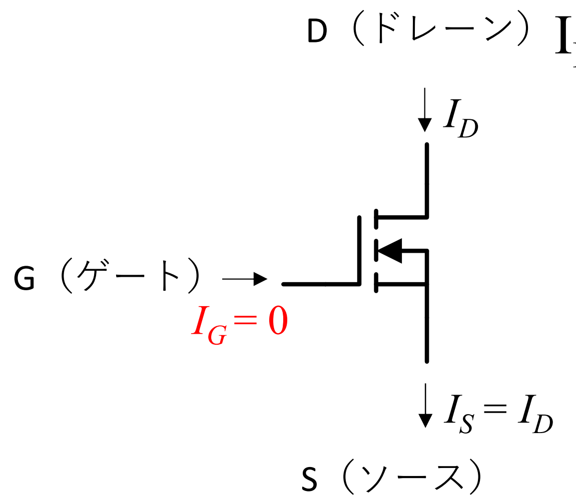
基本事項（４）

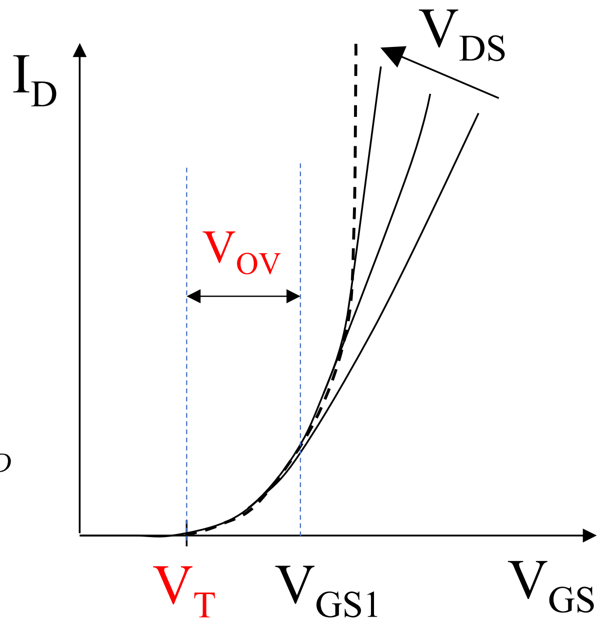
MOSFETとBJTの特性

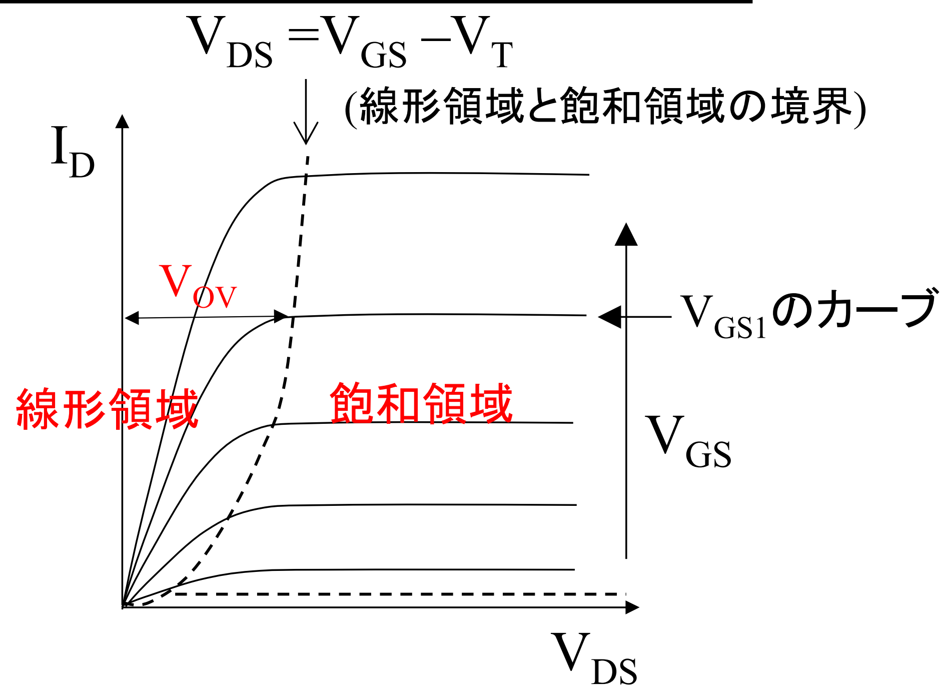
MOSFET（MOS型電界効果トランジスタ）の直流特性

$$I_D = \frac{KP}{2}\frac{W}{L}(V_{GS} - V_T)^2\{1 + \lambda(V_{DS} - V_{OV})\} = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2\{1 + \lambda(V_{DS} - V_{OV})\}$$

[NOTE] 飽和領域の特性式（上）は要記憶。水色部分は省略されることがある。







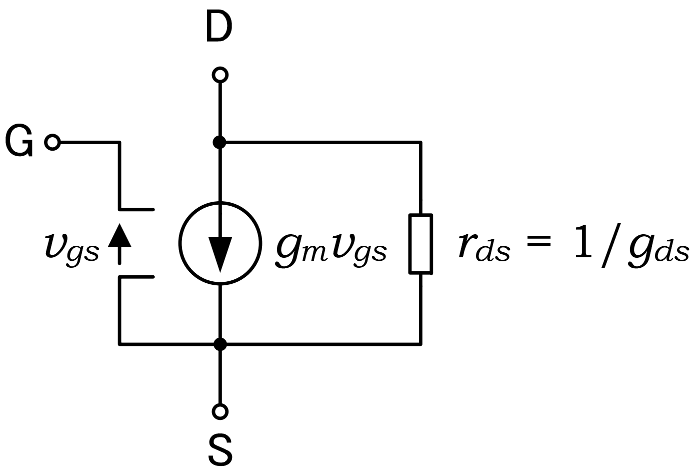
V_T = 閾値電圧(Threshold voltage), V_{OV} = オーバドライブ電圧（バイアス電圧）

MOSFETの直流特性を表す重要な関係式

- $V_{GS} < V_T$ — サブスレッショルド領域: $I_D \approx 0$
- $V_{GS} > V_T$
  - $V_{DS} < V_{OV}$ — 線形領域: $I_D = \beta\{(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2\}$
  - $V_{DS} > V_{OV}$ — 飽和領域: $I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2\underbrace{\{1 + \lambda(V_{DS} - V_{OV})\}}_{\text{省略されることがある}}$

- V_{OV}（オーバドライブ電圧） $= V_{GS} - V_T$
  - 閾値電圧よりもどれだけ大きいゲート電圧V_{GS}を印可したか（バイアス量を表している）
- 増幅回路は、通常、飽和領域で動作させる
  - 線形領域は使用しない（増幅以外では使用する）
  - サブスレッショルド領域はよく使用するが、入試で出題される可能性はほとんどない

MOSFETの小信号等価回路



バイアス電流I_DとVovの変換式

$$I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2 = \frac{\beta}{2}V_{OV}^2$$

$$V_{OV} = V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}}$$

小信号パラメータとバイアスの関係

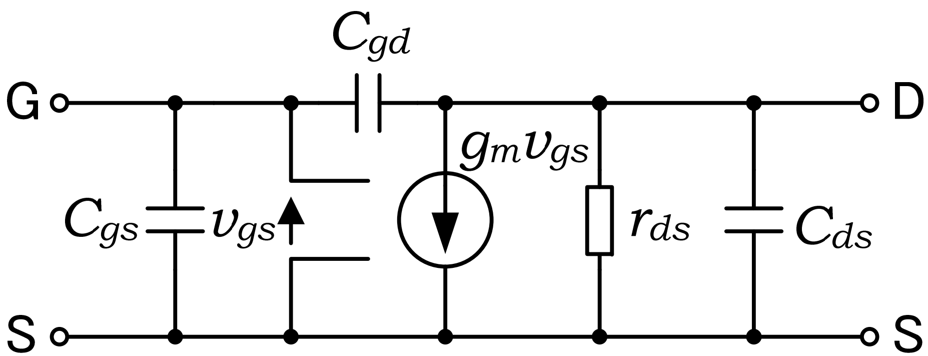
$$y_{21} = g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \beta V_{OV} = \sqrt{2\beta I_D}$$

$$y_{22} = g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} = \frac{dI_D}{dV_{DS}} = \frac{\beta}{2}V_{OV}^2\lambda \approx \lambda I_D$$

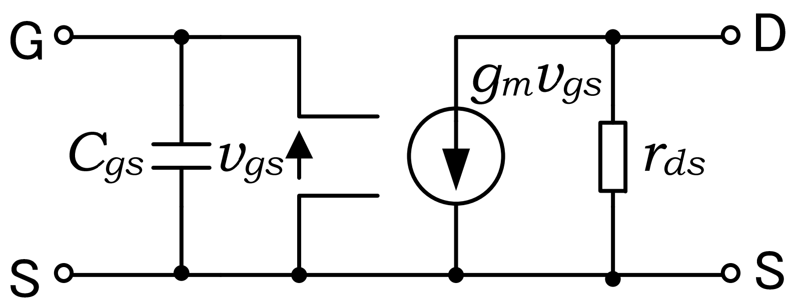
[NOTE] MOSFETの小信号パラメータは、直流特性から計算できるので、問題文で与えられないことが多い。（言い換えると、交流特性を直流バイアスによって最適化または制御することができる。）小信号等価回路を記憶するとともに、電圧バイアスV_{OV}または電流バイアスI_Dから、g_m、g_{ds}を計算できるようにしておくこと。

周波数特性を考慮した高周波MOSFETモデル

端子間寄生容量を考慮したモデル



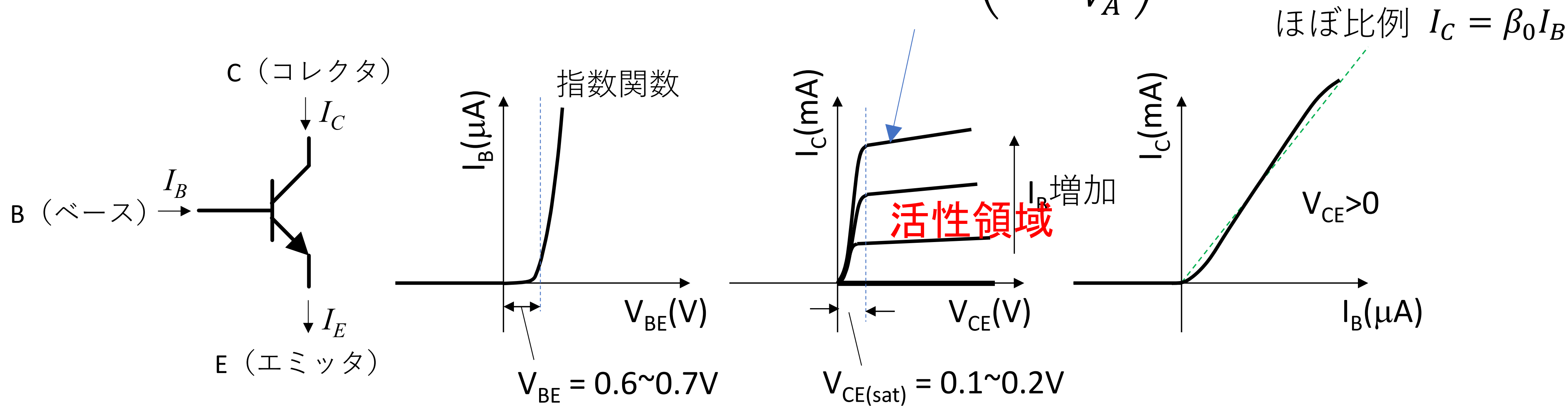
簡易モデル



[NOTE] どこまで精密な小信号等価回路を使用するかによって、計算結果が異なってくるため、通常、高周波小信号等価回路は問題文中で与えられる。受験では必要はないが、実際に回路設計を行うためには、等価回路の各素子の由来と性質の十分な理解が必要になる。

BJT（バイポーラトランジスタ）の直流特性

$$I_C = I_S e^{\frac{q}{kT}V_{BE}}\left(1+\frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$



（試験問題では、定数と近似されることが多い）

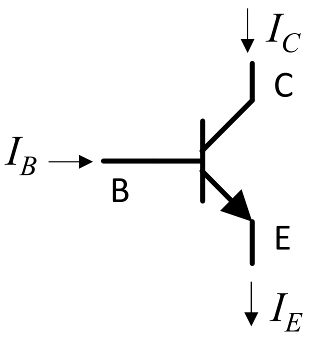
飽和領域

活性領域は電流がほぼ一定
$1/V_A$の係数で僅かに傾く。
VAはEarly voltageと呼ばれる。

BJTの直流特性を表す重要な関係式

$$I_E = I_B + I_C \qquad I_C = \beta_0 I_B \qquad I_C = \alpha_0 I_E$$

[NOTE] 要記憶。



α_0 順方向電流伝達率（ベース接地電流増幅率ともいう）

β_0 （エミッタ接地）電流増幅率（h_{FE}とも表記する。数100～1000程度の値）

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1+\beta_0} = \frac{1}{1+\frac{1}{\beta_0}} \approx 1\ (\beta_0 \approx \infty のとき)$$

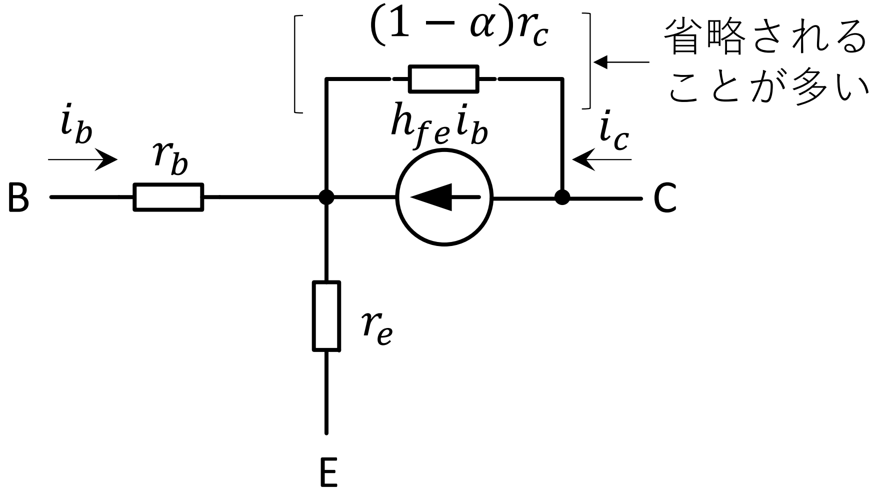
$$\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0} \approx \infty\ (\alpha_0 \approx 1 のとき)$$

[NOTE] 上記3式から求められるようにしておくこと。

BJTの小信号等価回路

[NOTE] パラメータのみを与えて小信号等価回路は与えられないことがあるので、記憶しておくこと。

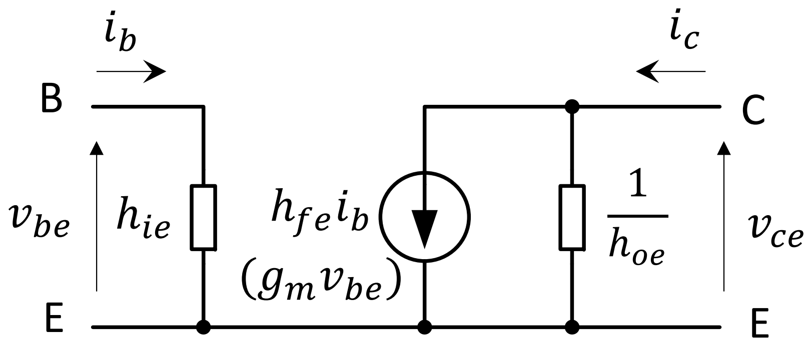
T形（物理的モデル）



$$r_e = \frac{kT}{q}\frac{1}{I_E} = \frac{26mV\,(300K)}{I_E}$$

$$h_{ie} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = r_b + (1 + h_{fe})r_e$$

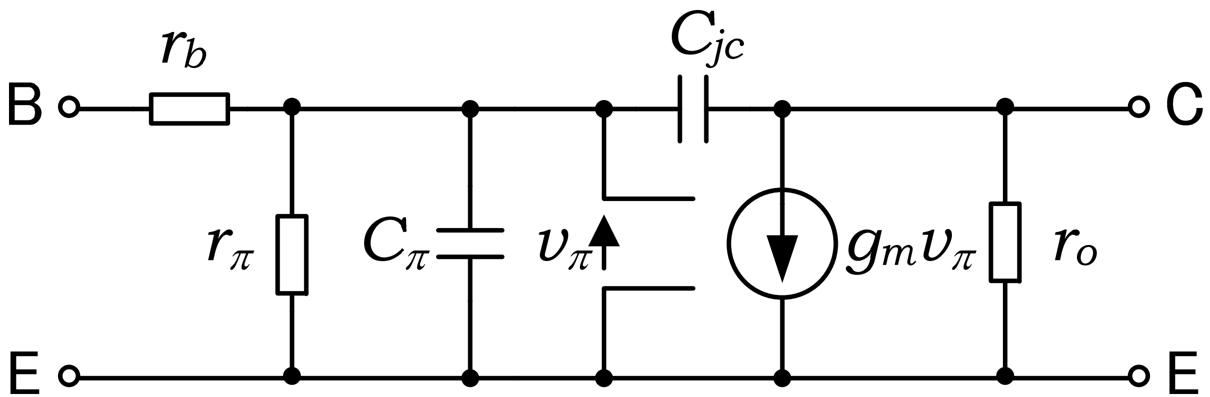
π形（hパラメータモデル）



$$h_{ie} = h_{11} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} \quad h_{fe} = h_{21} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} \quad h_{oe} = h_{22} = \left.\frac{i_c}{v_{ce}}\right|_{i_b=0}$$

$$g_m = y_{21} = \left.\frac{i_c}{v_{be}}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{i_b}{v_{be}}\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$

周波数特性を考慮した高周波BJTモデル



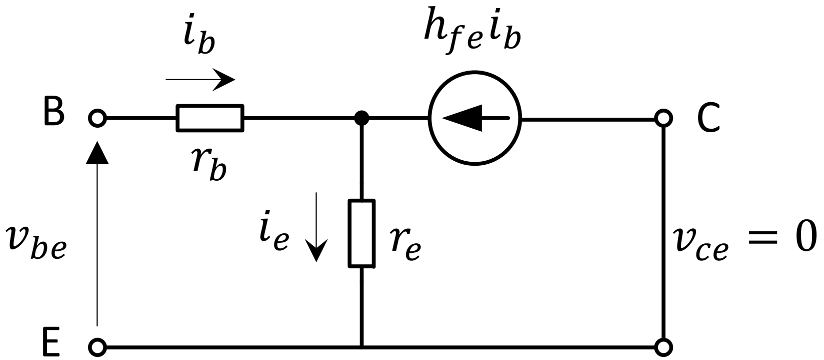
$$r_o = \frac{1}{\frac{dI_C}{dV_{CE}}} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

$$r_\pi = r_e(1 + h_{fe}) \qquad C_\pi = C_d + C_{je}$$

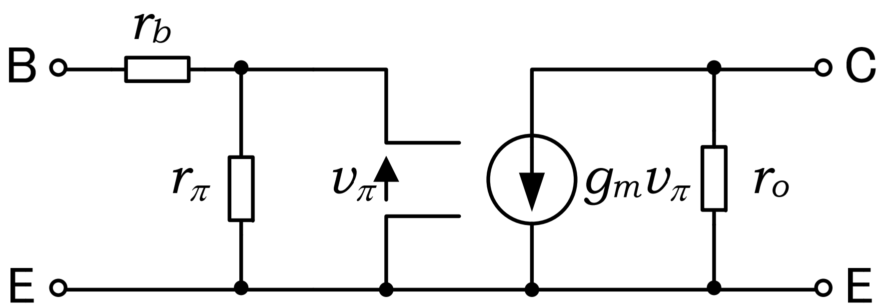
$$g_m = \frac{dI_C}{dV_\pi} = \frac{r_b + r_\pi}{r_\pi}\frac{dI_C}{dV_{BE}} \approx \frac{q}{kT} I_C \quad \longleftarrow \quad I_C = I_S e^{\frac{q}{kT} V_{BE}}\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

[NOTE] 前スライドと同様にh_{fe}を用いた等価回路もあるが、h_{fe}は周波数依存性を持つため、実用上はg_mを使って表される上記のハイブリッドπ型等価回路が用いられることが多い。
BJTの高周波小信号等価回路は複雑なので、問題文中で与えられると考えてよい。

Q1. 図のハイブリッドπモデルのパラメータr_πとg_mをT型小信号等価回路のパラメータで表せ。キャパシタンスを無視すること。



$$\begin{cases} i_e = i_b + h_{fe}i_b = (1+h_{fe})i_b \\ v_{be} = r_b i_b + r_e i_e = r_b i_b + (1+h_{fe})r_e i_b \end{cases}$$



$$r_b + r_\pi = h_{ie} = h_{11} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = r_b + \left(1+h_{fe}\right)r_e$$

$$r_\pi = \left(1+h_{fe}\right)r_e$$

$$g_m = \left.\frac{i_c}{v_\pi}\right|_{v_{ce}=0} = \frac{r_b + r_\pi}{r_\pi}\left.\frac{i_c}{v_{be}}\right|_{v_{ce}=0} \approx \frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{h_{fe}}{r_b + (1+h_{fe})r_e}$$