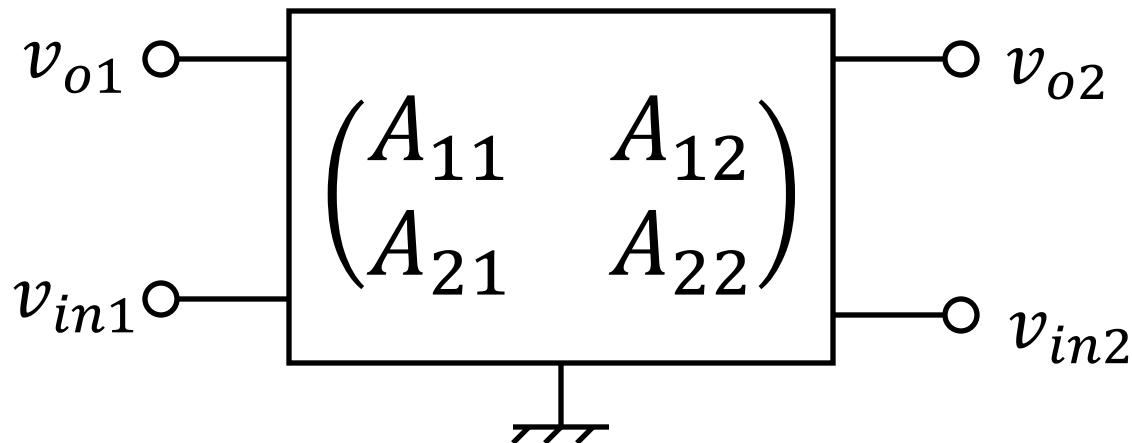


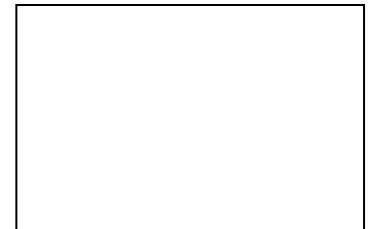
9. 差動増幅回路と演算増幅器

差動増幅回路

- 直流から増幅、温度ドリフト, に強い
- 演算増幅器入力段の基本
- 2入力2出力回路

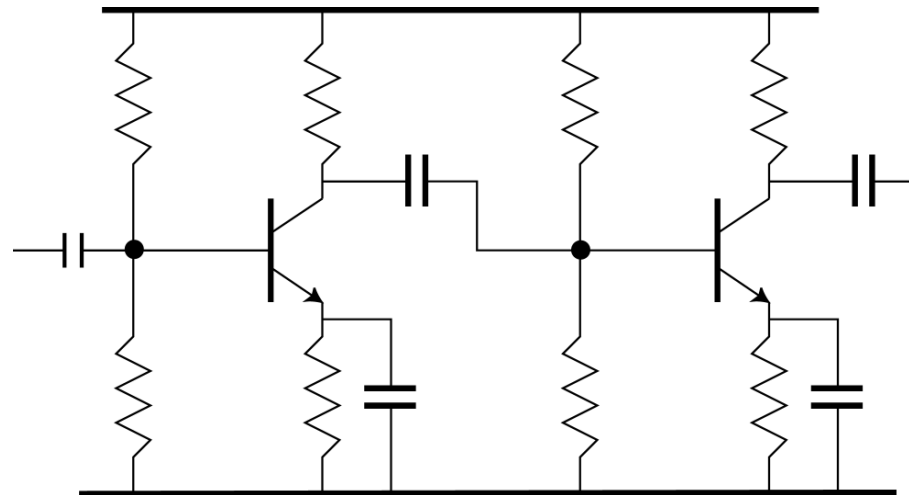
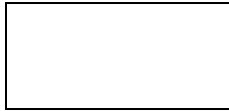


対称ならば

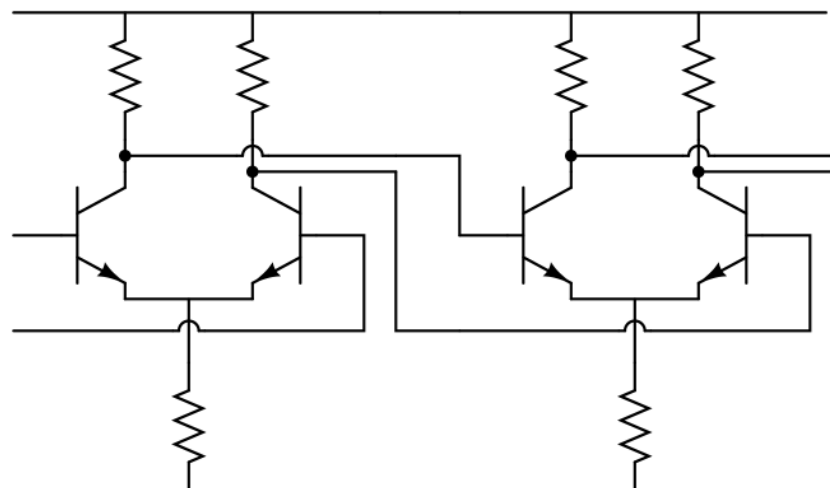


多段増幅回路

個別部品回路

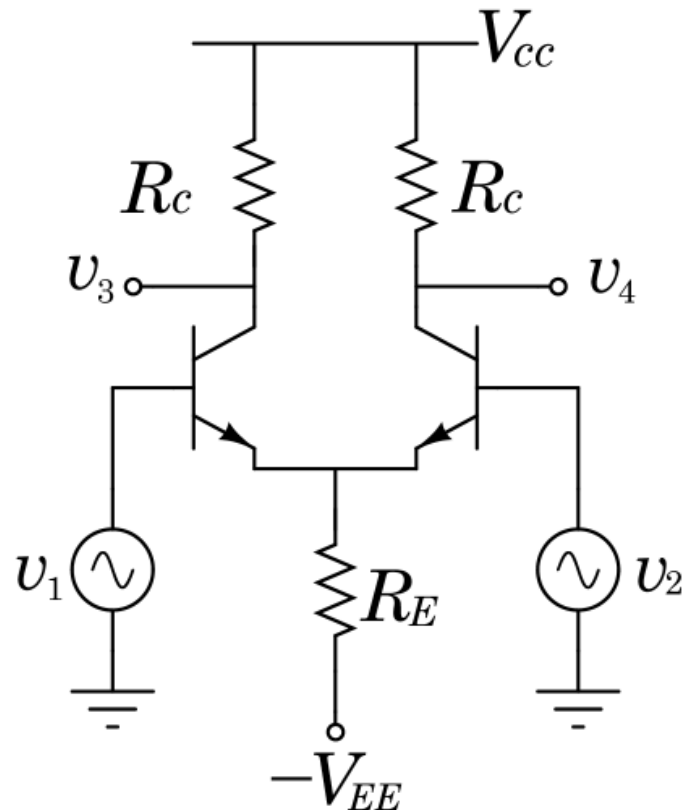


集積回路



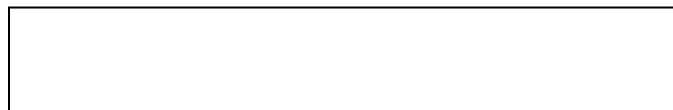
差動増幅回路が多用される

BJT差動増幅回路



$v_1 \Rightarrow v_4$ を見れば の2段増幅

この回路をまとめて解析可能:教科書pp.121-123参照



同相モードと差動モード

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{差動入力電圧 } v_{id} = v_{in1} - v_{in2} \\ \text{同相入力電圧 } v_{ic} = \frac{v_{in1} + v_{in2}}{2} \\ v_{in1} = v_{ic} + \frac{v_{id}}{2} \\ v_{in2} = v_{ic} - \frac{v_{id}}{2} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{差動出力電圧 } v_{od} = v_{o1} - v_{o2} \\ \text{同相出力電圧 } v_{oc} = \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} \\ v_{o1} = v_{oc} + \frac{v_{od}}{2} \\ v_{o2} = v_{oc} - \frac{v_{od}}{2} \end{array} \right.$$

同相利得と差動利得

$$\text{差動利得 } A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{v_{o1} - v_{o2}}{v_{in1} - v_{in2}} = A_{11} - A_{12}$$

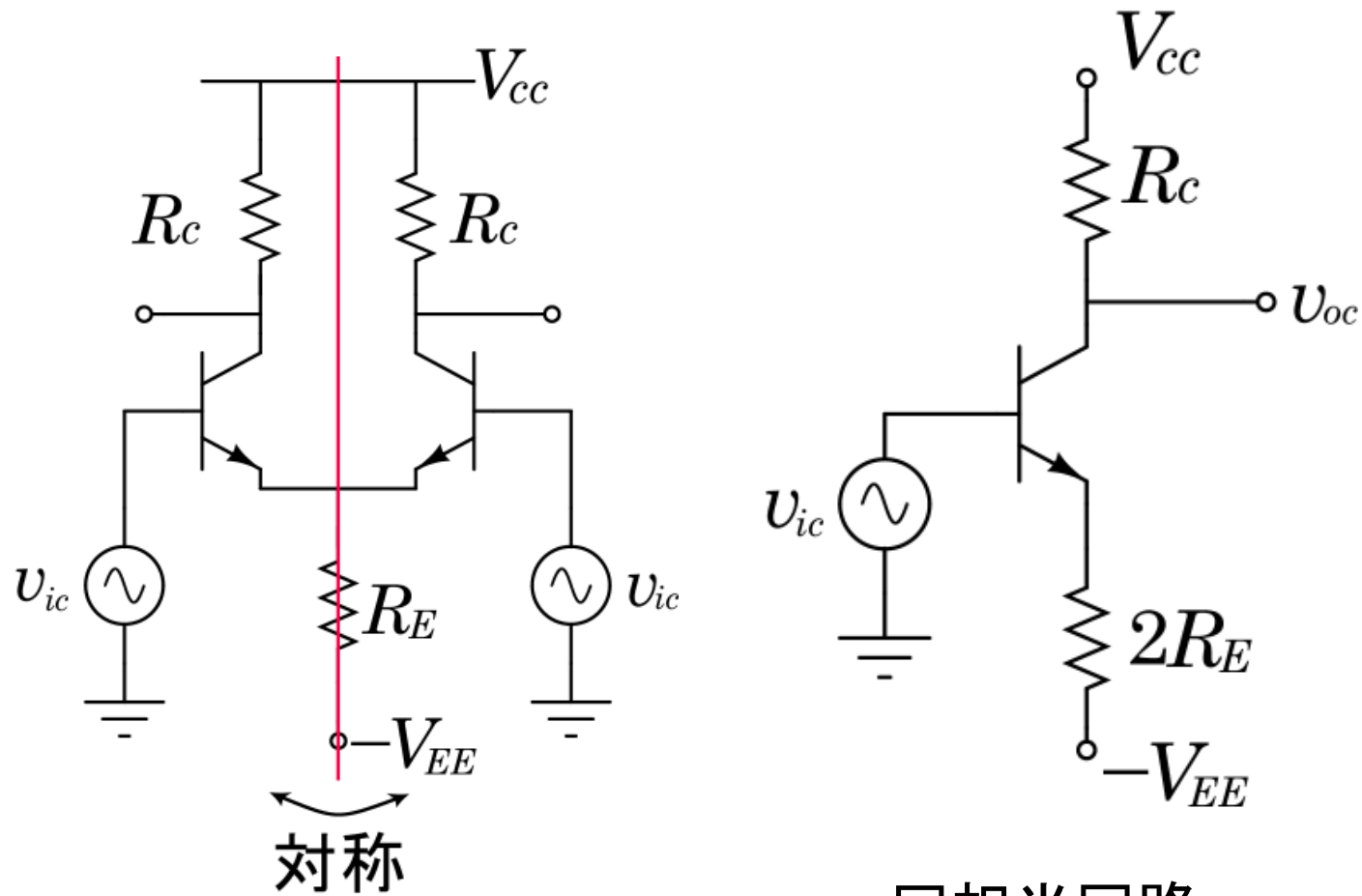
$$\text{同相利得 } A_c = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} = A_{11} + A_{12}$$

同相除去比(Common Mode Rejection Ratio)

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_c|}$$

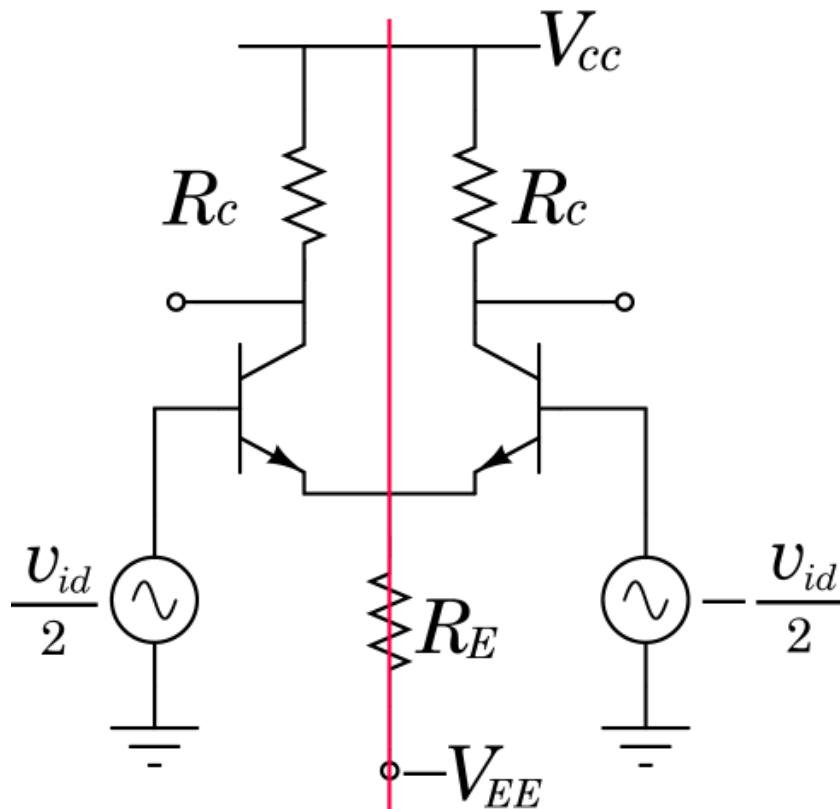
- ほどよい
- 雑音、ドリフトなどは モード
- 信号を モード

同相モード ($v_{id} = 0$)

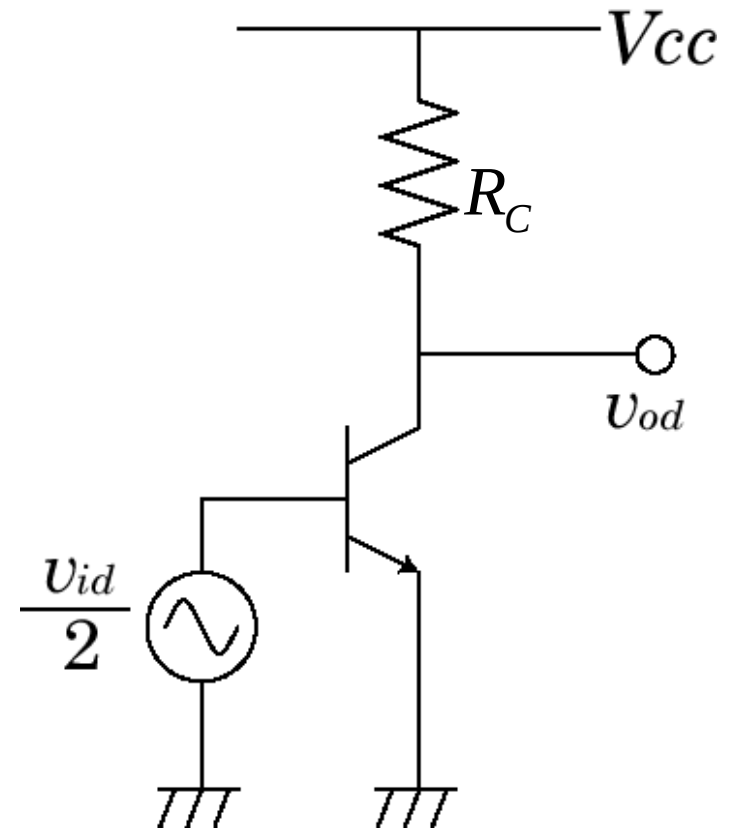


同相半回路

差動モード ($v_{ic} = 0$)



回路 対称
動作 反対称



差動半回路

CMRR

Common Mode Rejection Ratio

同相除去比

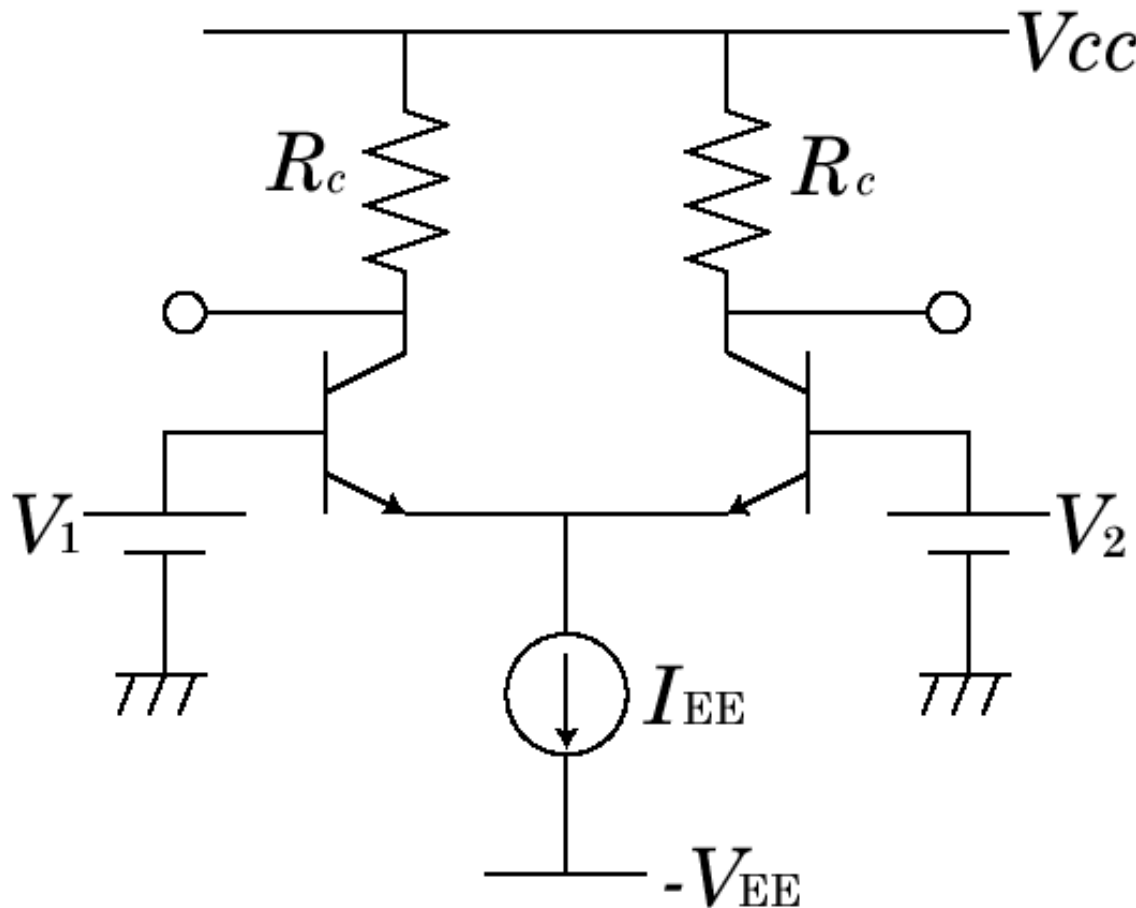
$$CMRR = \frac{\frac{\beta R_C}{r_b + (1 + \beta)r_e}}{\frac{\beta R_C}{r_b + (1 + \beta)(r_e + 2R_E)}} = \frac{r_b + (1 + \beta)(r_e + 2R_E)}{r_b + (1 + \beta)r_e}$$

$R_E \rightarrow \text{大のとき} \quad CMRR \rightarrow \text{大}$

バイアスも関係し、直流抵抗(比抵抗)は大きくできない

微分抵抗は大きくできる $\Rightarrow R_E$ を に

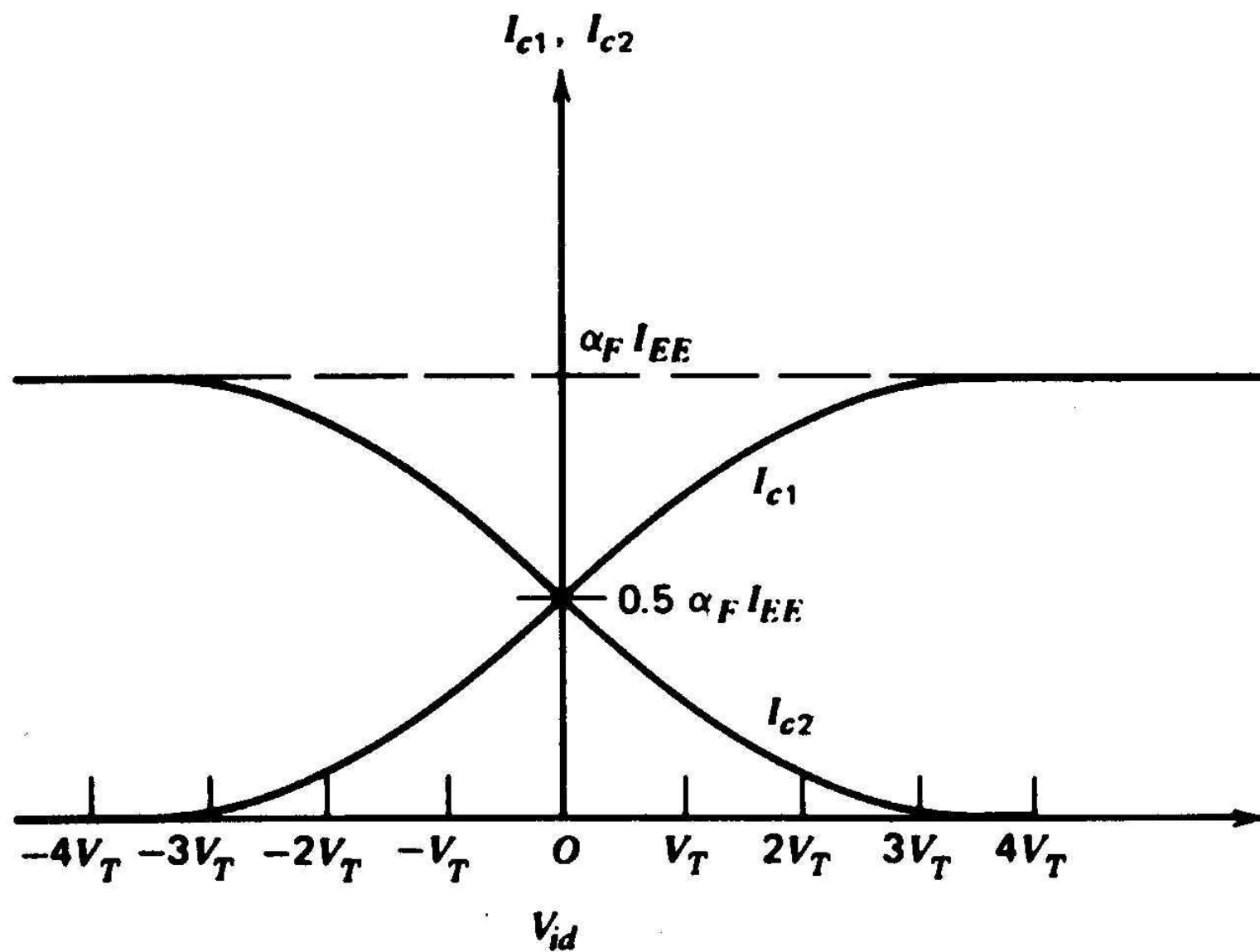
差動増幅回路の大振幅動作



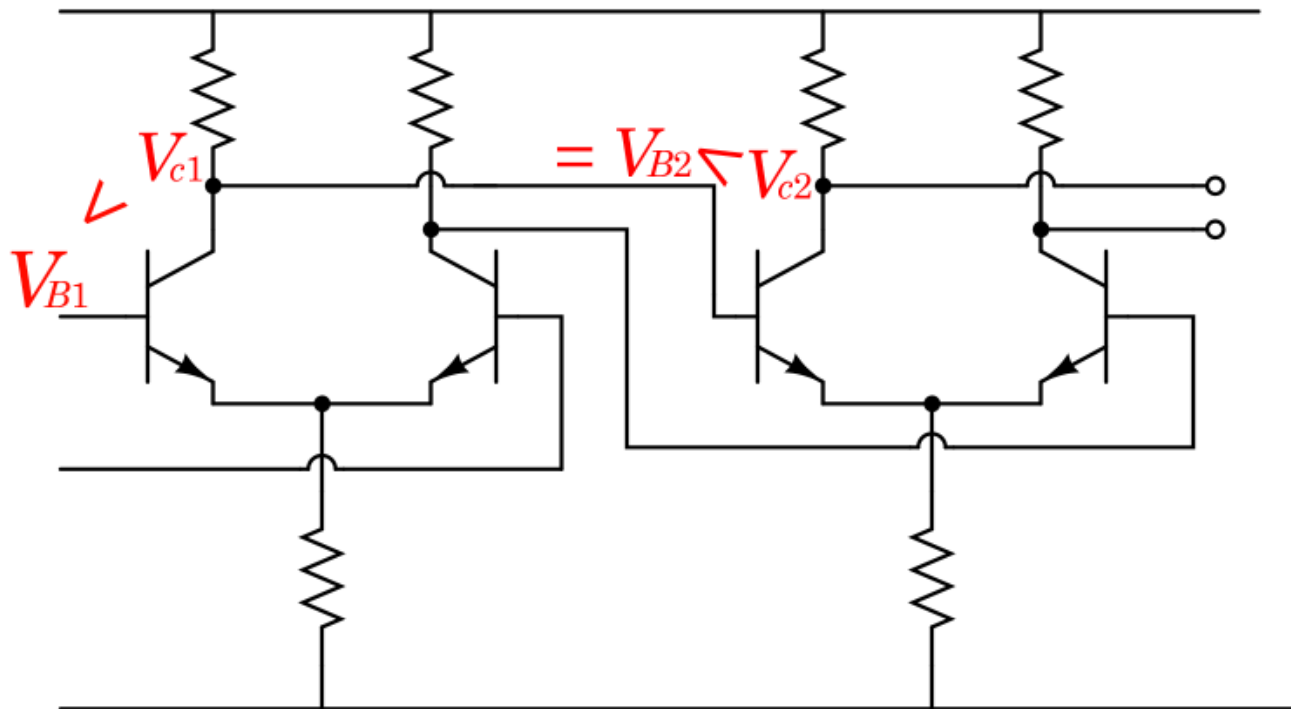
$$\begin{cases} I_{C1} = \alpha I_S e^{V_{BE1}/V_T} \\ I_{C2} = \alpha I_S e^{V_{BE2}/V_T} \\ I_{C1} + I_{C2} = \alpha I_{EE} \\ V_{id} = V_1 - V_2 \end{cases}$$

$$I_{C1} = \frac{\alpha I_{EE}}{1 + e^{-V_{id}/V_T}}$$

$$I_{C2} = \frac{\alpha I_{EE}}{1 + e^{V_{id}/V_T}}$$



レベルシフト

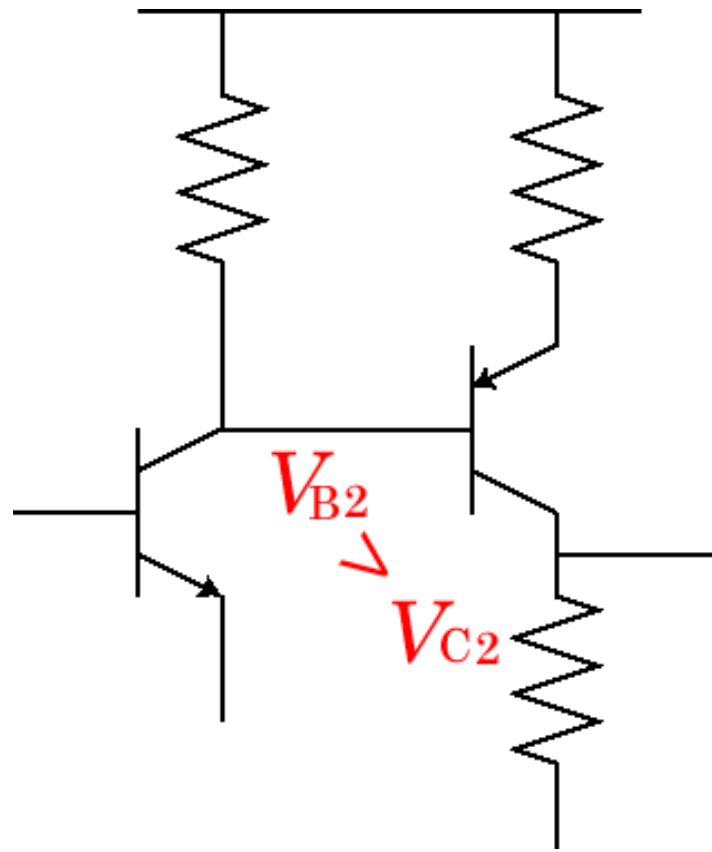


差動増幅器により大容量のCは不要となったが
後段になるほど動作点が□に近づく



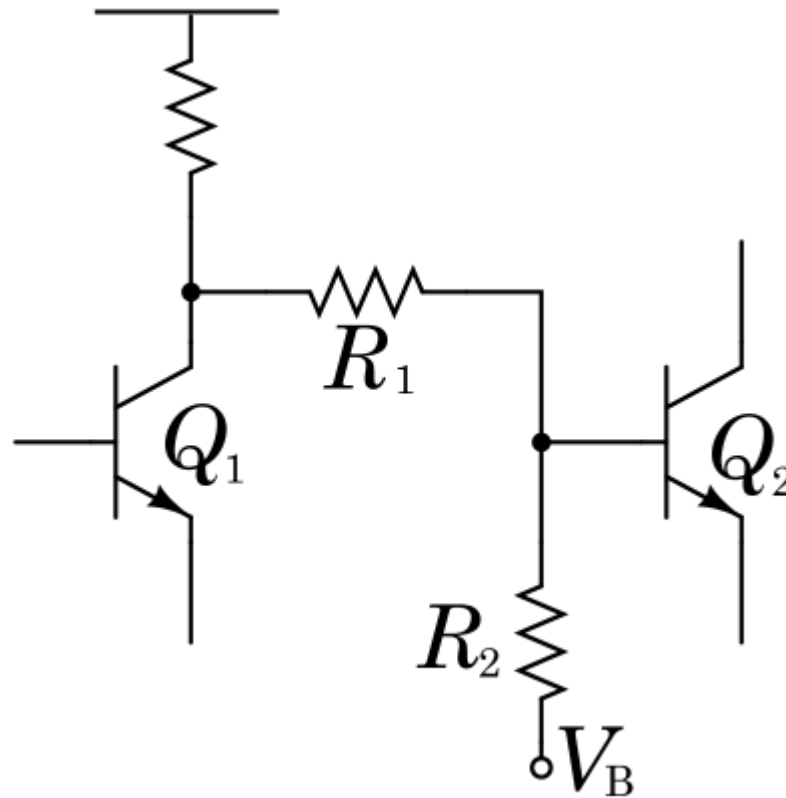
レベルシフトで戻す

npnとpnpの組み合わせによる レベルシフト



pnptランジスタの特性は悪い

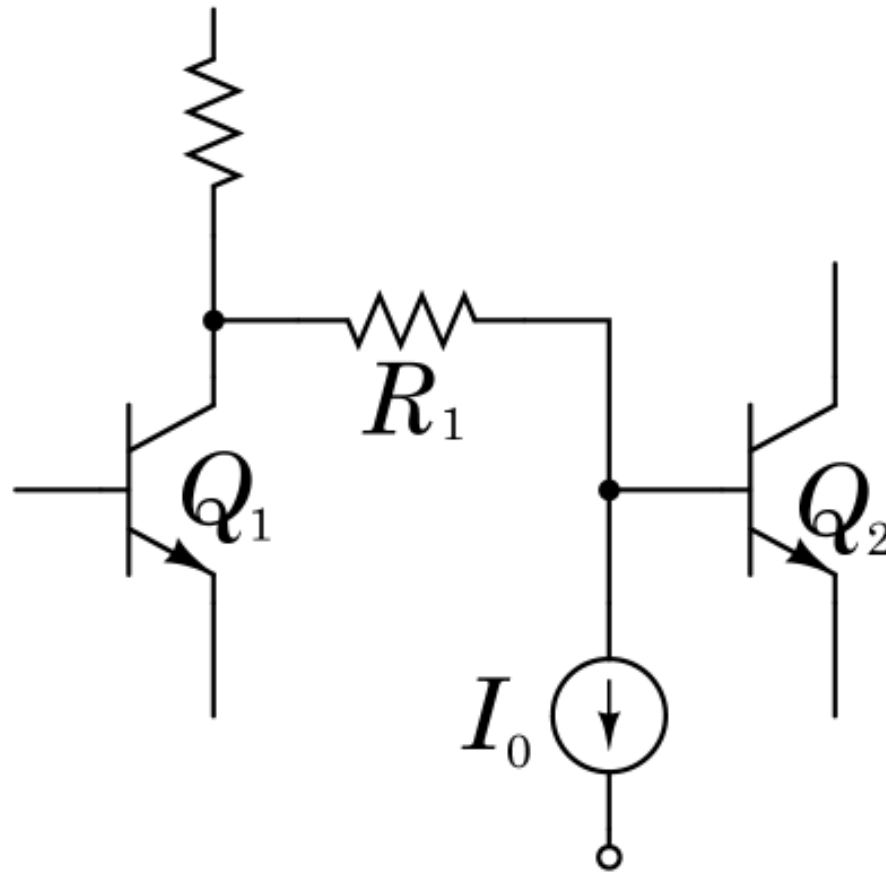
抵抗によるレベルシフト



Q_2 の入カインピーダンスが十分高いとしても

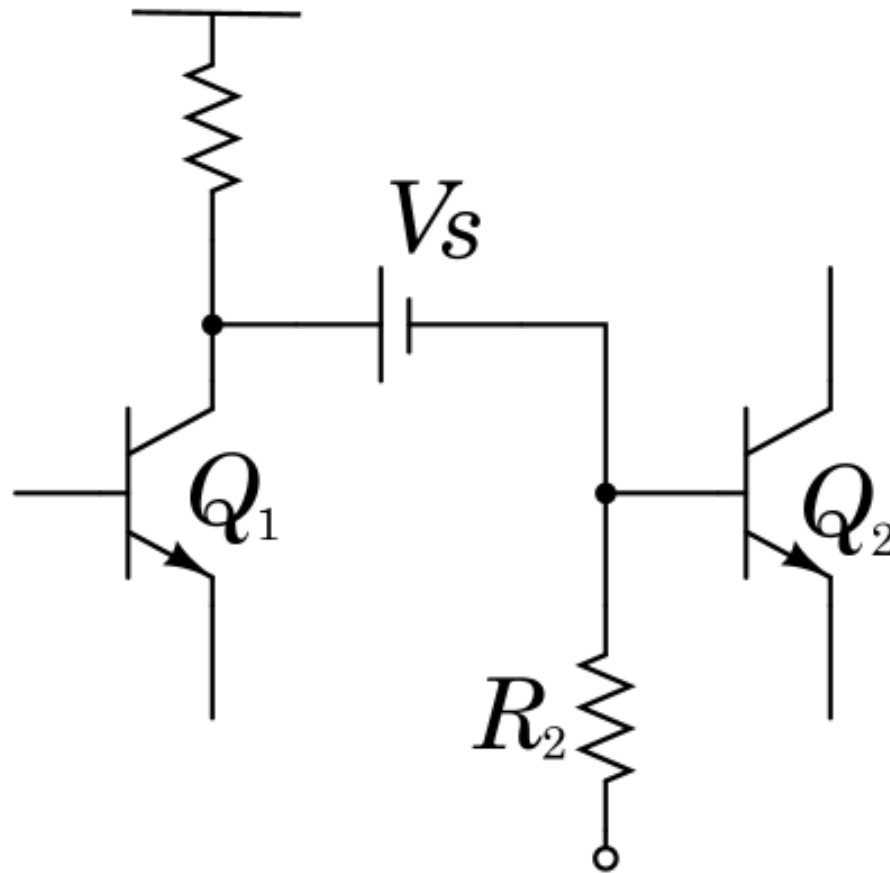
信号分が 倍に減衰

電流源によるレベルシフト



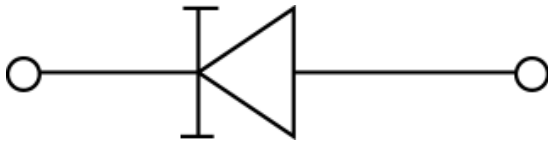
$R_1 I_0$ だけレベルシフト

電圧源によるレベルシフト

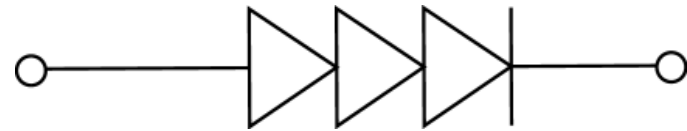


電池：集積回路に組み込めない

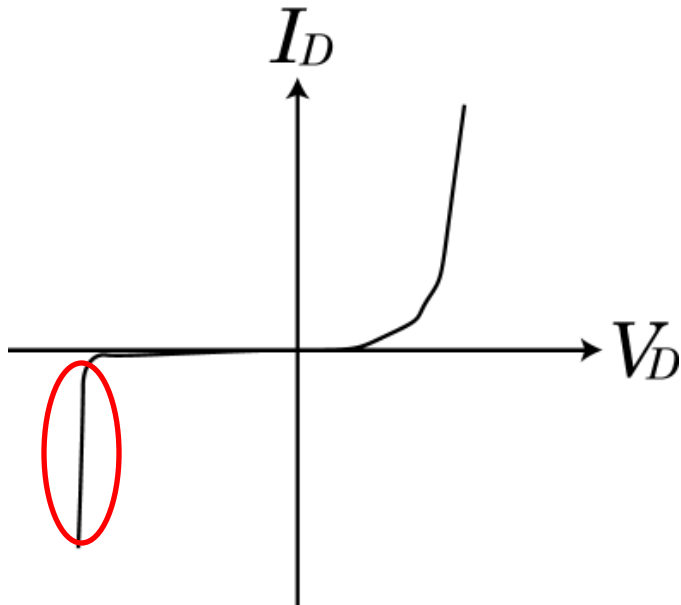
電池の代替(1)



定電圧ダイオード

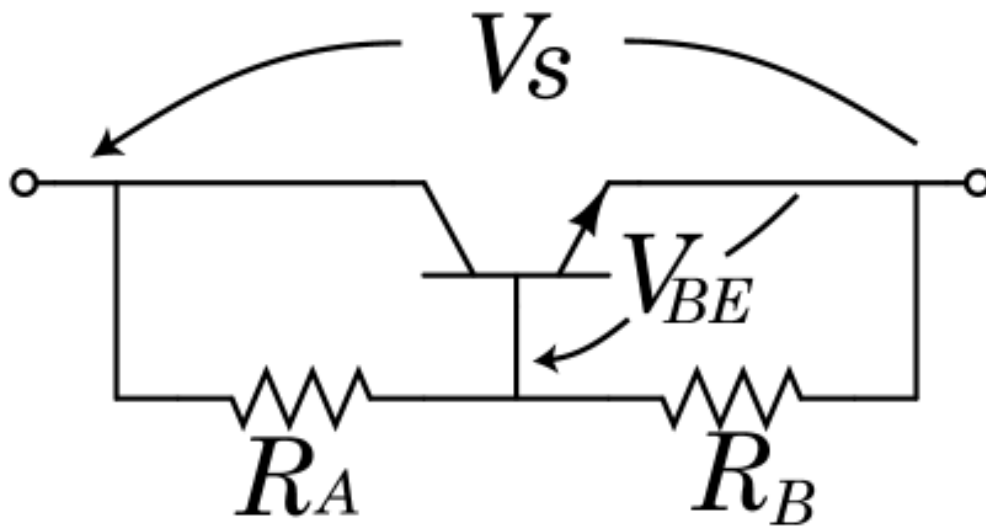


ダイオードの順方向電圧を利用

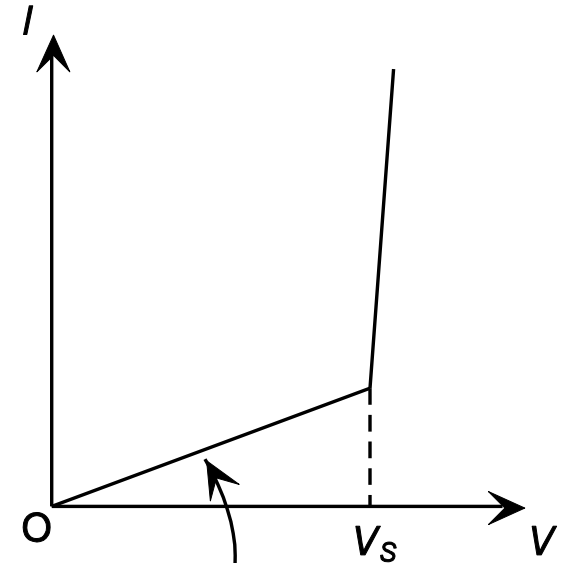


nV_D

電池の代替(2)

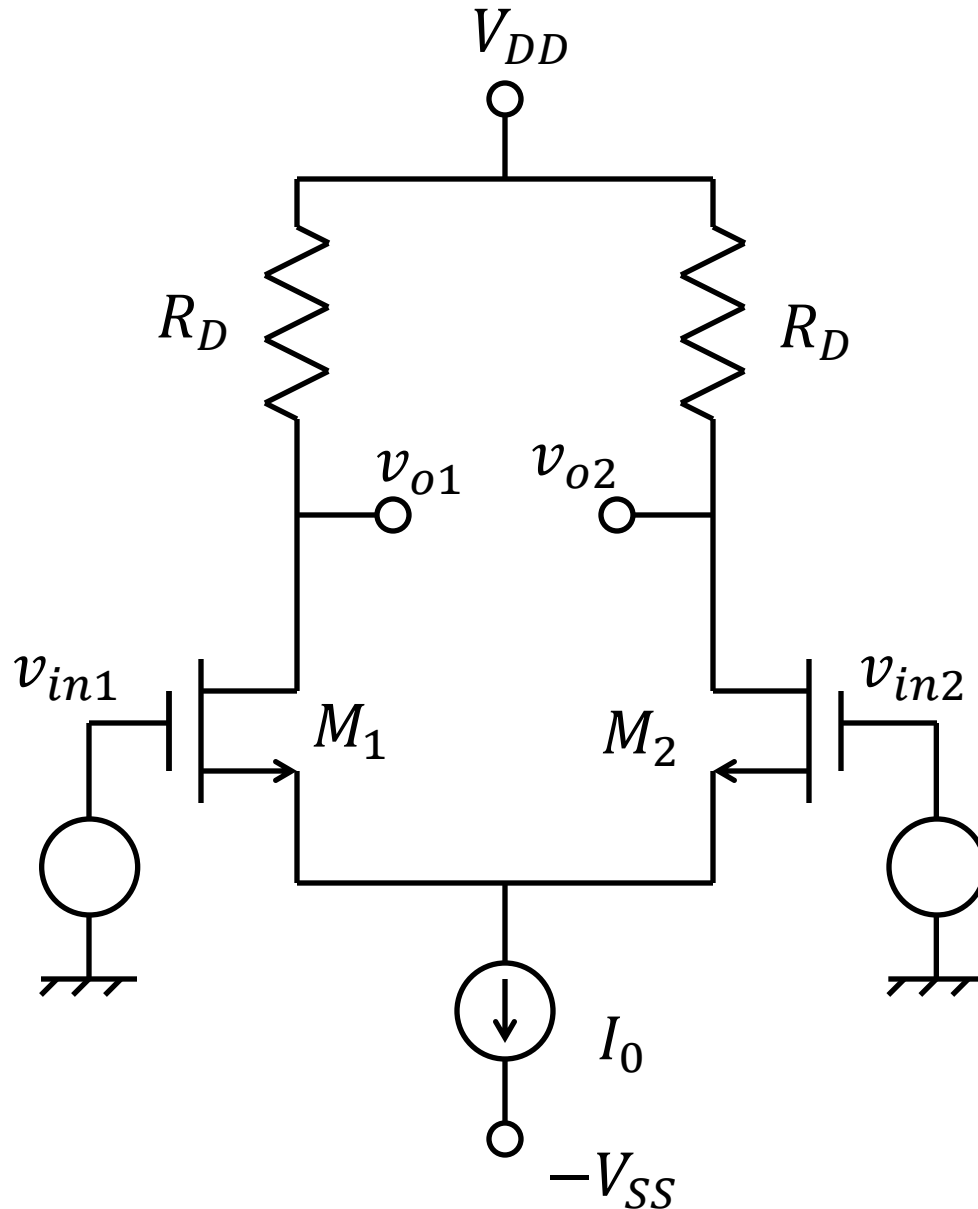


$$V_S = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) V_{BE}$$



(傾き) = $\frac{1}{R_1 + R_2}$

MOSFET差動増幅回路



$$V_{D1} = V_{DD} - R_D \frac{I_0}{2}$$

$$V_{D2} = V_{DD} - R_D \frac{I_0}{2}$$

$\lambda = 0$ として

$$I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

$V_G = 0$ だから

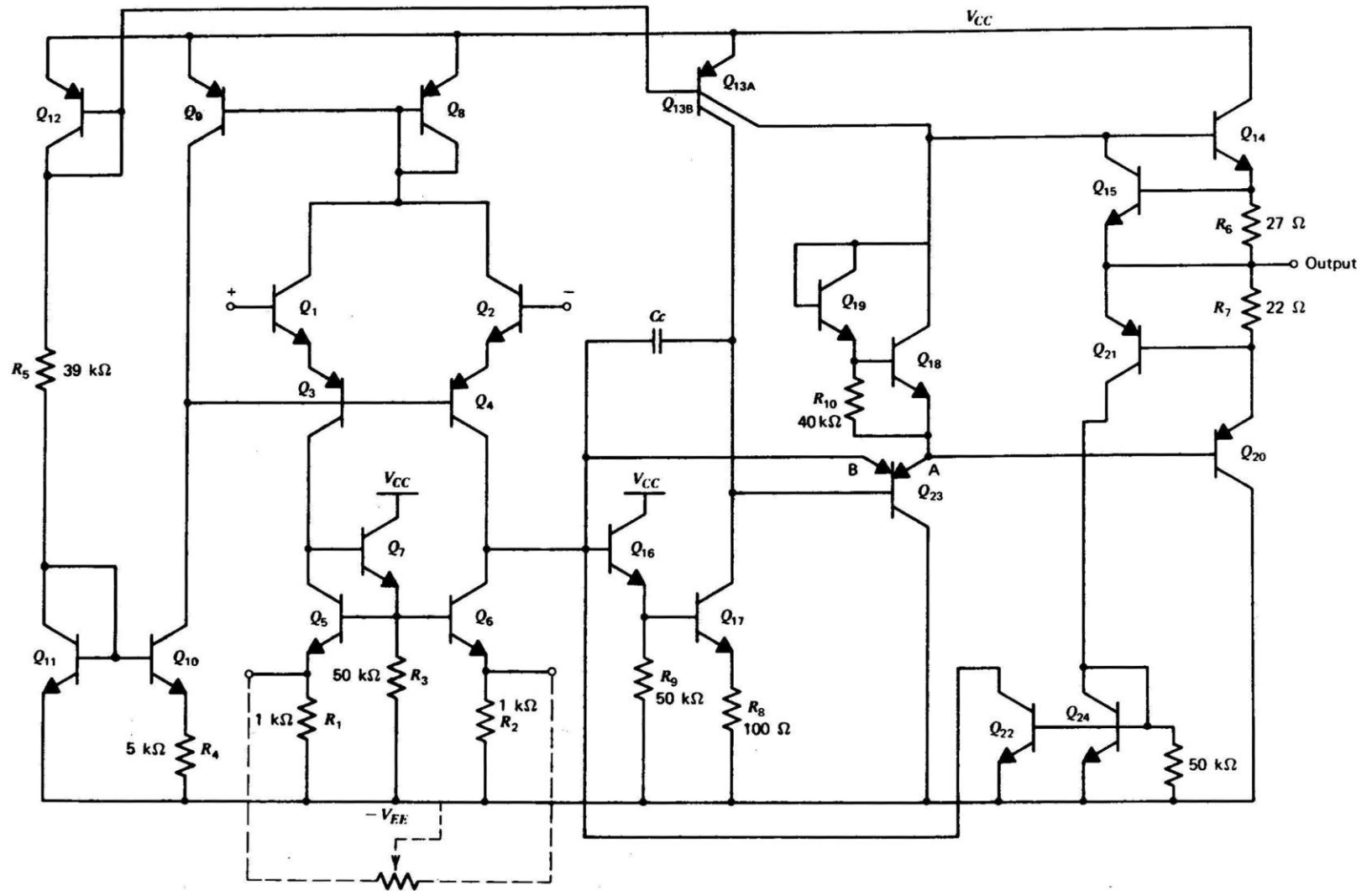
$$V_{SQ} = - \left(V_T + \sqrt{\frac{I_0 L}{\mu C_{ox} W}} \right)^2$$

MOSFET差動増幅回路の電圧利得

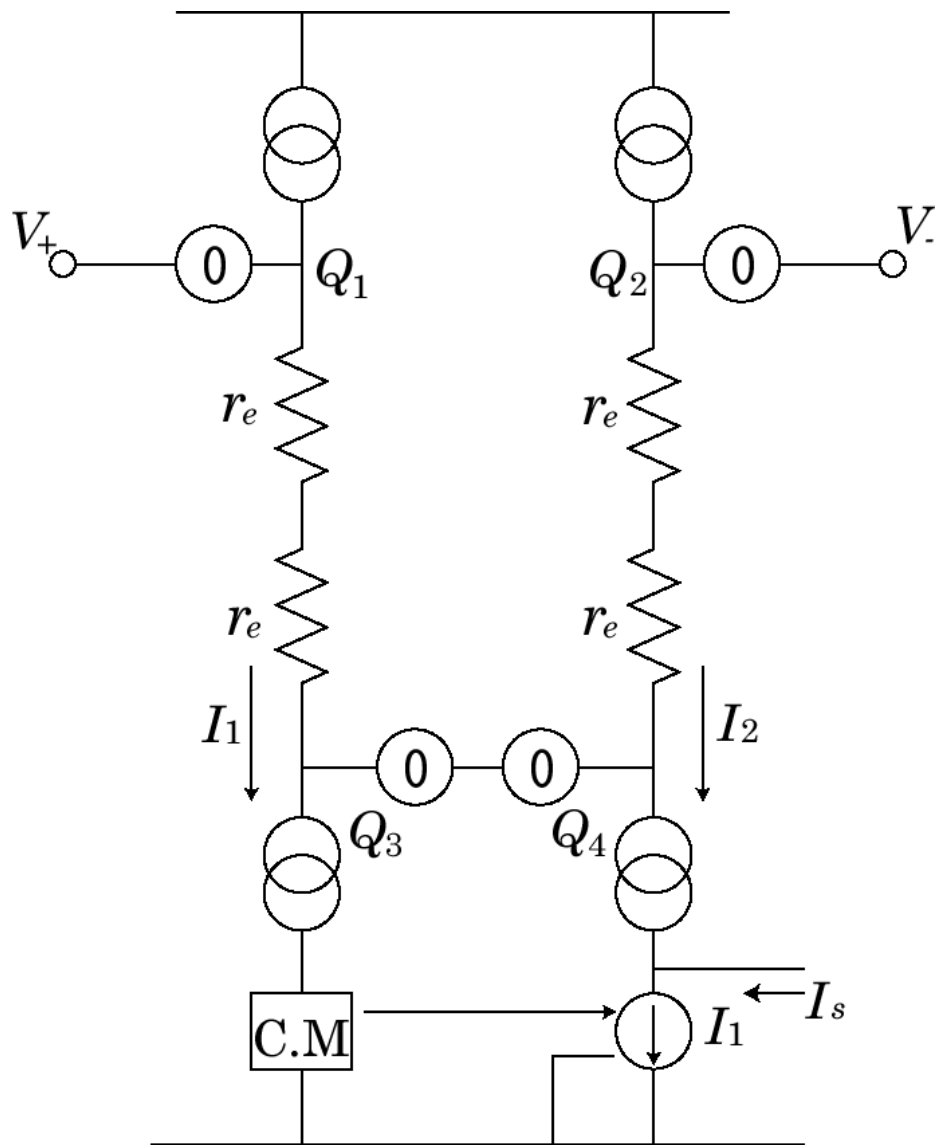
半回路で考える

$$A_d = -g_m R_{Deq}, \quad R_{Deq} = R_D \parallel r_{out}$$
$$f_{ch} = \frac{1}{2\pi C_{out} R_{Deq}}, \quad C_{out} \cong C_{db} + C_{gd}$$

μ A741の回路



初段回路

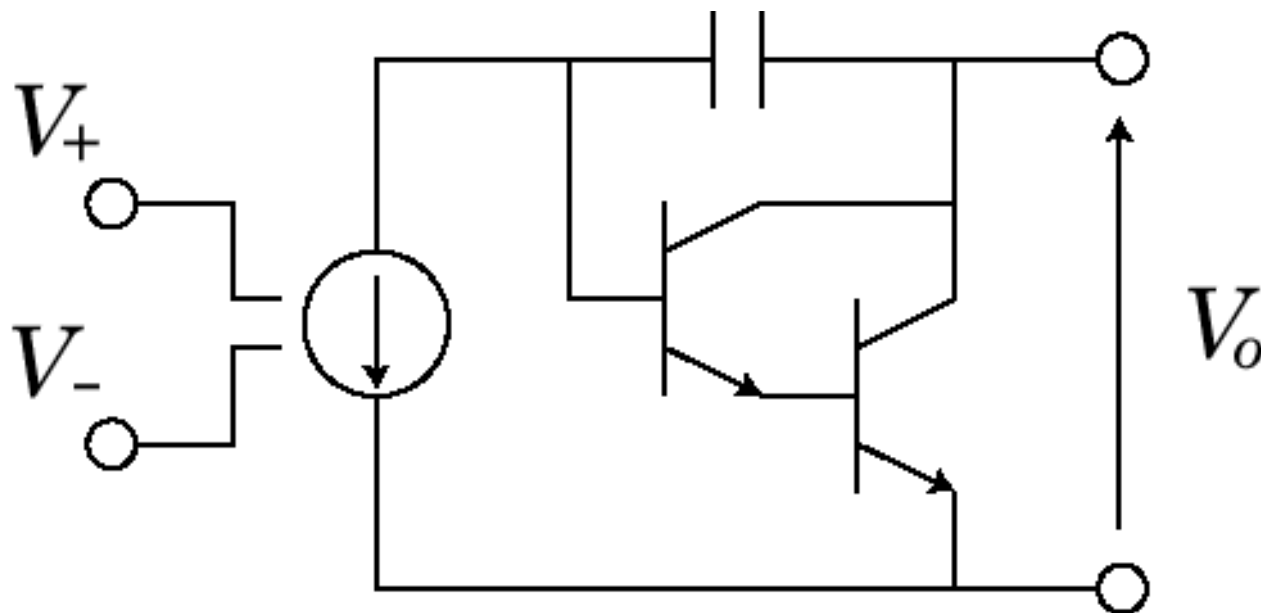


$$\begin{cases} I_1 = I_0 + \frac{V_+ - V_-}{4r_e} \\ I_2 = I_0 + \frac{V_- - V_+}{4r_e} \end{cases}$$

$$I_s = I_1 - I_2 = \frac{V_+ - V_-}{2r_e}$$

μA741の高周波特性

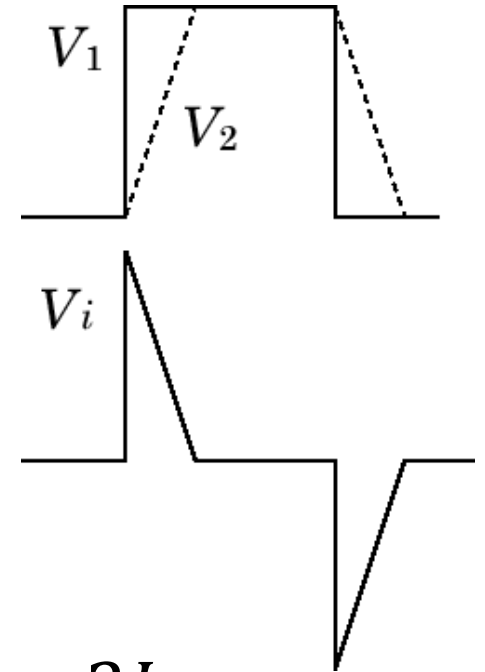
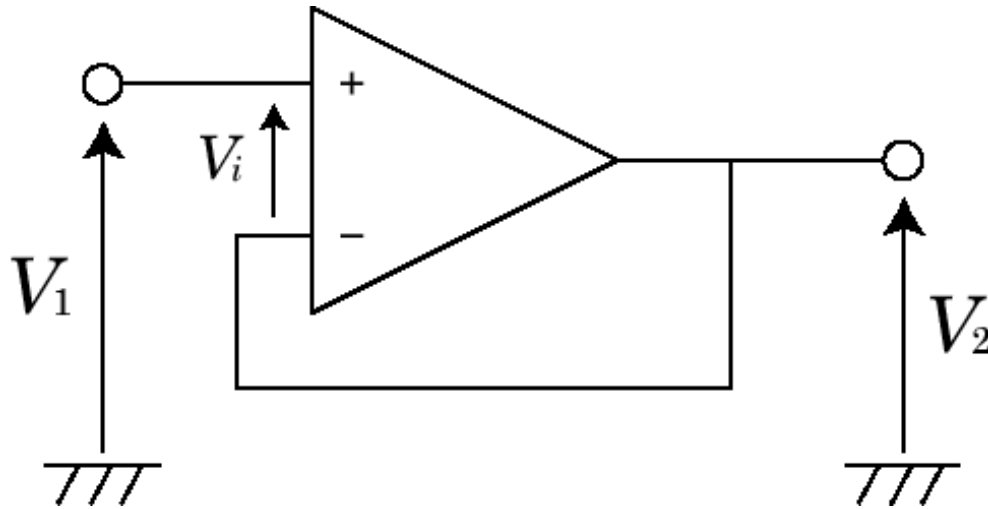
2段目の増幅段の電圧利得が十分大きい



$$\frac{V_o}{V_+ - V_-} \cong \frac{1}{j\omega 2r_e C_1} = -j \frac{f_1}{f}$$

$$f_1 = \frac{1}{4\pi C_1 r_e} : \text{GB積}$$

スルーレート



瞬間的に大きな入力信号が入るため $\begin{cases} I_1 = 2I_0 \\ I_2 = 0 \end{cases}$ となる

$$\frac{V_+ - V_-}{2r_e} \text{の電流源} \Rightarrow 2I_0$$

$$V_o = \frac{2I_0}{C_1} t$$

$$\text{Slew Rate} = \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{max} = \frac{2I_0}{C_1}$$

スルーレートと**GB積**

GB積 $f_1 = \frac{1}{4\pi C_1 r_e} = \frac{I_o}{4\pi C_1 V_T}$

スルーレート $SR = \frac{2I_o}{C_1}$

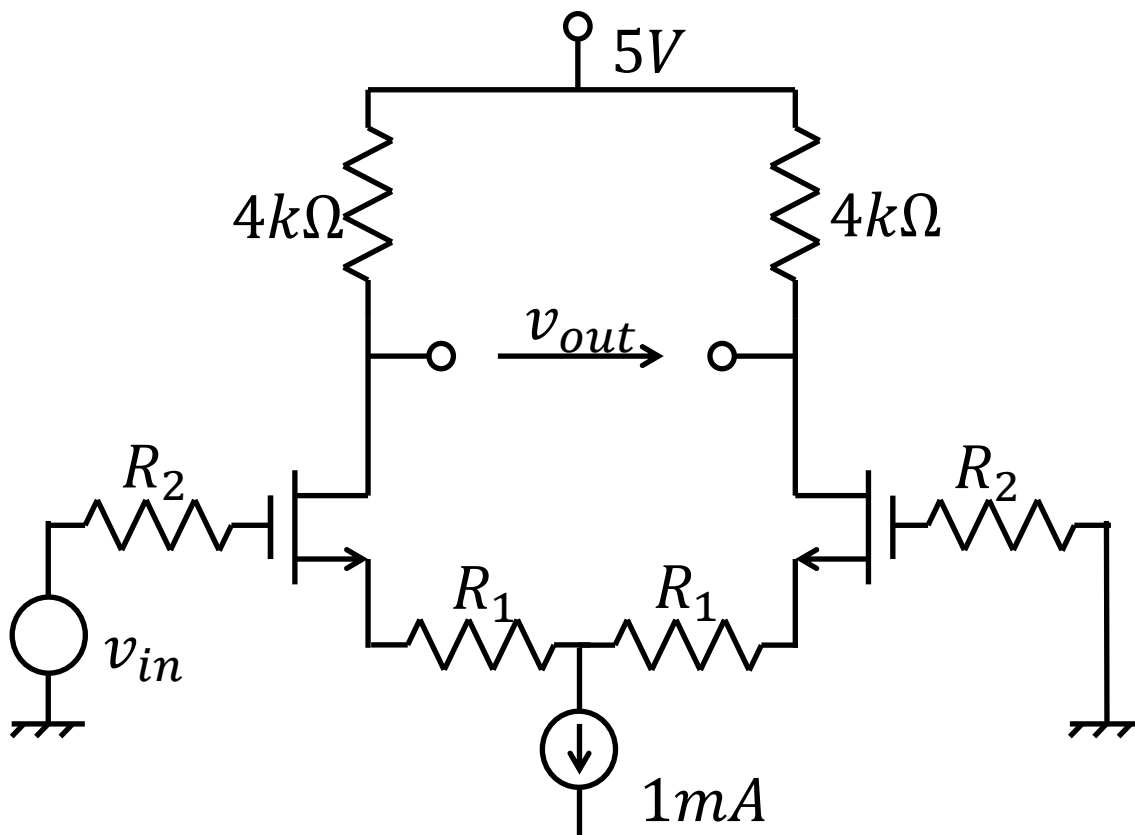
GB積とスルーレートの関係は

$$SR = 8\pi V_T f_1 \cong 0.653 f_1$$

となるので、GB積が決まると、スルーレートが決まってしまう。

つまり、回路構造により、これらの関係が決まると言える。

練習問題



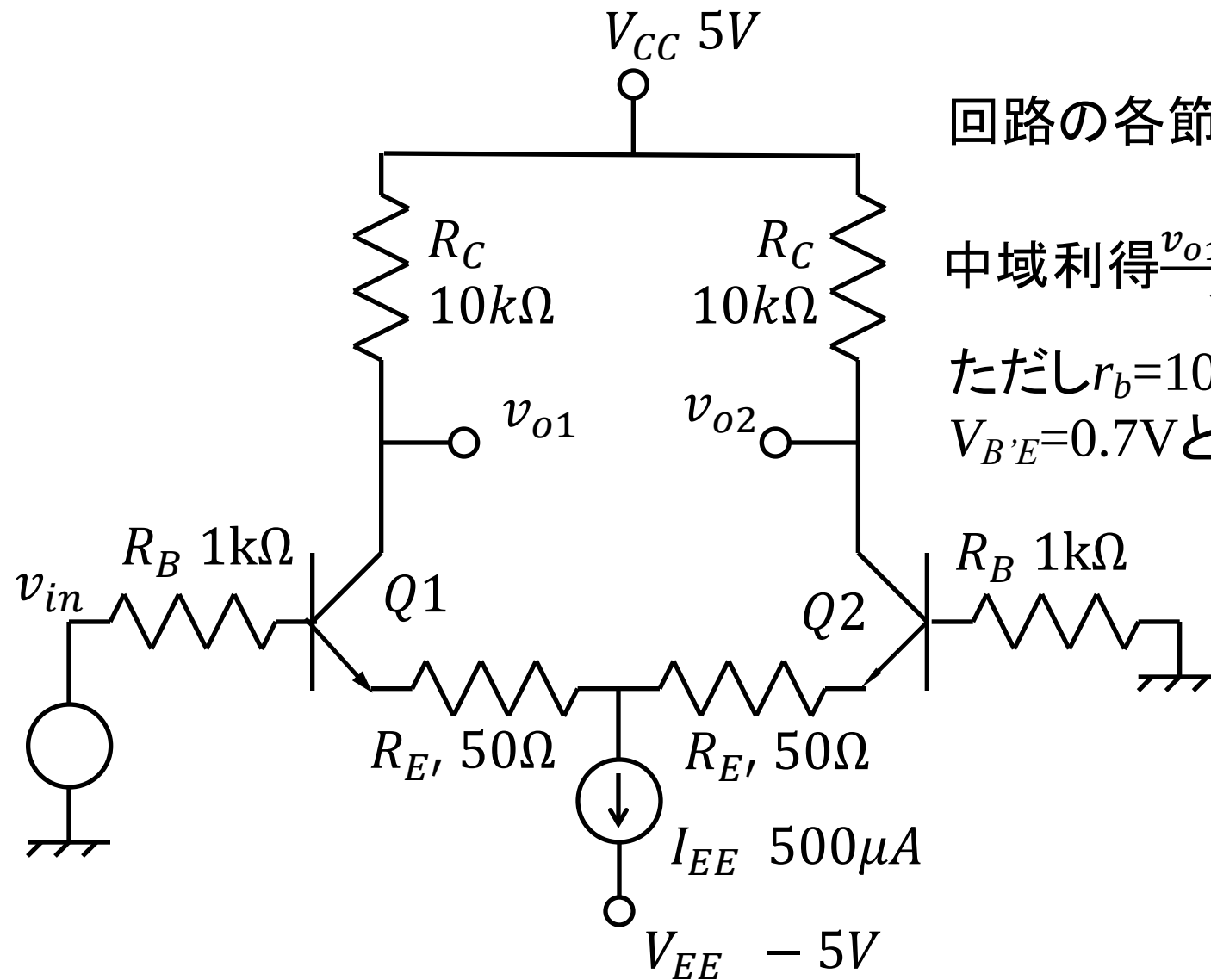
$K = 5 \times 10^{-4}$, $V_{TH} = 0.8$,
 $\lambda = 0$, ボディ効果は無視
 できるとする

1. FET各端子の直流電位を求めよ。
2. $R_1 = R_2 = 0$ のとき中域利得を求めよ。
3. $R_1 = 200\Omega$, $R_2 = 0$ のとき中域利得を求めよ。
4. $R_1 = 200\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$ のとき中域利得を求めよ。 R_2 は中域利得にどう影響するか?

練習問題

1. $V_G = 0, V_D = V_{DD} - R_D I_D = 5 - 4k \times 0.5m = 3V$ 。
 $V_{GS} = V_{TH} + \sqrt{\frac{I_D}{K}} = 0.8 + \sqrt{\frac{0.5}{0.5}} = 1.8V, \therefore V_S = -1.8V$
2. $g_m = 2K(V_{GS} - V_{TH}) = 1mS$ 。よって中域利得は
 $A_d = g_m R_D = 4$
3. $v_{out} = g_m(v_{in} - v_s)R_D, v_s = g_m(v_{in} - v_s)R_1$ より
 $v_s = \frac{g_m R_1}{1 + g_m R_1} v_{in}$ 、従って $v_{out} = \left(1 - \frac{g_m R_1}{1 + g_m R_1}\right) g_m R_D v_{in} =$
 $\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_1} v_{in}$ 。 $A_d = \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_1} = \frac{4}{1 + 0.2} = 3.33$ 。
4. R_2 は中域利得と無関係。

宿題9



回路の各節点の電位を求めよ

中域利得 $\frac{v_{O1} - v_{O2}}{v_{in}}$ を求めよ

ただし $r_b = 100\Omega$, $\beta = 100$,
 $V_{B'E} = 0.7V$ とする

次回は

1月8日

「負帰還増幅回路」です

良いお年をお迎え下さい