)を求めよ。
- T形回路パラメータ(α、r_b、r_e、r_c)とエミッタ接地hパラメータの関係(式③、④)を求めよ。
- 一般に、ベース接地等価回路のhパラメータを測定し、T形等価回路パラメータを用い、次にエミッタ接地hパラメータ求める。今、ベース接地のhパラメータが次のように測定された。T形等価回路パラメータとエミッタ接地hパラメータを求めよ。

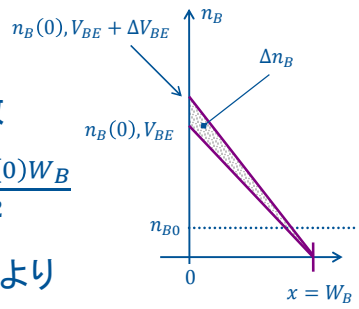
$$\begin{pmatrix} h_{11B} & h_{12B} \\ h_{21B} & h_{22B} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 25\ [\Omega] & 2.0 \times 10^{-4} \\ -0.98 & 0.4[\mu S] \end{pmatrix}$$

拡散容量



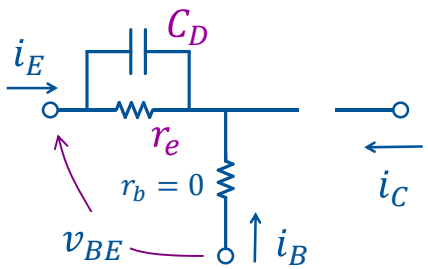
拡散容量

- $n_B(x) = n_{B0} e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \left(1 - \frac{x}{W_B}\right)$
- ベース中少数キャリア総電荷数
- $Q_B = -q \int_0^{W_B} n_B(x) dx = \frac{-qn_B(0)W_B}{2}$
- コレクタ電流　$J_C = q \frac{-D_B \cdot n_B(0)}{W_B}$ より
- $Q_B = -J_C \frac{{W_B}^2}{2D_B}$
- 拡散容量　$C_D = \left|\frac{dQ_B}{dV_{BE}}\right| = \left|\frac{q}{kT} Q_B\right| = \left|\frac{q}{kT} J_C \frac{{W_B}^2}{2D_B}\right|$



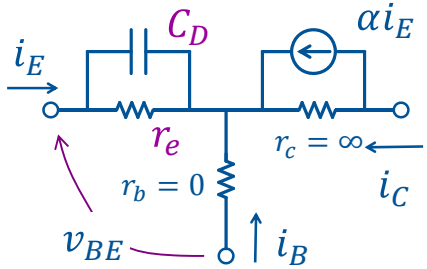
拡散容量のみを考慮した遮断周波数

Handout



拡散容量のみを考慮した遮断周波数

- $j\omega C_D r_e i_E + i_E = i_B + \alpha i_E$
- 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

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

電子の速度（ベース走行時間　τ_B）

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、
- $v(x) = \frac{J_C}{q n_B(x)} = \frac{D_B}{W_B - x}$
- ベース走行時間微小領域の走行時間の逆数の積分
- $\tau_B = \int_0^{W_B} \frac{dx}{v(x)} = \frac{{W_B}^2}{2D_B}$　　$\boxed{C_D r_e = \frac{{W_B}^2}{2D_B}}$
- $J_C = {}^{Q_B}/_{\tau_B}$ とも表記可能。

α遮断周波数とβ遮断周波数

ここで、

また、

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

利得帯域幅積が一定

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

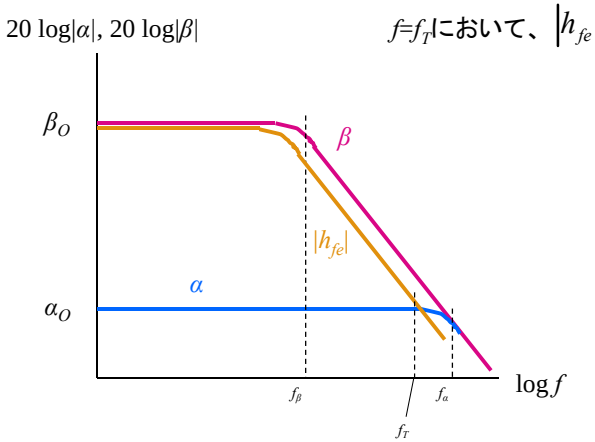
また、

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

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

利得帯域幅積が一定

f_Tとf_α, f_βの関係

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

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