

群馬大学 工学部 電気電子工学科
「集積回路システム工学」 講義資料 (5)

アナログ集積回路 基本回路(2)

担当 小林春夫

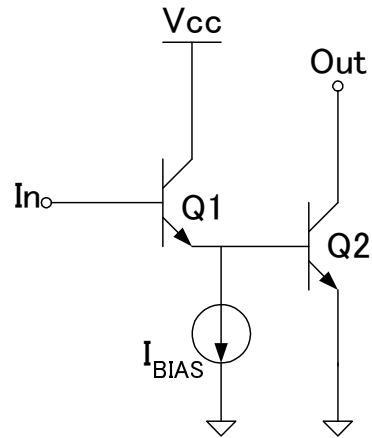
この資料はATN 麻殖生健二氏および
小林研究室学生の協力のもと作成された



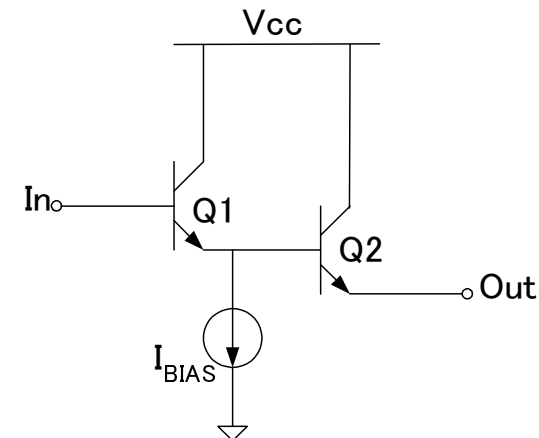
1. ダーリントン回路
2. カスコード回路
3. スーパーソースフォロア回路
4. 差動回路
5. カレントミラー回路
 5. 1 基本カレントミラー回路
 5. 2 カスコードカレントミラー回路
 5. 3 ウィルソンカレントミラー回路

CC-CE, CC-CCおよびダーリントン構成

ダーリントン構成はバイポーラトランジスタの
電流ゲインと入力抵抗を上げるために使われる。

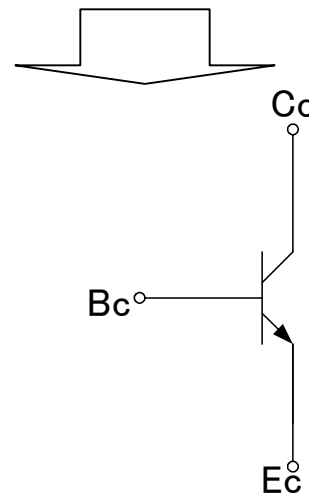


(a)コレクタ接地-エミッタ接地縦型接続

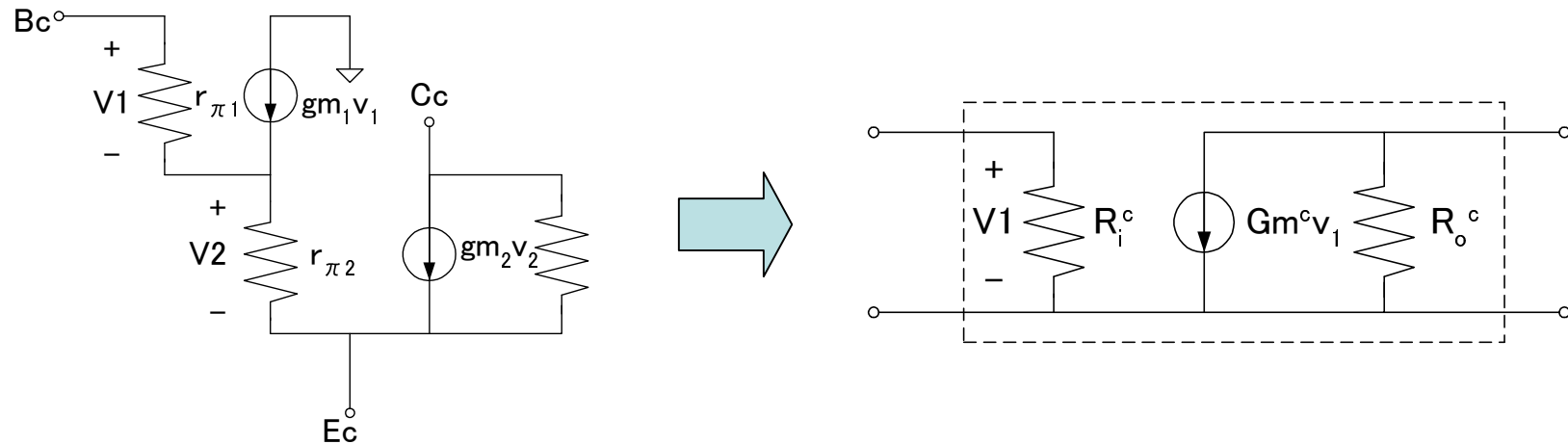


(b)コレクタ接地-コレクタ接地縦型接続

合成トランジスタ表現



CC-CEおよびCC-CC接続トランジスタの小信号等価回路



エミッタフォロアの入力抵抗式より、

$$R_i^c = r_{\pi 1} + (\beta_0 + 1)r_{\pi 2}$$

$$Gm^c = gm^c = \frac{gm_2}{1 + \left[\frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1)r_{\pi 2}} \right]}$$

$I_{BIAS} = 0$ の場合は、

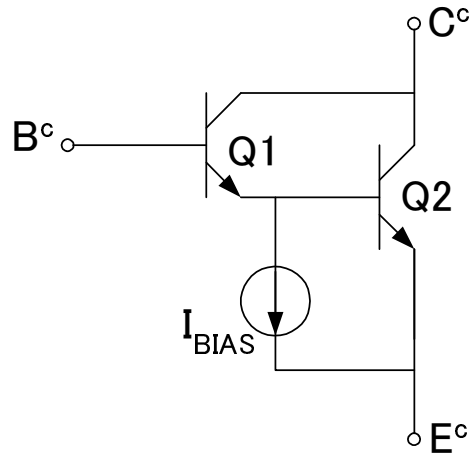
$$r_{\pi 1} = (\beta_0 + 1)r_{\pi 2} \quad \therefore gm^c = \frac{gm_2}{2}$$

また、 $\beta^c = \beta_0(\beta_0 + 1) \approx \beta_0^2$

$$R_o^c = r_o^c = r_{o2}$$

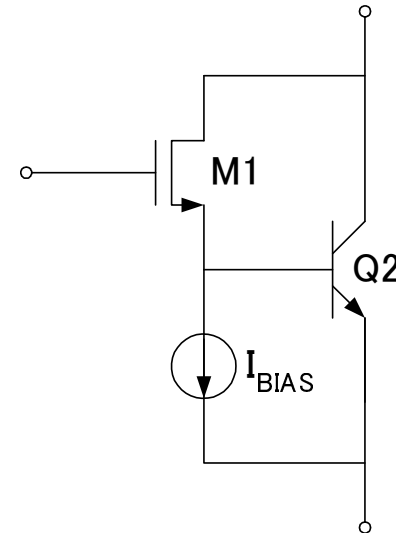
ダーリントン構成は
入力抵抗と電流増幅率
を改善する

ダーリントン構成のBiCMOSへの応用



$I_{BIAS} = 0$ の場合

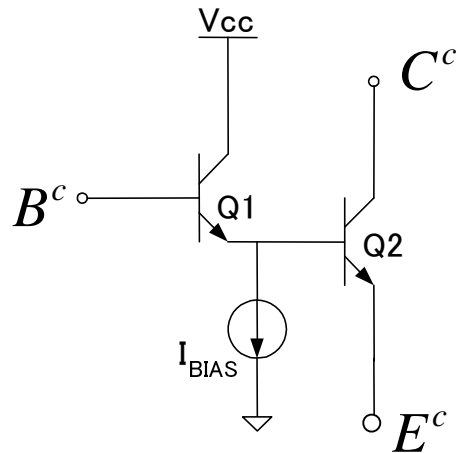
$$\beta^c = \beta_0(\beta_0 + 1) \approx \beta_0^2$$



BiCMOS技術で利用できる
複合ダーリントン接続

純粋なMOS回路ではダーリントン構成にしないが、
BiCMOS技術ではMOSトランジスタの持つ無限大の入力抵抗と
電流ゲインを実現できると共に、バイポーラの持つ
大きなトランスコンダクタンスを実現できる。

例題



左図において、 $\beta_o=100$, $I_{c2}=100\mu\text{A}$, $I_{\text{bias}}=10\mu\text{A}$, $r_b=0$, $r_o=\infty$ として、合成 Trs の入力抵抗、トランスコンダクタンス、電流増幅率を求めよ。

Q2のベース電流 $= 100\mu\text{A} / 100 = 1\mu\text{A}$
 $\therefore$ Q1のエミッタ電流 $= 11\mu\text{A}$

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{11\mu\text{A} / 26\text{mV}} = 236\text{k}\Omega$$

$$g_{m1} = (2.36\text{k}\Omega)^{-1}$$

$$r_{\pi 2} = 26\text{k}\Omega$$

$$g_{m2} = (260\Omega)^{-1}$$

$$r_{\pi}^c = 236\text{k}\Omega + 101 \times 26\text{k}\Omega = 2.8\text{M}\Omega$$

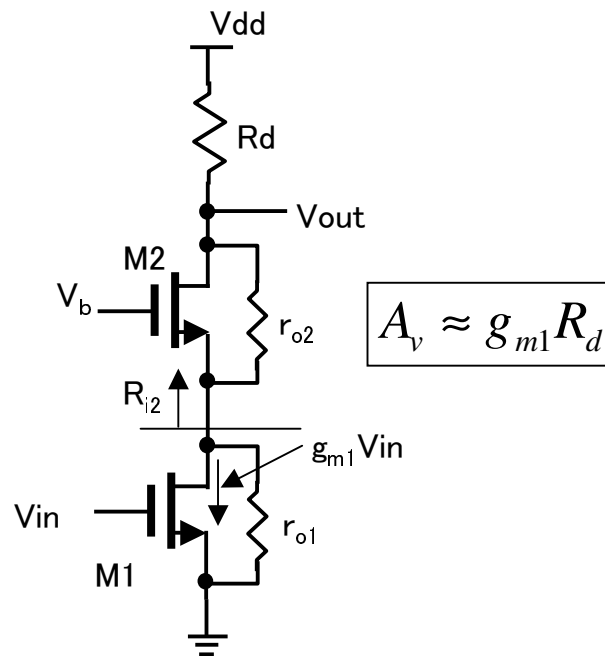
$$\beta^c = 101 \times 100 = 10100$$

$$g_m^c = g_{m2} \times 0.916 = (283\Omega)^{-1}$$

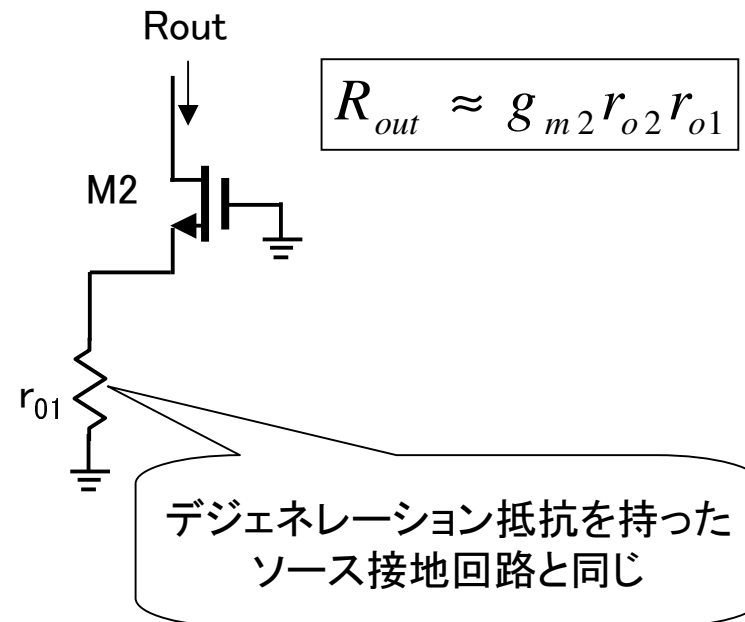
1. ダーリントン回路
2. カスコード回路
3. スーパーソースフォロア回路
4. 差動回路
5. カレントミラー回路
 5. 1 基本カレントミラー回路
 5. 2 カスコードカレントミラー回路
 5. 3 ウィルソンカレントミラー回路

カスコード回路

MOS回路ではカスコード構成は、
ソース接地-ゲート接地増幅器



(a) 抵抗負荷のカスコード回路



(b) 出力抵抗解析用回路

カスコード回路

上図(a)にカスコード回路の回路構成を示す。ソース接地アンプの負荷部にゲート接地回路が付加された回路であり、以下の特徴を持つ。

- ・出力抵抗を高くできるので高ゲイン回路に適する
- ・ソース接地アンプのCgdによるミラー容量(後述)が小さいので、高周波回路に適する

(1) ゲイン解析(抵抗負荷)

ゲインは次式のように解析できる。ゲインは通常のソース接地アンプと同じである。

$$I_{out} = g_{m1} V_{in} \frac{r_{o1}}{r_{o1} + R_{i2}}$$

ここで、

$$R_{i2} = 1/(g_{m2} + g_{mb2}) // r_{o2}$$

$$V_{out} = I_{out} R_{out} \approx I_{out} R_d$$

$$g_{m2} \gg g_{mb2}, \quad 1/g_{m2} \ll r_{o2}, r_{o1} \quad \text{ならば}$$

$$A_v \approx g_{m1} R_d \frac{r_{o1}}{r_{o1} + 1/g_{m2}} \approx g_{m1} R_d$$

2) 出力抵抗解析(Rdを含まない)

負荷抵抗Rdを含まない出力抵抗は次式のように解析できる。

$$R_{out} \approx [1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o2}] r_{o1} + r_{o2} \\ \approx (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o2} r_{o1}$$

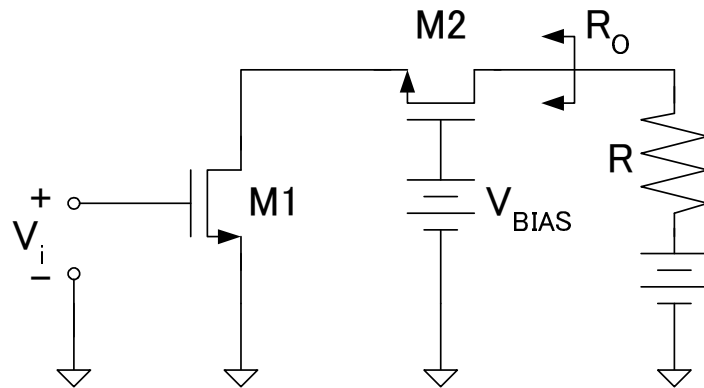
このように、カスコードにより、出力抵抗が 約 $g_m \cdot r_{o2}$ 倍 される。

(計算例)

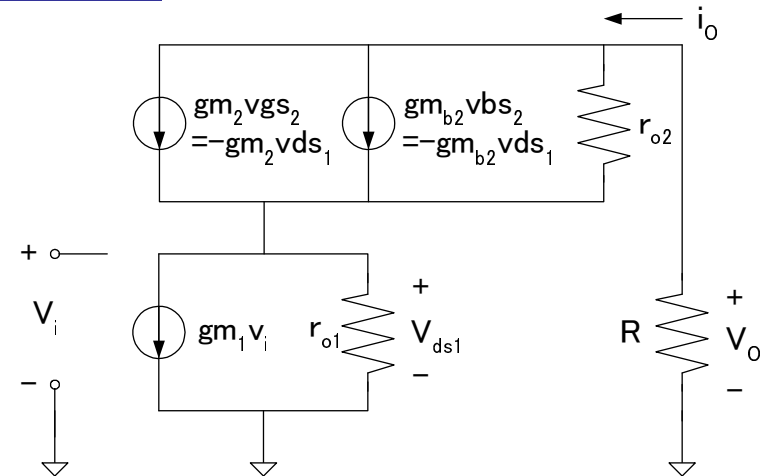
$g_m = 10\text{mS}$, $r_{o1} = r_{o2} = 10\text{k}\Omega$, g_{mb} は小さいので省略すると、 $g_m \cdot r_{o2} = 100$ となり、 $R_{out} = 1\text{M}\Omega$ 。

この性質を使うと、抵抗負荷の代わりに定電流負荷(次ページ)を適用すると、1段で80dB程度の高ゲイン回路も実現できる。

カスコード回路の詳細解析



カスコード回路



小信号等価回路

トランスコンダクタンスの計算(出力は高周波的に短絡)

$$i_o + gm_2 v_{ds1} + gm_{b2} v_{ds1} + \frac{v_{ds1}}{r_{o2}} = 0$$

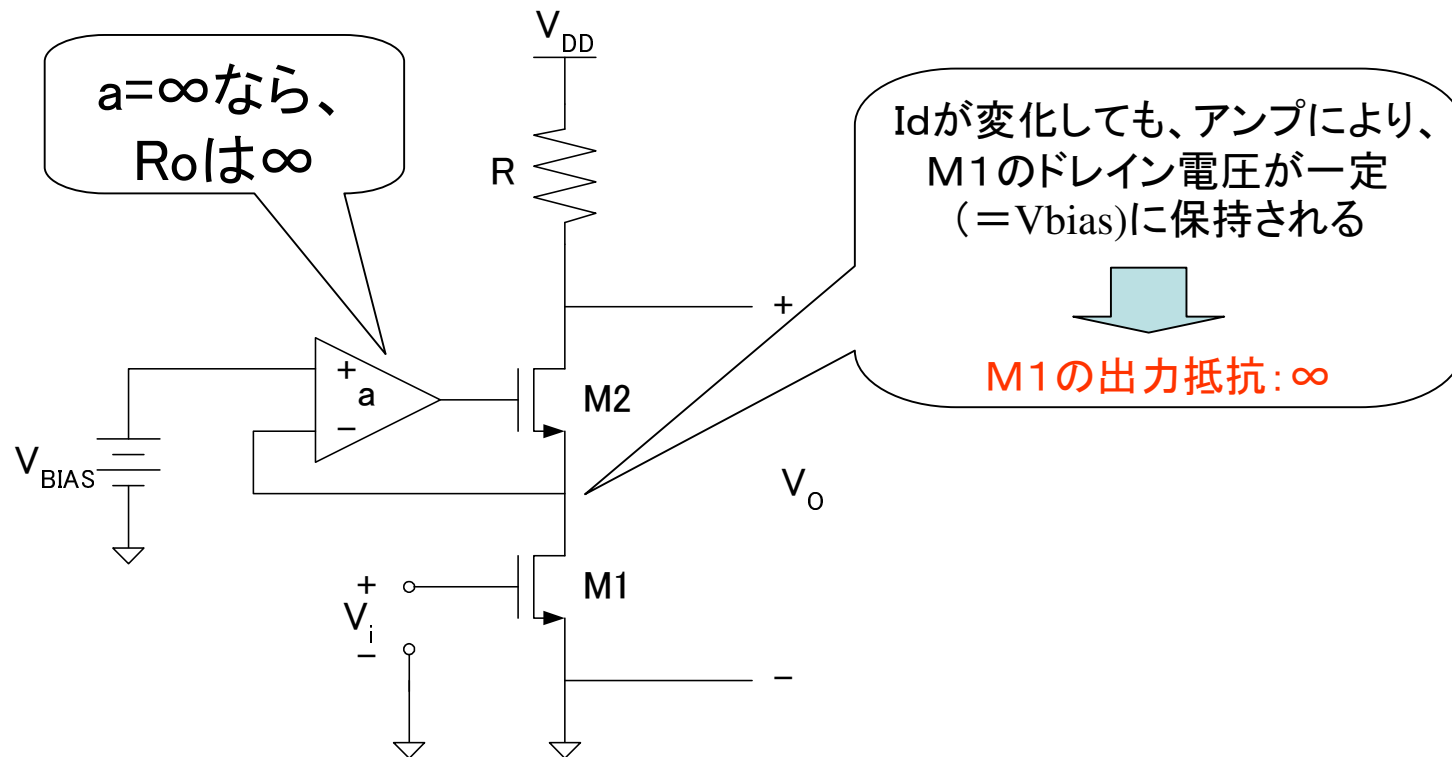
$$gm_1 v_i + gm_2 v_{ds1} + gm_{b2} v_{ds1} + \frac{v_{ds1}}{r_{o1}} + \frac{v_{ds1}}{r_{o2}} = 0$$

$$Gm = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{v_o=0} = gm_1 \left(1 - \frac{1}{1 + (gm_2 + gm_{b2})r_{o1} + \frac{r_{o1}}{r_{o2}}} \right) \cong gm_1$$

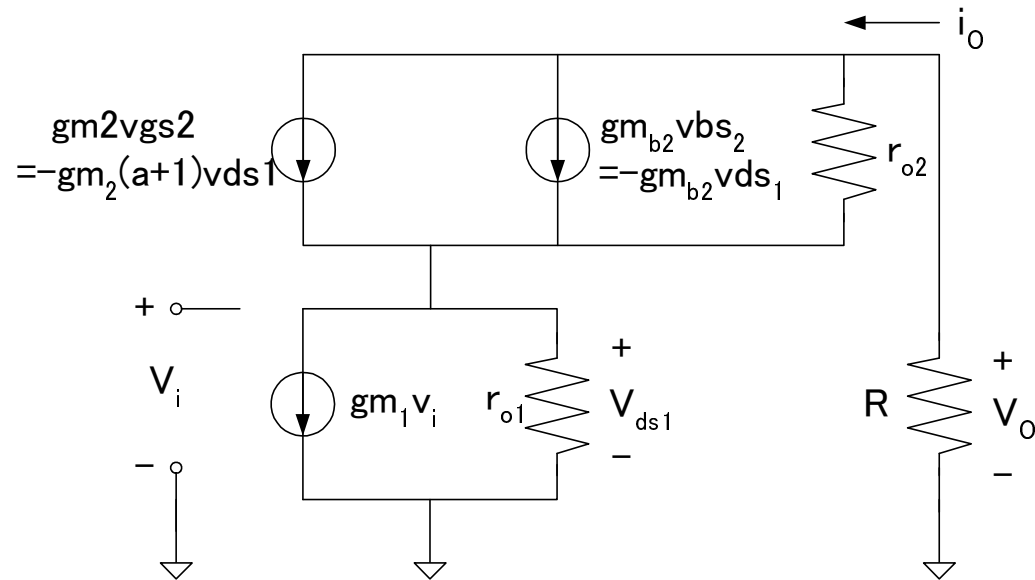
出力抵抗の計算(Viは高周波的に短絡)

$$R_o = r_{o1} + r_{o2} + (gm_2 + gm_{b2})r_{o1}r_{o2} \cong (gm_2 + gm_{b2})r_{o1}r_{o2}$$

MOSFETを用いた能動カスコード増幅器



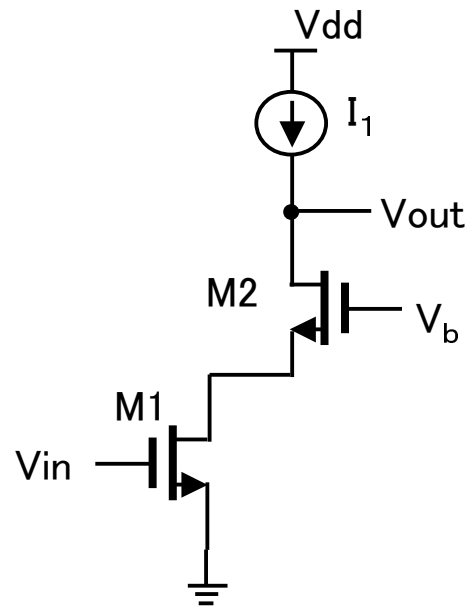
能動カスコード接続の小信号等価回路



$$G_m = g_{m1} \left(1 - \frac{1}{1 + [g_{m2}(a+1) + g_{mb2}]r_{o1} + \frac{r_{o1}}{r_{o2}}} \right) \approx g_{m1}$$

$$R_o = r_{o1} + r_{o2} + [g_{m2}(a+1) + g_{mb2}]r_{o1}r_{o2} \approx g_{m2}(a+1)r_{o1}r_{o2}$$

電流源負荷を有するカスコード増幅回路



(a) 定電流源負荷のカスコード回路

定電流源負荷のカスコード回路

上図(a)に定電流源負荷のカスコード回路の回路構成を示す。

(1) ゲイン解析(定電流源負荷)

ゲインは次式のように解析できる。ゲインは通常の定電流源負荷ソース接地アンプに比べかなり大きい。

$$\text{ゲイン } A_v \approx g_{m1} R_{out}$$

一方、出力抵抗 は前 述の式より、

$$R_{out} \approx (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o2} r_{o1}$$

したがって

$$A_v \approx g_{m1} r_{o1} (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o2}$$

[計算例]

$g_{m1}=g_{m2}=10\text{mS}$, $r_{o1}=r_{o2}=10\text{k}\Omega$, g_{mb2} は無視, 定電流源は理想(=出力抵抗が ∞) の場合のゲインを計算してみよう。

上式から

$$A_v = 100 \times 100 = 10000 \Rightarrow 80\text{dB}$$

(カスコードがない場合は、 $A_v=100 \Rightarrow 40\text{dB}$)

(2) 定電流源負荷の出力抵抗を考慮した場合 ゲインは次式のように解析できる。

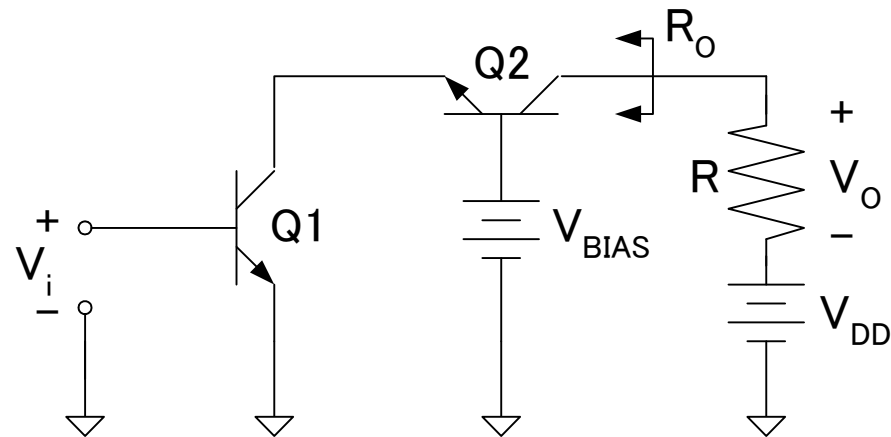
定電流源の出力抵抗 r_{oL} を考慮すると、

$$A_v \approx g_{m1} \left[\{ r_{o1} (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o2} \} // r_{oL} \right]$$

r_{oL} が低い場合は、カスコードの効果が低下する。これを回避するために後述のように定電流源部にもカスコード回路を適用する。

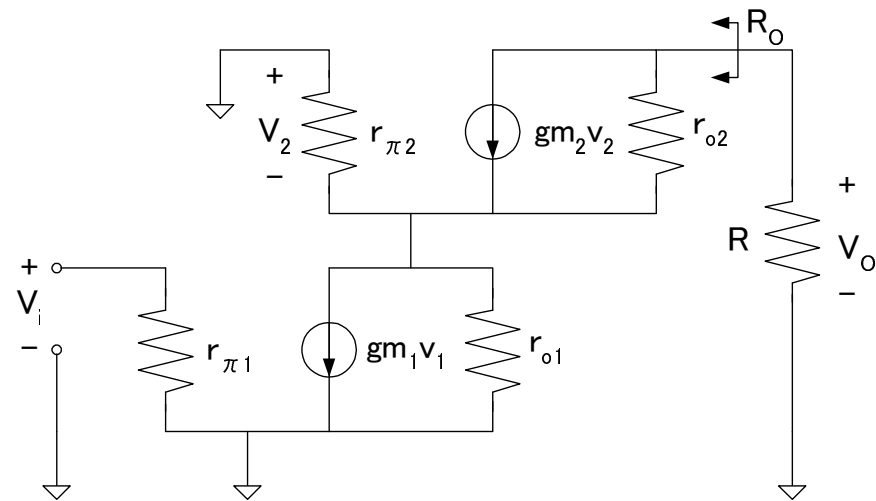
最大電圧利得は、大体、
トランジスタの固有利得の2乗に等しい

バイポーラトランジスタを用いたカスコード増幅器



バイポーラ回路ではカスコード構成は、
エミッタ接地-ベース接地増幅器

バイポーラ・カスコード接続の小信号等価回路



入力抵抗は $R_i = r_{\pi 1}$

トランスコンダクタンスは $Gm \cong gm_1$

出力抵抗は、 $v_i = 0$ より $gm_1 v_1$ 電流源は動作しないため、

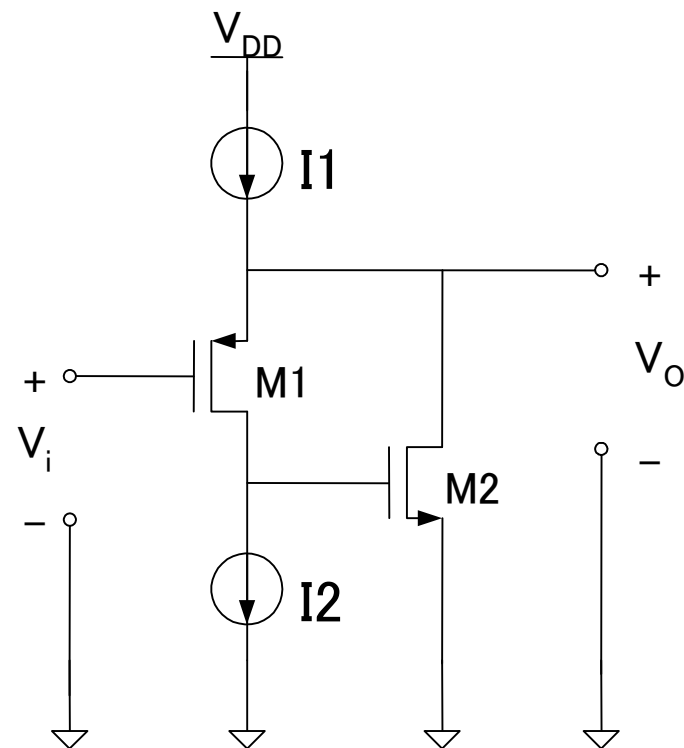
$$R_E = r_{o1} \text{ とすると、 } R_o \cong r_{o2} \left(1 + \frac{gm_2 r_{o1}}{1 + \frac{gm_2 r_{o1}}{\beta_0}} \right) \approx \beta_0 r_{o2}$$

$$\text{電圧ゲインは } A_v = \frac{v_o}{v_i} = -Gm R_o \cong -gm_1 r_{o2} \beta_0 = -\frac{\beta_0}{\eta}$$

1. ダーリントン回路
2. カスコード回路
3. スーパーソースフォロア回路
4. 差動回路
5. カレントミラー回路
 5. 1 基本カレントミラー回路
 5. 2 カスコードカレントミラー回路
 5. 3 ウィルソンカレントミラー回路

スーパーソースフォロワ

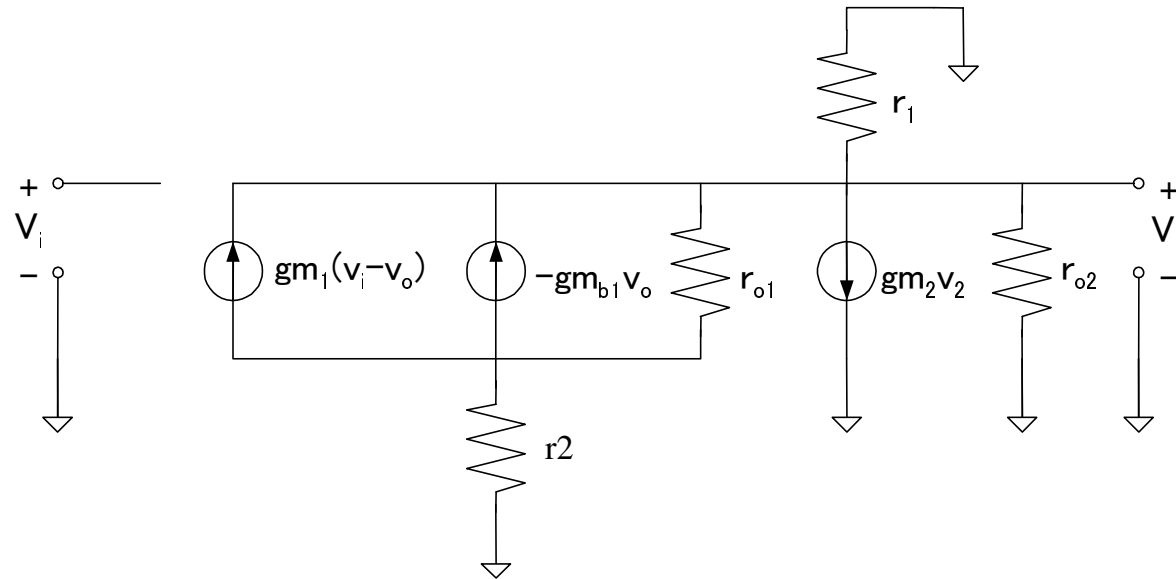
ソースフォロアの出力抵抗低減手段



動作

1. V_o : 上昇すると
2. M1の電流: 大
3. M1のドレイン電圧: 上昇
4. M2の電流が大になって V_o の上昇を抑える

スーパーソースフォロワの小信号等価回路



出力抵抗

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = r_1 \parallel r_2 \parallel \frac{r_{o1} + r_2}{[1 + (gm_1 + gm_{b1})r_{o1}](1 + gm_2r_2)}$$

理想電流源の場合(\$r_1=r_2=\infty\$)

$$R_o \approx \frac{1}{gm_1 + gm_{b1}} \left(\frac{1}{gm_2r_{o1}} \right)$$

開放電圧ゲイン

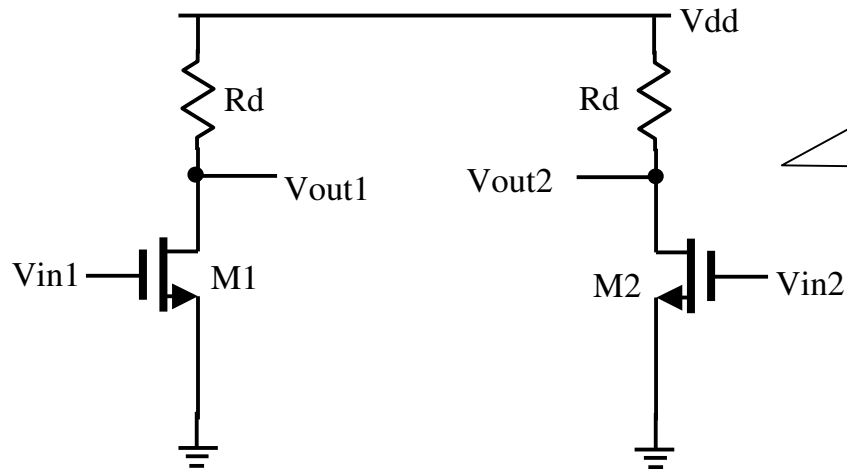
$$\left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} = \frac{gm_1r_{o1}}{1 + (gm_1 + gm_{b1})r_{o1} + \frac{(r_2 + r_{o1})}{(r_1 \parallel r_{o2})(1 + gm_2r_2)}}$$

理想電流源の場合(\$r_1=r_2=\infty\$)

$$\lim_{\substack{r_1 \rightarrow \infty \\ r_2 \rightarrow \infty}} \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} = \frac{gm_1r_{o1}}{1 + (gm_1 + gm_{b1})r_{o1} + \frac{1}{gm_2r_{o2}}}$$

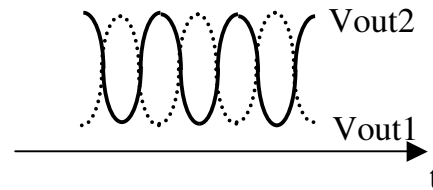
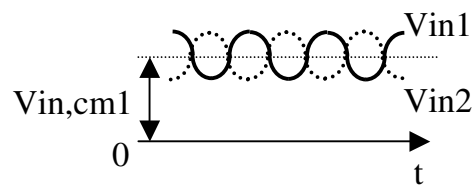
1. ダーリントン回路
2. カスコード回路
3. スーパーソースフォロア回路
4. 差動回路
5. カレントミラー回路
 5. 1 基本カレントミラー回路
 5. 2 カスコードカレントミラー回路
 5. 3 ウィルソンカレントミラー回路

ソース接地回路による差動回路

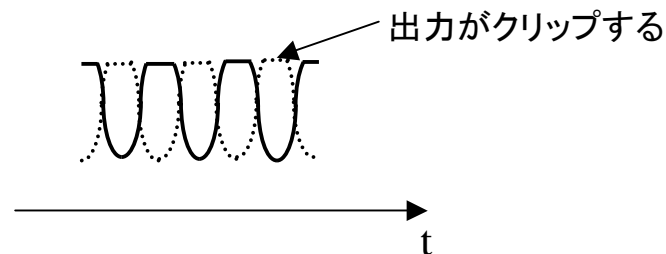
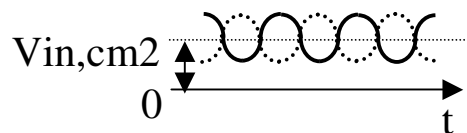


低雑音、低電力が必要なRF用LNA
(Low Noise amp)等に適用。
適切な同相バイアスレベルの作成に注意

入力同相レベルが適切な場合



入力同相レベルが低い場合



差動回路

差動回路構成にする第一の目的は入出力信号線や電源に入ってくる外来ノイズの影響をできるだけ小さくすることである。

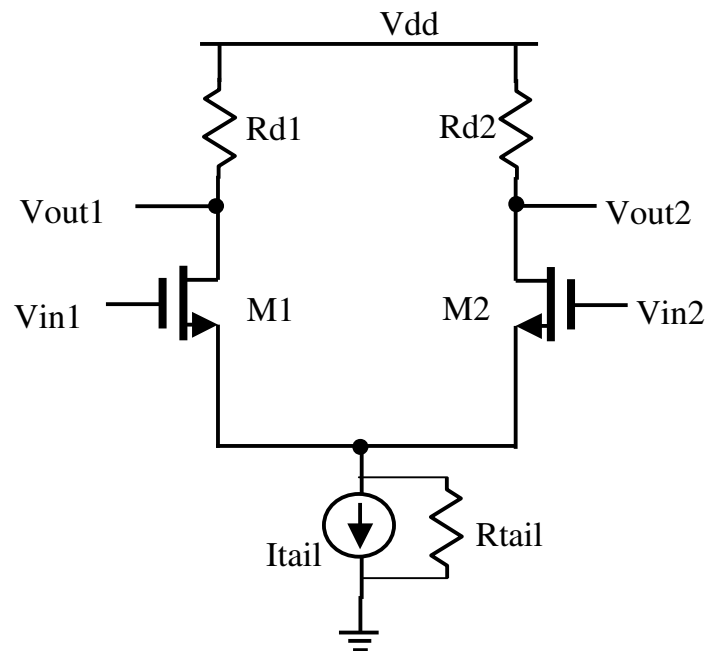
構成法としては、上図(a)のように、単純に同特性のソース接地アンプを2ヶ並列に設置し、差動信号を印加する方法がもっとも簡単である。

この方法は、携帯電話における高周波受信用LNA(Low Noise Amp)等、超高周波・低雑音を実現するために、できるだけ回路構成を簡単化したい分野に利用される。

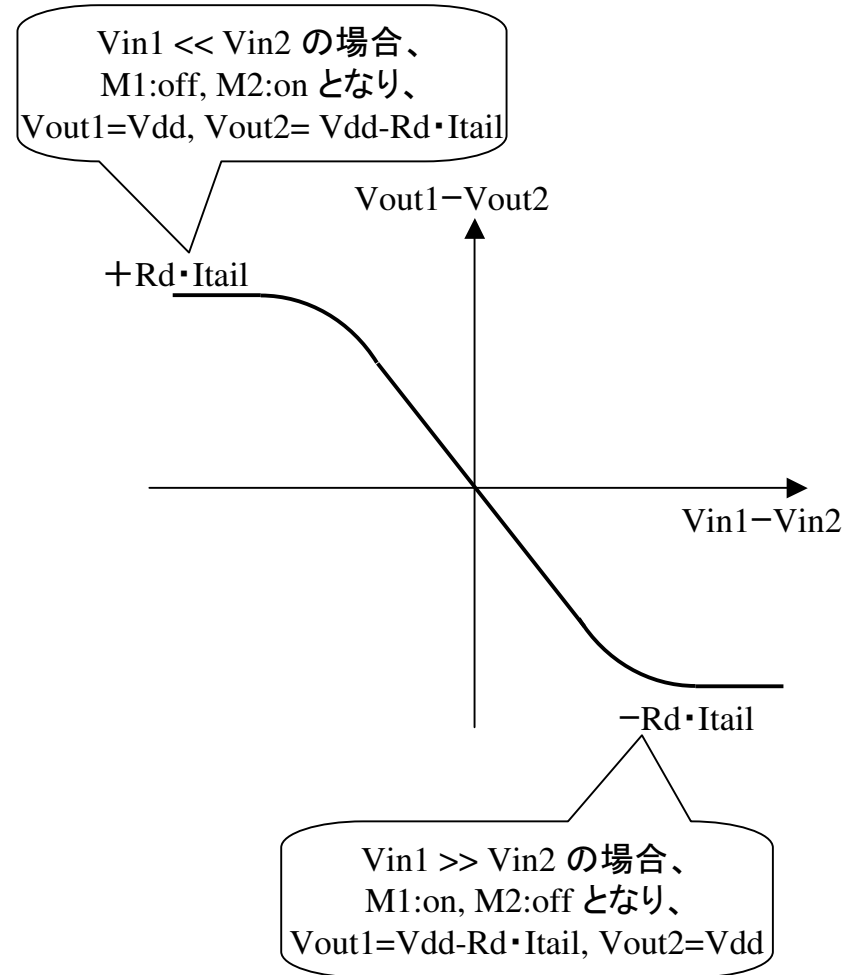
しかし、この方法は、直流動作レベル、とくに入力同相レベルの設定範囲が狭い欠点がある。上図のように、入力同相レベルの設定がまづいとすぐに出力信号がクリップしてしまう。

この入力同相レベルの設定範囲を広げる手段が後述の差動アンプである。

基本差動アンプの直流伝達特性



(a) 差動アンプの基本構成



(b) 入出力特性

差動アンプ

動作

差動アンプも電圧増幅アンプである。上図(a)に示すように、一対のソースを共通にしたトランジスタのゲートに差動信号を入力する構成である。今、M1の入力が上昇し、M2側が低下した場合、M1のドレイン電流が g_m 倍増大し、ドレイン電圧が低下する。逆にM2側のドレイン電圧は上昇する。このように、両出力信号はシーソーのように上下する。

特徴、メリット

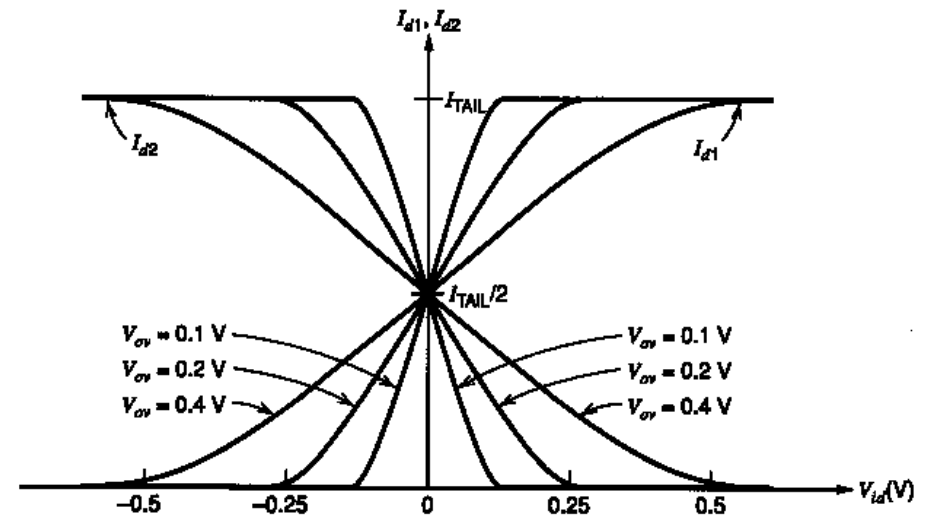
前述のソース接地アンプが入力直流レベルが出力電流で制限されるのに対し、本回路は出力直流レベルが差動アンプの定電流源 I_{TAIL} で規定されるため、入力直流レベル $V_{in,cm}$ をかなり自由に設定できる。また、入力に混入する同相ノイズの影響も理想的にはなくすることができる。このようなメリットから、本回路はしばしば利用される。

$$I_{d1} = \frac{I_{TAIL}}{2} + \frac{k' W}{4 L} V_{id} \sqrt{\frac{4 I_{TAIL}}{k' (W / L)} - V_{id}^2}$$

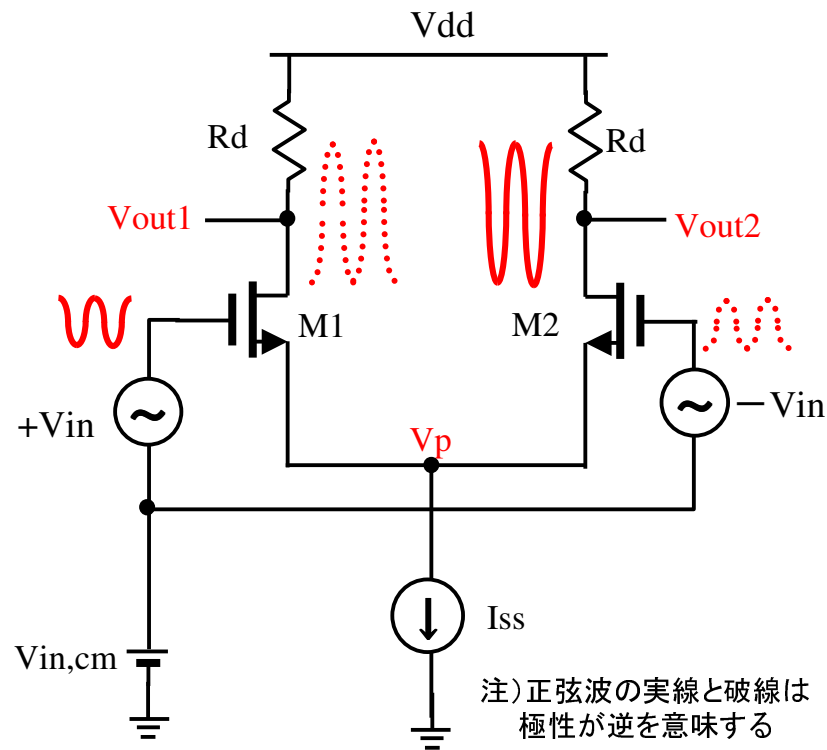
$$I_{d2} = \frac{I_{TAIL}}{2} - \frac{k' W}{4 L} V_{id} \sqrt{\frac{4 I_{TAIL}}{k' (W / L)} - V_{id}^2}$$

$$\Delta I_d = I_{d1} - I_{d2} = \frac{k' W}{2 L} V_{id} \sqrt{\frac{4 I_{TAIL}}{k' (W / L)} - V_{id}^2}$$

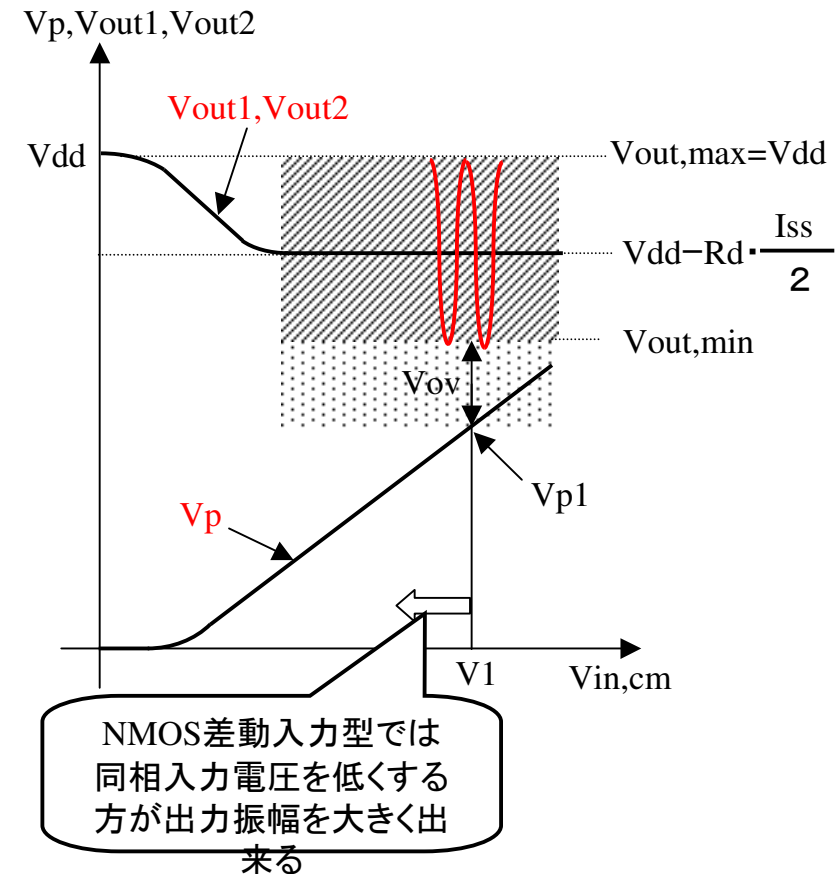
$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = -\Delta I_d \cdot R_D$$



差動アンプの動作範囲



(a) 差動アンプの構成



(b) 差動アンプの動作範囲

直流動作レベルおよび最大出力振幅

(1) 直流動作レベル

アンプの設計では、前節までの交流特性(小信号特性)のほか、直流レベルの設計も重要である。

(悪い直流レベル設計例)

たとえば、上図(a)において、 $V_{dd}=3.3V$, $I_{ss}=1mA$, $R_d=5k\Omega$, 差動入力の同相レベル $V_{incm}=1.5V$, M1,M2の $V_{gs}=0.8V$ (@ $I_d=I_{ss}/2$) とすると、

$$V_p = V_{incm} - V_{gs} = 1.5 - 0.8 = 0.7V$$

$$V_{out} = V_{dd} - R_d \cdot I_{ss}/2 = 3.3 - 5k \cdot 0.5m = 0.8V$$

となり、M1,M2の $V_{ds}=0.1V$ となり、出力振幅がとれない。

直流レベルを中心に交流信号が変動するため、 V_{out} の直流レベルは、その分を見越して、電流を下げるか、抵抗を小さくすることにより、もっと V_{dd} 側に近づける必要がある。(電流を下げると、後述の周波数特性が劣化し、抵抗を下げるとゲインが低下する。これらのトレードオフの中で、回路定数が決められる)。

$V_{in,cm}$ の動作範囲は、

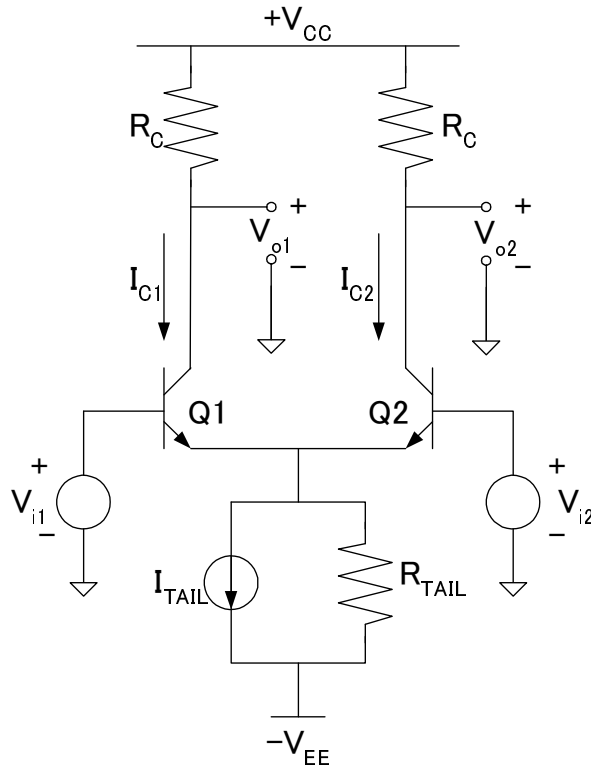
$$V_{GS1} + V_{ov3} \leq V_{in,cm} \leq \min \left[V_{dd} - R_d \frac{I_{ss}}{2} + V_{TH}, V_{dd} \right]$$

(2) 最大出力振幅

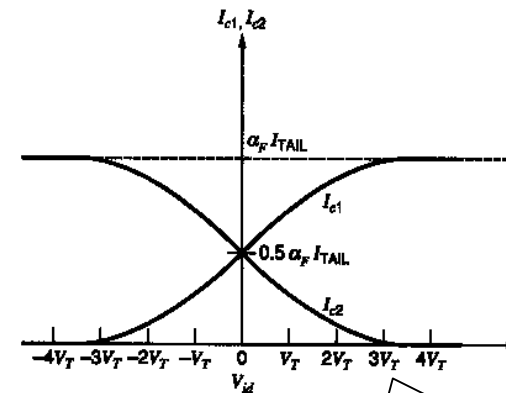
同相直流レベルと交流振幅の関係を示した図が上図(b)である。

V_{out} の最大値は V_{dd} であり、最小値はM1,M2の V_{ov} の余裕をみて、 $V_p + V_{ov} = V_{incm} - V_{th}$ 、である。したがって、 V_{incm} を小さくした方が出力振幅を確保できるが、あまり下げすぎるとM3が3極管領域にはいり、定電流性がなくなる。

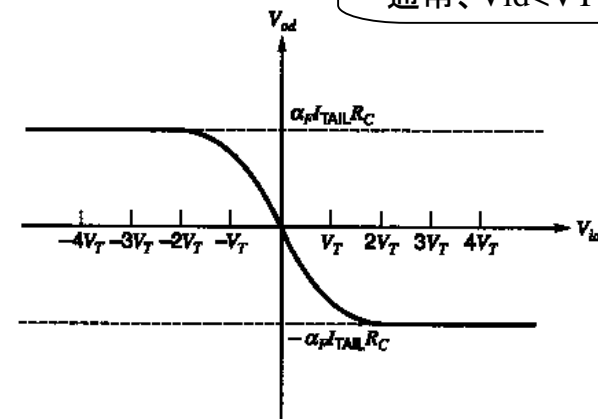
エミッタ結合対



$$I_{c1} = \frac{\alpha_F I_{TAIL}}{1 + \exp(-V_{id} / V_T)}, \quad I_{c2} = \frac{\alpha_F I_{TAIL}}{1 + \exp(V_{id} / V_T)}$$



±3V_Tが動作領域
通常、V_{id}<V_Tで使用



出力電圧 V_{o1} と V_{o2} の差を V_{od} と定義すると

$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = (I_{c2} - I_{c1}) R_c = \alpha_F I_{TAIL} R_c \tanh\left(\frac{-V_{id}}{2V_T}\right)$$

エミッタ結合対の直流伝達特性

上図より、

$$V_{i1} - V_{be1} + V_{be2} - V_{i2} = 0$$

一方、

$$V_{be1} = V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_{s1}} \quad , \quad V_{be2} = V_T \ln \frac{I_{c2}}{I_{s2}}$$

$I_{s1} = I_{s2}$ とすると、

$$\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = \exp\left(\frac{V_{i1} - V_{i2}}{V_T}\right) = \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)$$

$\alpha_{F1} = \alpha_{F2} = \alpha_F$ とすると

$$-(I_{e1} + I_{e2}) = I_{TAIL} = \frac{I_{c1} + I_{c2}}{\alpha_F}$$

これらの式から

$$I_{c1} = \frac{\alpha_F I_{TAIL}}{1 + \exp(-V_{id}/V_T)}$$

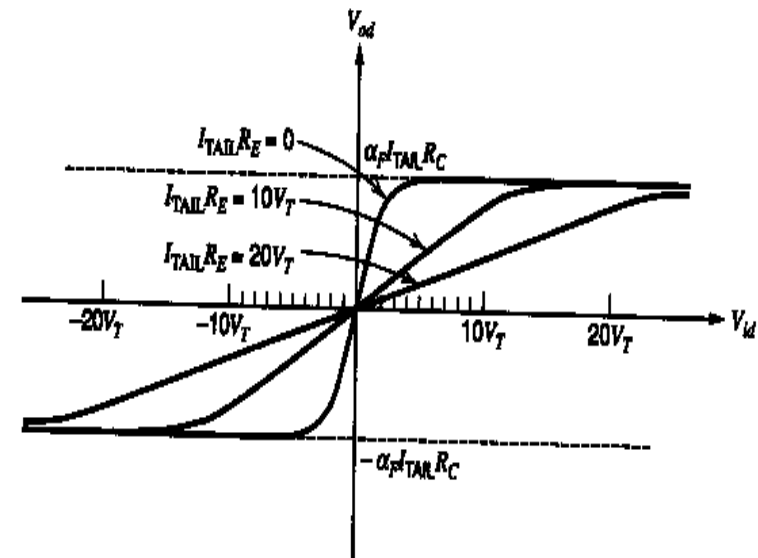
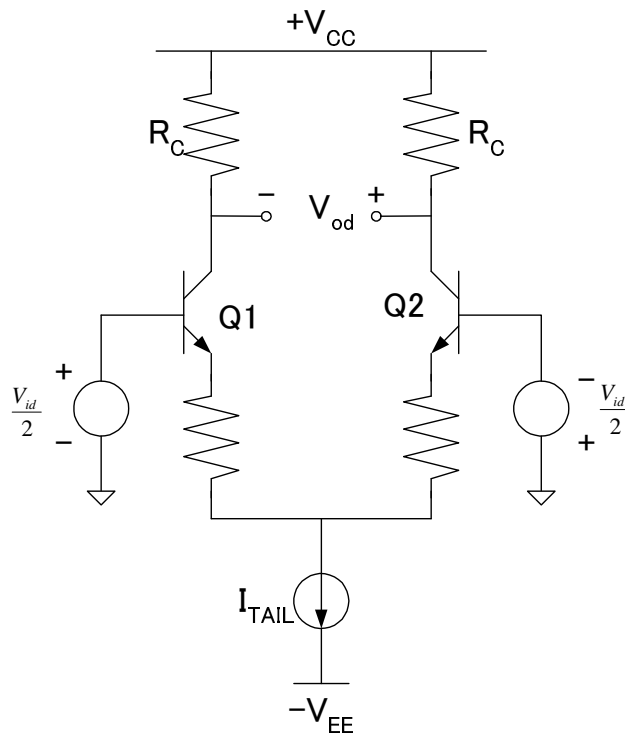
$$I_{c2} = \frac{\alpha_F I_{TAIL}}{1 + \exp(V_{id}/V_T)}$$

出力電圧 V_{o1} と V_{o2} の差を V_{od} と定義すると

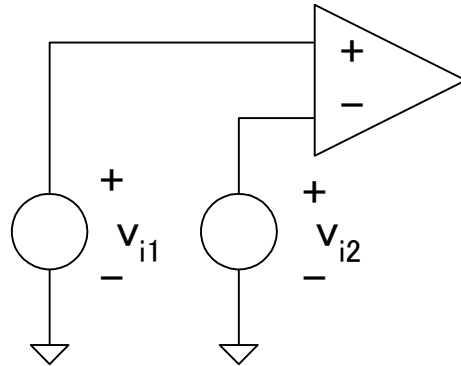
$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = (I_{c2} - I_{c1})R_c = \alpha_F I_{TAIL} R_c \tanh\left(\frac{-V_{id}}{2V_T}\right)$$

エミッタ帰還付きの直流伝達特性

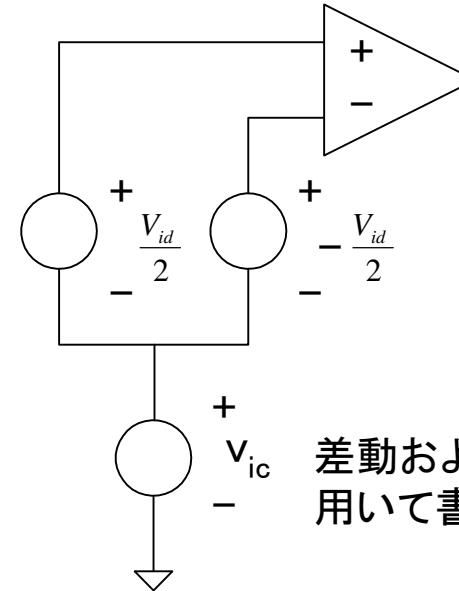
V_{id}の線形動作範囲を増大するために使用



差動増幅器の小信号解析



差動増幅器の入力



差動および同相成分を用いて書き直したもの

差動ゲインは、

$$A_{dm} = \left. \frac{v_{od}}{v_{id}} \right|_{v_{ic}=0}$$

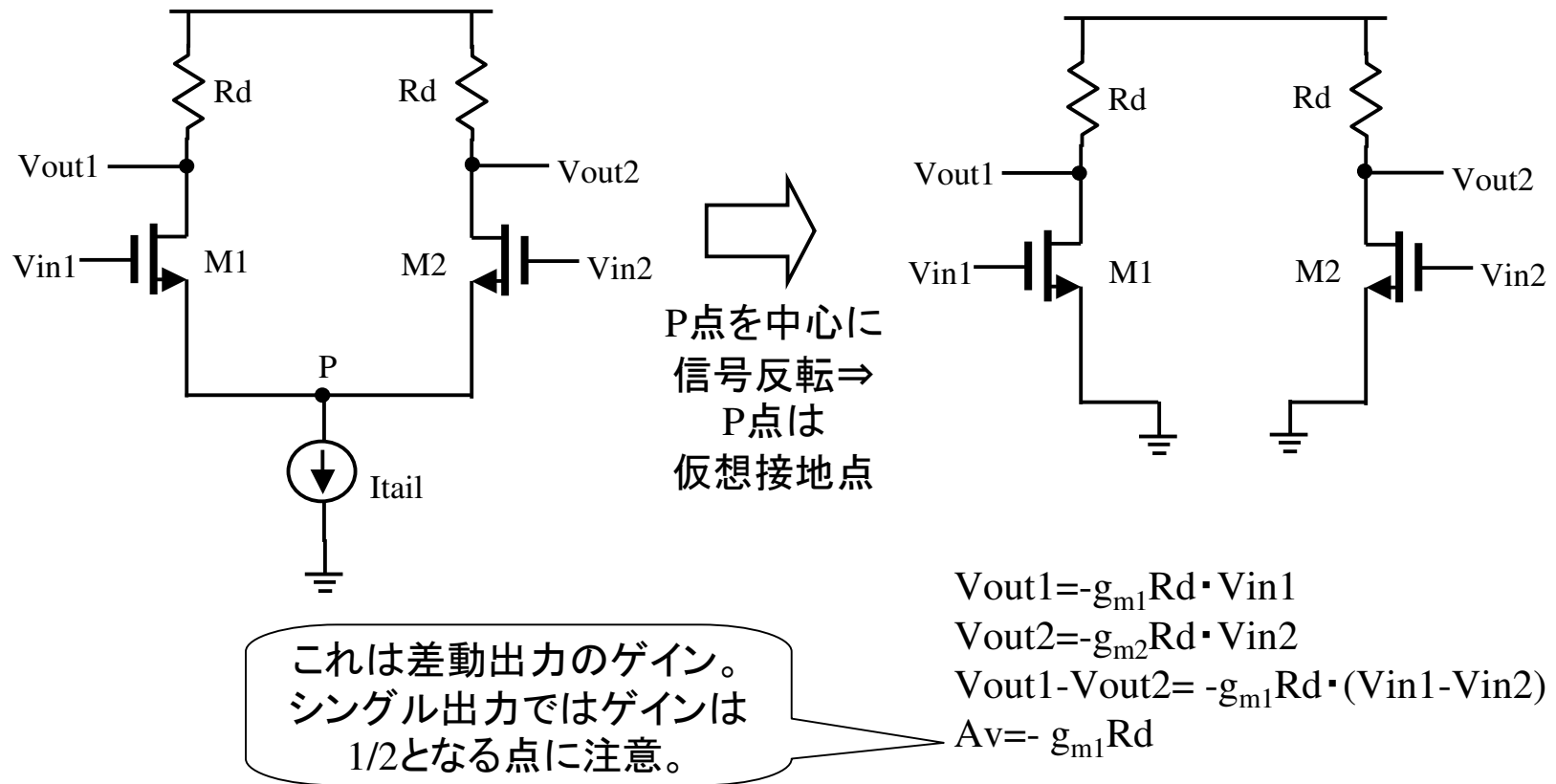
同相ゲインは、

$$A_{cm} = \left. \frac{v_{oc}}{v_{ic}} \right|_{v_{id}=0}$$

同相除去比は、

$$CMRR = \left| \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right|$$

差動アンプの電圧利得 — 半回路の考え方 —



(a) 差動アンプの構成

(b) 小信号等価回路一半回路

電圧利得(ゲイン)

差動アンプのゲイン解析法も前述したように種々ある。もっとも簡便な方法、すなわち差動ならではの方法として半回路という概念を導入して解析する。

上図(a)に最も基本的な抵抗負荷の差動アンプを示す。この回路はP点を中心に信号がお互いに逆極性で動く。このため、P点は電位変動がないので小信号解析では仮想的な接地点とみなせる。したがって、上図(b)のように、逆極性で動作する2つのソース接地アンプとみなせる。

Vout1およびVout2はそれぞれ、次式の通りである。

$$V_{out1} = -g_{m1} R_d \cdot V_{in1}$$

$$V_{out2} = -g_{m2} R_d \cdot V_{in2}$$

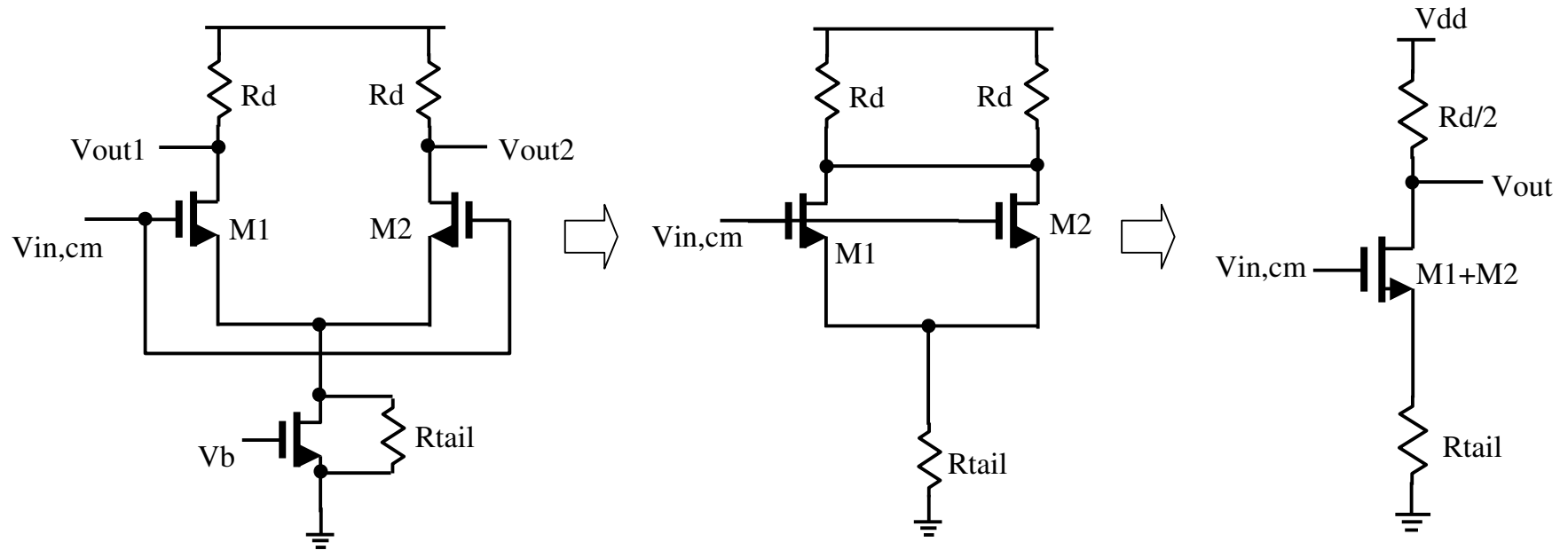
したがって、

$$V_{out1} - V_{out2} = -g_{m1} R_d \cdot (V_{in1} - V_{in2})$$

故に、ゲインは

$$A_v = -g_{m1} R_d$$

同相信号に対する応答および 同相信号除去比(CMRR)



(a) 差動アンプの構成

(b) 小信号等価回路

(c) 小信号等価回路

同相利得および同相信号除去比 (CMRR: Common Mode Rejection Ratio)

(1) 同相利得 A_{vcm}

同相信号利得は、上図の等価回路により解析できる。すなわち、上図(a)に示した同相入力回路は、差動バランスが理想的ならば上図(b)のように表現でき、さらに上図(c)のように書くことができる。ここで、 R_{tail} は定電流回路の小信号出力抵抗である。上図(c)はソース抵抗を有するソース接地回路である。そのゲインが A_{vcm} であり、次式の通りである。

同相利得は

$$A_{v,cm} = \frac{V_{out}}{V_{in,cm}} \approx \frac{R_d / 2}{\frac{1}{2g_m} + R_{TAIL}}$$

Rtailの増加で
CMRR増加

通常、 R_{tail} に比べて R_d や $1/g_m$ は極めて小さいので、 A_{vcm} はかなり小さい。

(計算例)

$R_d = 2k\Omega$, $g_m = 10mS$, $R_{tail} = 100k\Omega$ の場合、
 $A_{vcm} \approx 1/100 \Rightarrow -40dB$

しかしながら、差動バランスのとれた回路では、 V_{out1} と V_{out2} は同極性で動くため、差動出力の場合、0となる。

バランスのとれた差動出力では

$$A_{v,C-D} = \frac{V_{out1} - V_{out2}}{V_{in,cm}} = 0$$

(2) 同相信号除去比 (CMRR)

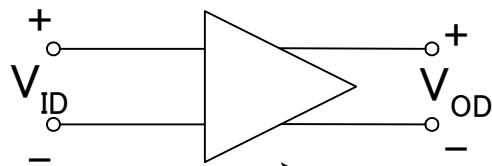
これは同相信号に対する出力の影響を示す指標であり、差動利得と同相利得の比として定義される。すなわち、次式で表され、大きい方が特性が良い。

同相信号除去比 (CMRR) は差動利得を A_D 、同相信号入力に対する差動出力利得を A_{C-D} 、とすると次式の通り。

$$CMRR = \left| \frac{(\Delta V_{out,D} / \Delta V_{in,D})_D}{(\Delta V_{out,D} / \Delta V_{in,C})_C} \right| = \left| \frac{A_D}{A_{C-D}} \right|$$

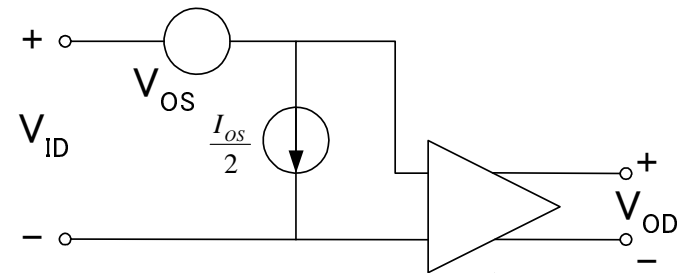
したがって、バランスのとれた回路では $CMRR = \infty$

差動増幅器の入力オフセット電圧



ミスマッチのある
増幅段

ミスマッチを含む現実の回路



ミスマッチのない
増幅段

ミスマッチのないデバイスに
入力換算オフセット電圧と電流
を付加した等価直流回路

ソース結合対の入力オフセット電圧

オフセット電圧

$$V_{os} = V_{GS1} - V_{GS2} = V_{t1} - V_{t2} + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{k'(W/L)_1}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{k'(W/L)_2}}$$

$$\therefore V_{os} \approx \Delta V_t + \frac{V_{GS} - V_t}{2} \left(-\frac{\Delta R_D}{R_D} - \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right)$$

オフセット電圧の温度依存性

バイポーラ(後述)のような高い相関はない。

エミッタ結合対の入力オフセット電圧

オフセット電圧 $V_{os} = V_T \ln \left[\left(\frac{R_{c2}}{R_{c1}} \right) \left(\frac{A_2}{A_1} \right) \left(\frac{Q_{B1}(V_{CB})}{Q_{B2}(V_{CB})} \right) \right]$

$$\approx V_T \ln \left[\left(1 - \frac{\Delta R_c}{R_c} \right) \left(1 - \frac{\Delta A}{A} \right) \left(1 + \frac{\Delta Q_B}{Q_B} \right) \right]$$

$$\approx V_T \left(-\frac{\Delta R_c}{R_c} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta Q_B}{Q_B} \right) = V_T \left(-\frac{\Delta R_c}{R_c} - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

$$\therefore \sigma_{V_{os}} = V_T \sqrt{\sigma_{\Delta R/R}^2 + \sigma_{\Delta I_S/I_S}^2}$$

(計算例)

$\sigma(\Delta R/R)=1\%$, $\sigma(\Delta I_S/I_S)=5\%$
の場合の V_{os} は？

$$V_{os} = 26\text{mV}(0.01+0.05)=1.5\text{mV}$$

オフセット電圧の
温度依存性

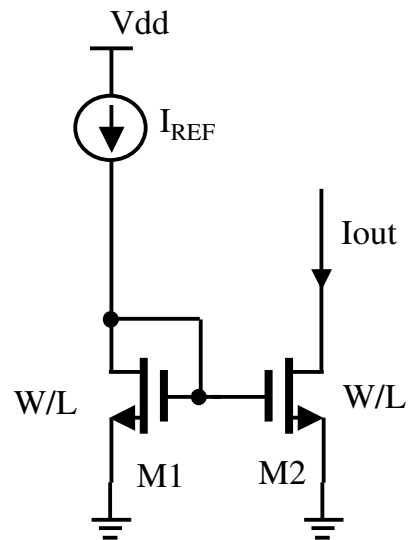
$$V_T = \frac{kT}{q} \Rightarrow \frac{dV_{os}}{dT} = \frac{V_{os}}{T}$$

オフセット電流

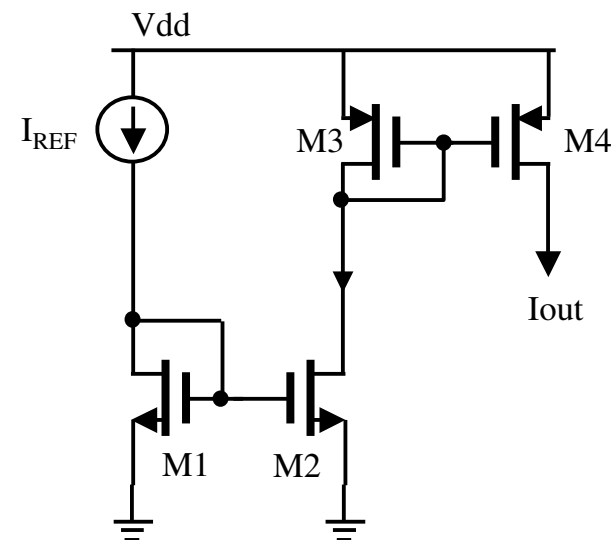
$$I_{os} \approx \frac{I_C}{\beta_F} \left(\frac{\Delta I_C}{I_C} - \frac{\Delta \beta_F}{\beta_F} \right) = -\frac{I_C}{\beta_F} \left(\frac{\Delta R_C}{R_C} + \frac{\Delta \beta_F}{\beta_F} \right)$$

1. ダーリントン回路
2. カスコード回路
3. スーパーソースフォロア回路
4. 差動回路
5. カレントミラー回路
 5. 1 基本カレントミラー回路
 5. 2 カスコードカレントミラー回路
 5. 3 ウィルソンカレントミラー回路

MOSTランジスタによる基本カレントミラー



(a) 基本的なカレントミラー
(電流シンク)



(b) 基本的なカレントミラー
(電流ソース)

MOSカレントミラー**(1) 基本カレントミラー**

上図(a)に基本的なカレントミラー回路を示す。出力 I_{out} は以下の解析のように、 I_{ref} のカレントミラーを構成するMOSのサイズ比倍になる。

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$\therefore I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF}$$

通常、電流比を正確にとるために、 L を同じにして、 W を調整する。

(2) 基本カレントミラーの誤差

上式では、 I_{out} の V_{ds2} 依存性を無視した。この影響を考慮すると、次式のようになる。

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS1})$$

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS2})$$

$$\therefore \frac{I_{out}}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot \frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}}$$

$V_{DS1} \neq V_{DS2}$ なので正確な比がとれない。

(3) 折り返し回路による電流ソースのミラー回路

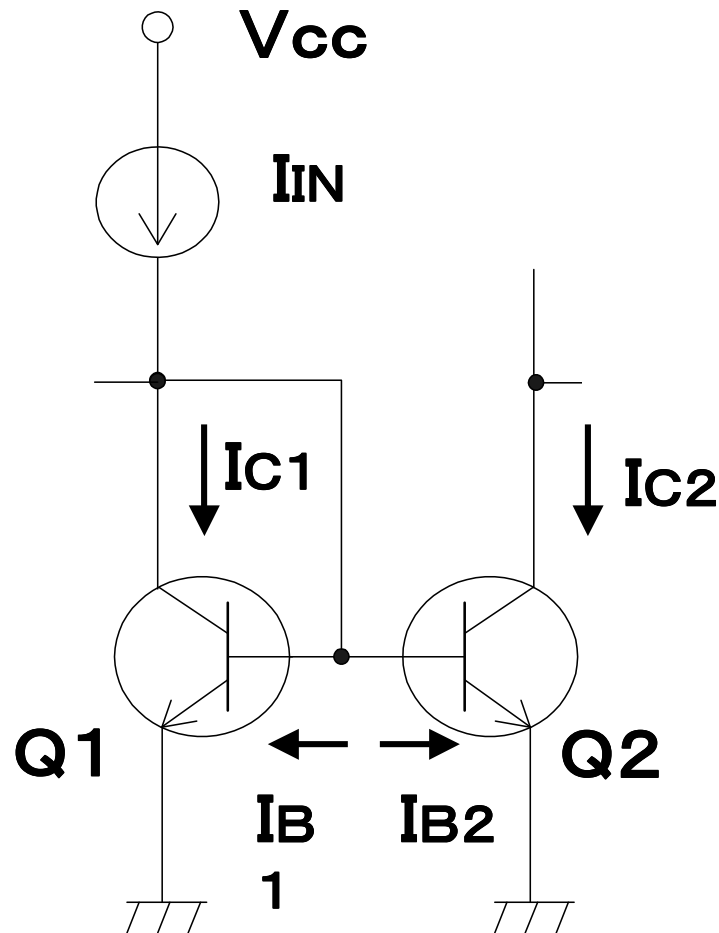
上図(b)に折り返しカレントミラー回路を示す。出力 I_{out} は以下の解析のように、 I_{ref} のカレントミラーを構成する2組のMOSのサイズ比 α と β 倍になる。

$$I_{out} = \alpha \beta I_{REF}$$

ここで、

$$\alpha = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}, \quad \beta = \frac{(W/L)_4}{(W/L)_3}$$

バイポーラトランジスタによるカレントミラー



誤差要因

I_{B1} と I_{B2} により実際には
 $I_{IN} = I_{C2}$ とならない

I_{C2} はアーリー効果の影響
を受けてしまう

バイポーラ・カレントミラー

(1) 基本カレントミラー

上図に基本的なカレントミラー回路を示す。出力 I_{out} は以下の解析のようになる。

$V_{BE1} = V_{BE2}$ であるので、トランジスタが同じなら

$$I_{C1} = I_{C2}$$

$$\text{一方、} \quad I_{IN} - I_{C1} - \frac{I_{C1}}{\beta_F} - \frac{I_{C2}}{\beta_F} = 0$$

$$\therefore I_{OUT} = I_{C2} = I_{C1} = \frac{I_{IN}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} \approx I_{IN}$$

電流比を正確にとるために、単位トランジスタの並列個数比を調整する。

(2) 基本カレントミラーの誤差

上式では、 I_{out} の V_{CE2} 依存性を無視した。この影響を考慮すると、次式のようにになる。

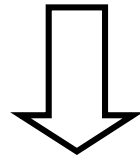
$$\begin{aligned} I_{OUT} &= \frac{I_{S2}}{I_{S1}} I_{C1} \left(1 + \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{V_A} \right) \\ &= \frac{\frac{I_{S2}}{I_{S1}} I_{IN} \left(1 + \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{V_A} \right)}{1 + \frac{1 + (I_{S2}/I_{S1})}{\beta_F}} \end{aligned}$$

したがって誤差は

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \frac{\left(1 + \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{V_A} \right)}{1 + \frac{1 + (I_{S2}/I_{S1})}{\beta_F}} - 1 \\ &\approx \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{V_A} - \frac{1 + (I_{S2}/I_{S1})}{\beta_F} \end{aligned}$$

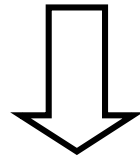
ベース電流補償型カレントミラー回路

IB1が誤差電流



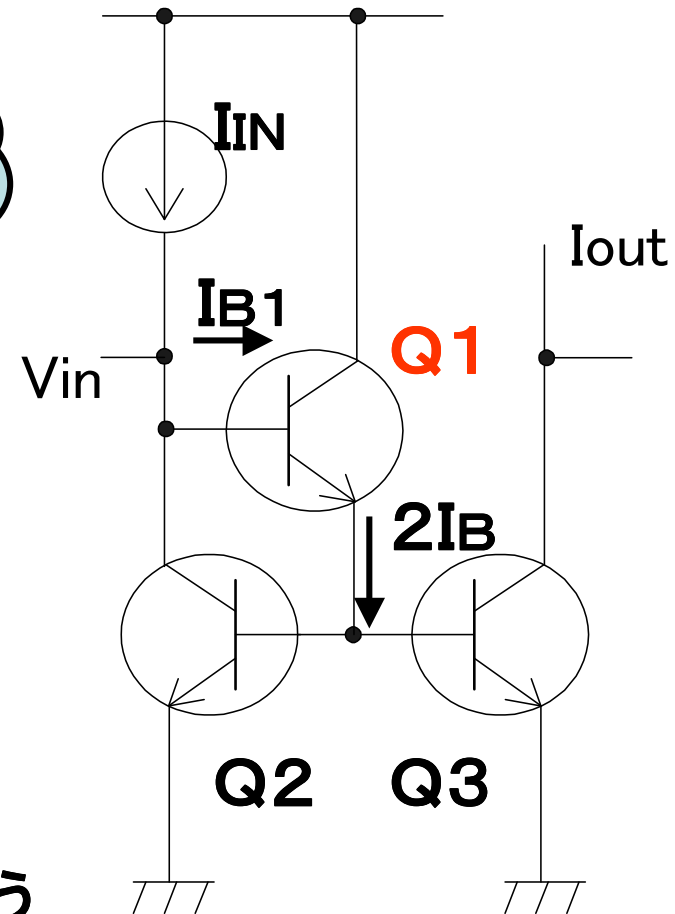
$$I_{B1} = \frac{2I_B}{1 + \beta}$$

IB1は2IBの $1/(1 + \beta)$



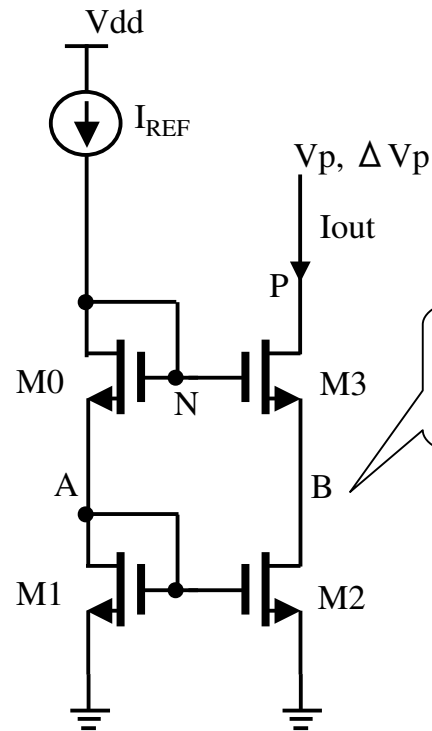
基本的なカレントミラー回路に比べて
誤差が $1/(1 + \beta)$ に小さくなる

このためQ1を電流ゲイン補助回路という



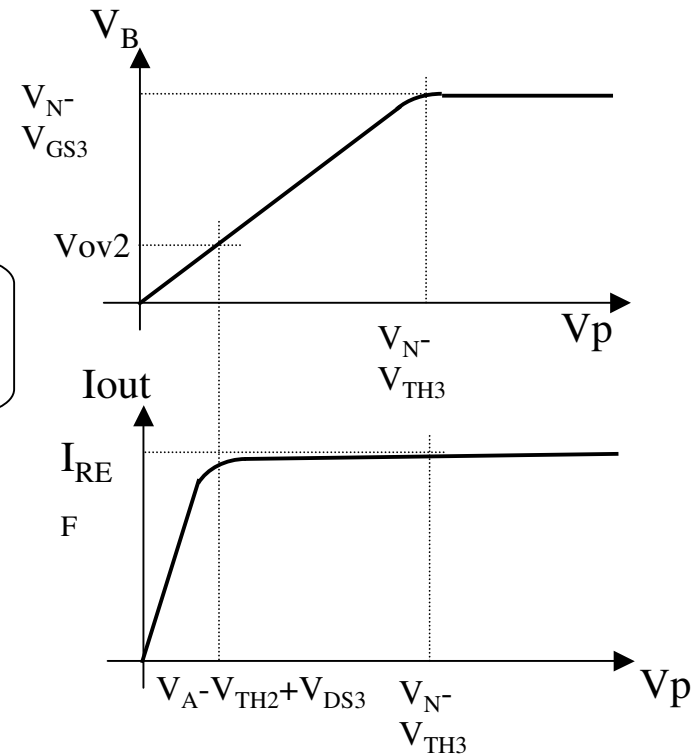
1. ダーリントン回路
2. カスコード回路
3. スーパーソースフォロア回路
4. 差動回路
5. カレントミラー回路
 5. 1 基本カレントミラー回路
 5. 2 カスコードカレントミラー回路
 5. 3 ウィルソンカレントミラー回路

カスコードカレントミラー



シールド効果
 $\Delta V_b = \Delta V_p / (g_{m3} \cdot r_{o3})$

(a) カスコードカレントミラー



(b) 各部の特性

カスコードカレントミラー

(1) 原理

前述のように、カスコードM0, M3がない場合、 $V_a \neq V_b$ なので正確な比がとれない。

正確な比を得るためにはカスコード(M0, M3)により、

$V_{DS1} = V_{DS2}$ すなわち、 $V_{GS0} = V_{GS3}$ に近ずける。

このための条件は

$$\frac{(W/L)_3}{(W/L)_0} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

(2) 出力電圧の許容範囲

最小許容電圧は次のように算出できる。

$$\begin{aligned} V_{P\min} &= V_N - V_{TH3} = V_{GS0} + V_{GS1} - V_{TH3} \\ &= (V_{GS0} - V_{TH3}) + (V_{GS1} - V_{TH2}) + V_{TH2} \\ &= \underline{V_{ov3} + V_{ov2} + V_{TH2}} \end{aligned}$$

となり、低電圧動作向きではない。

(一方、カスコード無しの場合は、 V_{ov} 1個分のみ。)

(3) シールド効果

左記はカスコードによるシールド効果を利用したものである。シールド効果は、出力端Pの電位が変化しても、B点の電位がさほど影響を受けないことを示しており、次のように解析できる。

$$I_{D3} = k(V_{GS3} - V_{TH3})^2(1 + \lambda V_{DS3})$$

シールド効果は、 V_{DS3} の変化に対する V_{GS3} の変化を求めればよいので、 I_{D3} を一定として上式を全微分すると、

$$0 = 2k(V_{GS3} - V_{TH3})dV_{GS}(1 + \lambda V_{DS3}) + k(V_{GS3} - V_{TH3})^2 \lambda dV_{DS3}$$

一方、

$$\begin{aligned} g_{m3} &= \frac{2I_{D3}}{V_{GS3} - V_{TH3}} \quad , \quad r_{o3} = \frac{1}{\lambda I_{D3}} \\ \therefore \frac{dV_{GS3}}{dV_{DS3}} &\equiv \frac{\Delta V_B}{\Delta V_P} = \frac{1}{g_{m3}r_{o3}} \cdot \frac{1}{1 + \lambda V_{DS}} \approx \frac{1}{g_{m3}r_{o3}} \end{aligned}$$

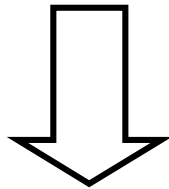
出力電圧変化の影響が
 $1/(g_{m3} \cdot r_{o3})$ に軽減される
 (例、 $g_{m3}=1\text{mS}$, $r_{o3}=10\text{k}\Omega$ では1/10になる)

バイポーラのカスコード接続カレントミラー

バイポーラトランジスタのカスコード接続

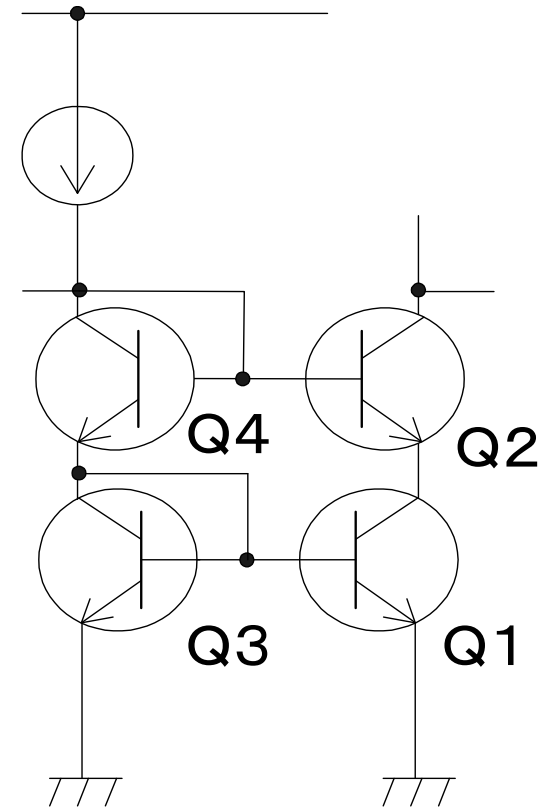
エミッタ接地ーベース接地増幅器
(CE-CB)増幅器

カスコード接続



非常に高い出力抵抗を達成

$$R_o \approx \beta_0 r_{o2} / 2$$



カスコード接続カレントミラー

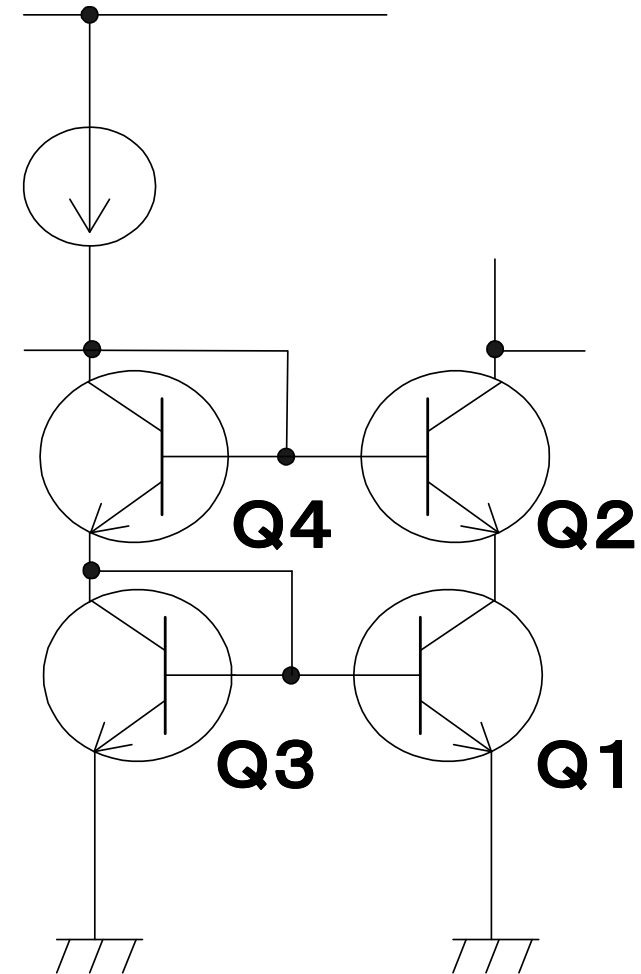
Q3とQ1 → 基本的なカレントミラー

Q2 → カスコード接続の
ベース接地

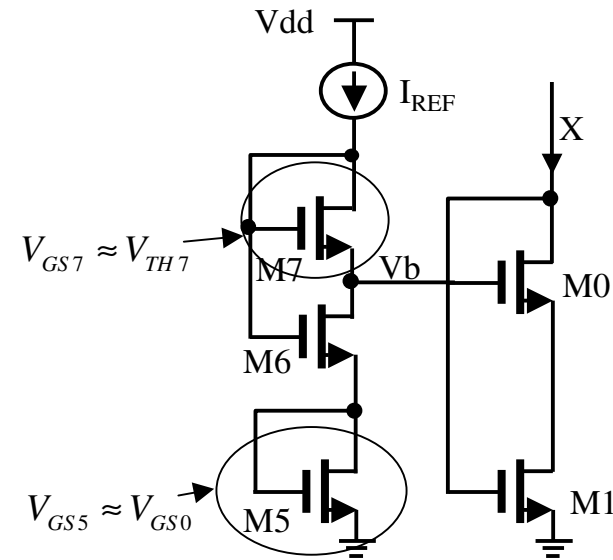
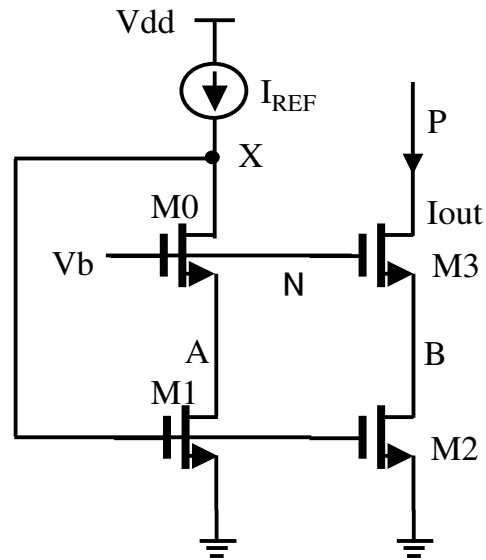
高い出力抵抗を実現しながら
Q1のコレクタ電流を出力に伝える

Q4 → ダイオードのレベルシフト
として動作

$V_{CE1} \cong V_{CE3} \cong V_{BE(ON)}$ として、
順方向活性領域でQ1が動作するように、
Q2のベースがバイアスされる



低電圧動作カスコードカレントミラー



$M1, M0$ を飽和領域で動作させるとすると、

$$V_b - V_{TH0} \leq V_X (= V_{GS1})$$

$$V_{GS1} - V_{TH1} \leq V_A (= V_b - V_{GS0})$$

$$\therefore V_{GS0} + (V_{GS1} - V_{TH1}) \leq V_b \leq V_{GS1} + V_{TH0}$$

したがって、 $V_{ov0}(=V_{GS0}-V_{TH0})\leq V_{TH1}$ にすればOK。

このとき、P点の最小 電圧は $V_{ov2} + V_{ov3}$

(a) 低電圧用カスコードカレントミラー

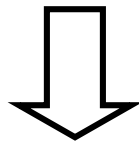
(b) バイアス回路の一例

1. ダーリントン回路
2. カスコード回路
3. スーパーソースフォロア回路
4. 差動回路
5. カレントミラー回路
 5. 1 基本カレントミラー回路
 5. 2 カスコードカレントミラー回路
 5. 3 ウィルソンカレントミラー回路

ウィルソンカレントミラー回路

I_{IN} は I_{B1} と I_{C2} に分流

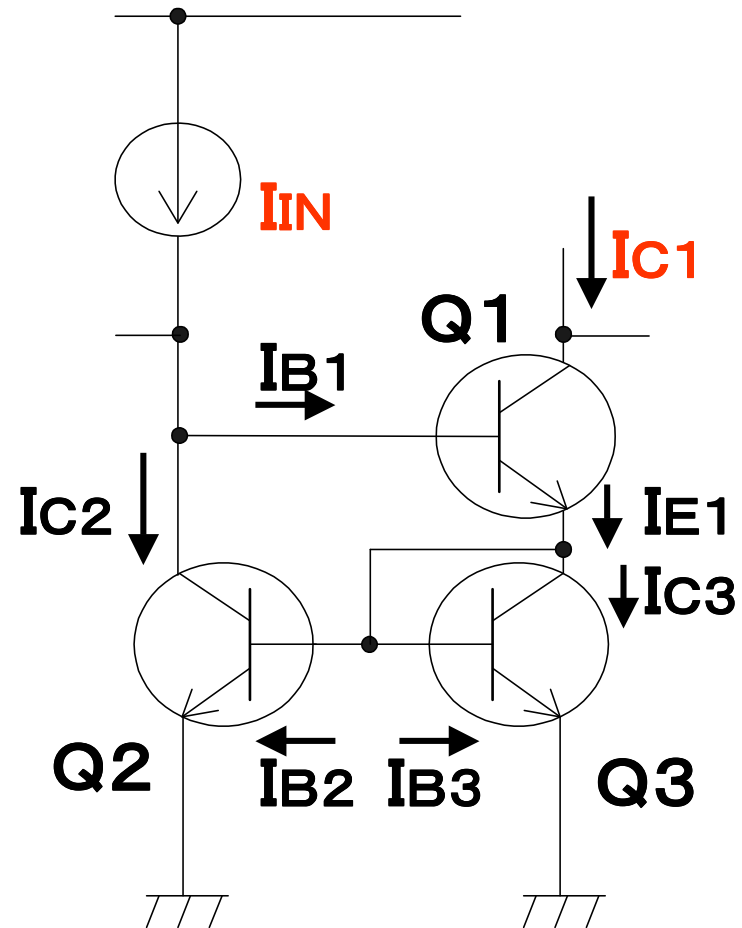
I_{E1} は I_{C3} と I_{B2} 、 I_{B3} に分流



I_{B1} は I_{B2} として戻ってくる

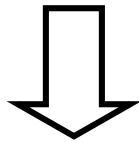
I_{B1} と I_{B2} が等しいとすると

$$I_{IN} = I_{C1}$$

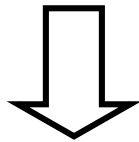


改良版ウィルソンカレントミラー回路

Q4を入れる



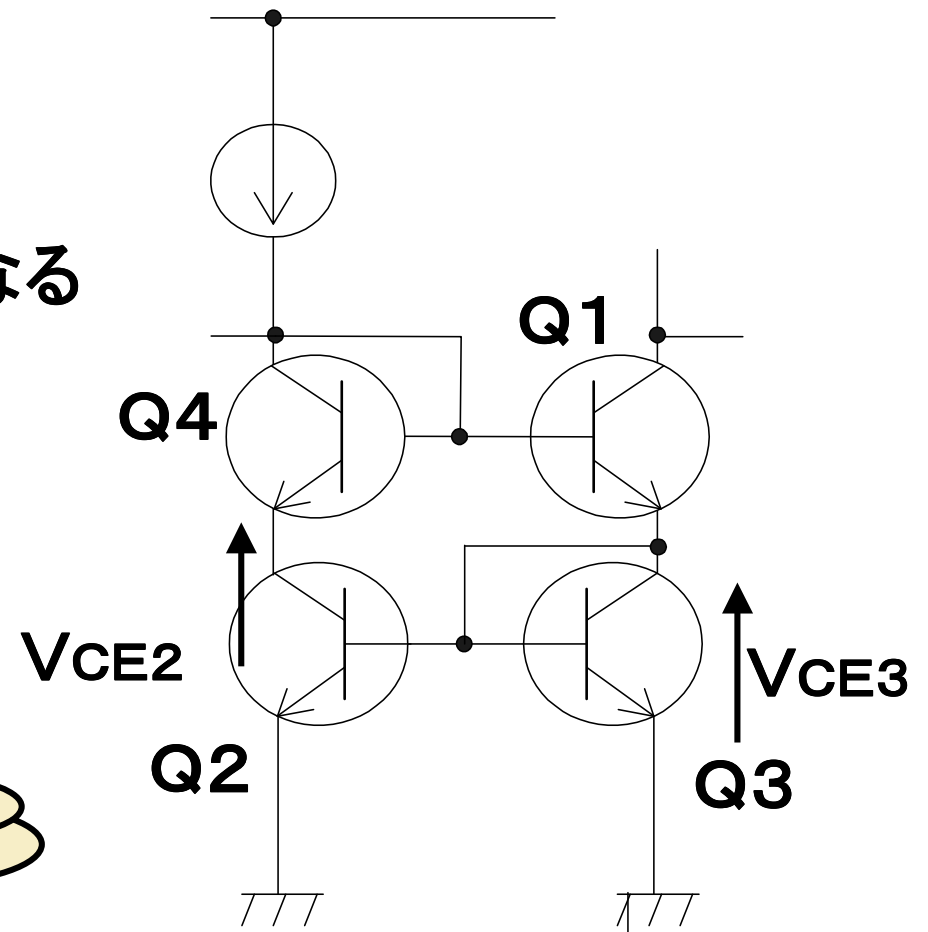
V_{CE2} と V_{CE3} がほぼ等しくなる



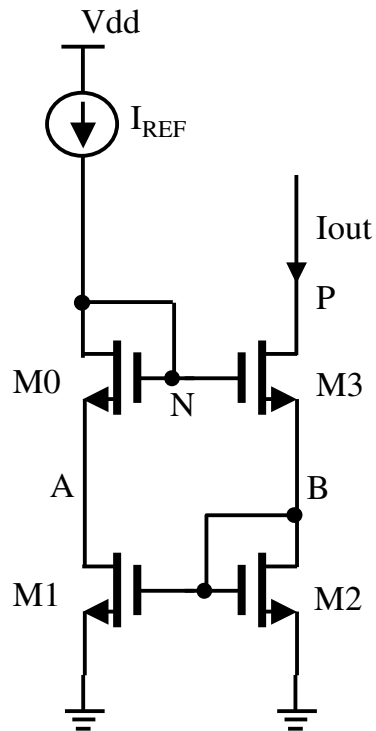
アーリー効果による
コピー誤差の減少



より高精度になる



ウィルソン カレントミラー



出力抵抗は、

$$R_o = \frac{1}{g_{m2}} + r_{o3} + g_{m3}r_{o3} \left(1 + \frac{1}{g_{m2}r_{o1}} \right) r_{o1} \approx (1 + g_{m3}r_{o1})r_{o3}$$

M3の基板効果を考慮すると

$$R_o \approx (2 + g_{m3}r_{o1})r_{o3}$$

出力の最小動作電圧は

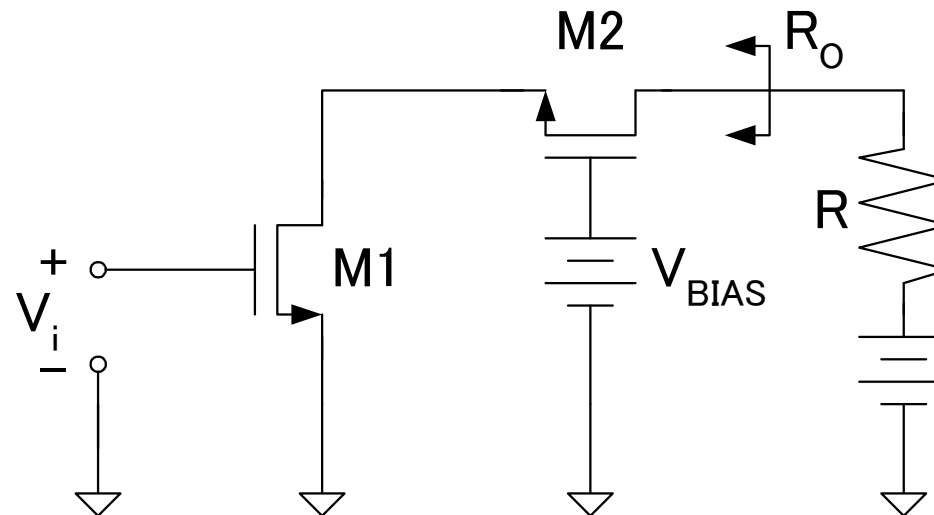
$$V_{out, \min} = V_{GS2} + V_{ov3} = V_{TH} + 2V_{ov}$$

演3ー1

$I_{d1}=I_{d2}=250\mu\text{A}$ のとき、下図に示したCS-CG回路の入力抵抗、トランスコンダクタンス、出力抵抗および最大開放電圧ゲインをもとめよ。

ただし、 $W/L=100$, $\lambda=0.1/\text{V}$, $\chi=gm/gmb=0.1$ と仮定する。

また、 $t_{ox}=25\text{nm}$, $\mu_n=0.065\text{m}^2/\text{Vs}$, $\epsilon=3.9\times 8.854\text{e-}12\text{ F/m}$ を用いる。



演3ー2

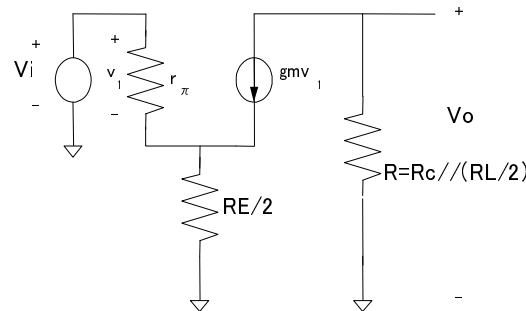
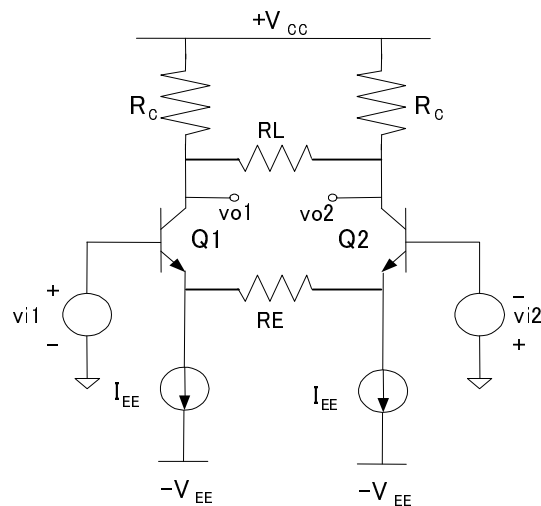
半回路の概念を用いて下図に示す回路の差動ゲインと同相ゲインを求めよ。ただし、 $Q1, Q2$ は $g_m, r_\pi, \beta o$ を有し、定電流源の出力抵抗を R_{tail} とする。 r_o, r_u, r_b は無視する。差動および同相入力抵抗も計算せよ。

(1) 差動ゲイン

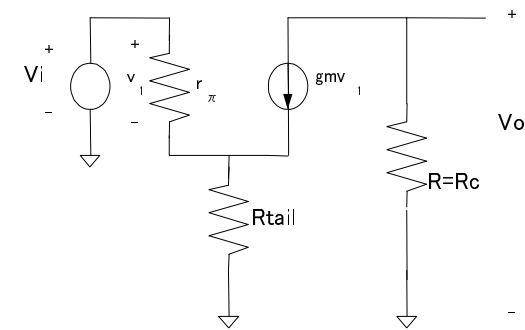
(3) 差動入力抵抗

(2) 同相ゲイン

(4) 同相入力抵抗



差動ゲイン半回路



同相ゲイン半回路

(R_E, R_L は両端電位が同電位で動くため、つながっていないのと同等)

演習3-1 解説

$I_{d1}=I_{d2}=250\mu\text{A}$ のとき、下図に示したCS-CG回路の入力抵抗、トランスコンダクタンス、出力抵抗および最大開放電圧ゲインをもとめよ。

ただし、 $W/L=100$, $\lambda=0.1/\text{V}$, $\chi=gm/g_{mb}=0.1$ と仮定する。

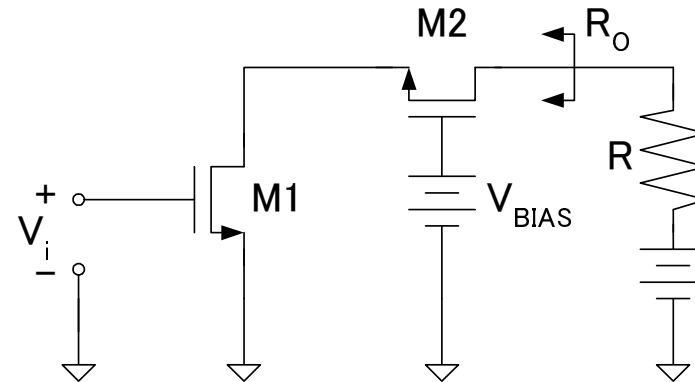
また、 $t_{ox}=25\text{nm}$, $\mu_n=0.065\text{m}^2/\text{Vs}$, $\epsilon=3.9\times 8.854\text{e-}12\text{ F/m}$ を用いる。

(1) 入力抵抗: MOSゲート入力のため、 ∞ 。

(2) トランスコンダクタンス: $G_m \doteq g_{m1}$
ここで、

$$g_{m1} = \sqrt{2I_D\mu C_{ox}\frac{W}{L}} = \sqrt{2I_D\mu\frac{\epsilon}{t_{ox}}\frac{W}{L}}$$

$$\therefore g_{m1} = \sqrt{2 \cdot 2.5\text{e-}4 \cdot 650 \cdot \frac{3.9 \cdot 8.854\text{e-}14}{25\text{e-}7} \cdot 100} = 2.1\text{mS}$$



(3) 出力抵抗:

$$R_o \approx (g_{m2} + g_{mb2}) \cdot r_{o1} \cdot r_{o2} = g_{m2}(1 + \chi) \cdot \frac{1}{(\lambda \cdot I_D)^2} \approx 3.7\text{M}\Omega$$

(4) 最大開放ゲイン:

$$A_{v\max} = G_m R_o \approx 2.1\text{mS} \cdot 3.7\text{M}\Omega = 7900$$

演習3-2 解説

半回路の概念を用いて下図に示す回路の差動ゲインと同相ゲインを求めよ。
ただし、Q1, Q2は g_m, r_π, β_0 を有し、定電流源の出力抵抗を R_{tail} とする。
 r_o, r_u, r_b は無視する。差動および同相入力抵抗も計算せよ。

(1) 差動ゲイン

$$A_{dm} = \frac{R}{\frac{1}{g_m} + \frac{R_E}{2}} = \frac{\frac{R_C \cdot R_L / 2}{R_C + R_L / 2}}{\frac{1}{g_m} + \frac{R_E}{2}} = \frac{2g_m}{2 + g_m R_E} \cdot \frac{R_C \cdot R_L}{2R_C + R_L}$$

(3) 差動入力抵抗

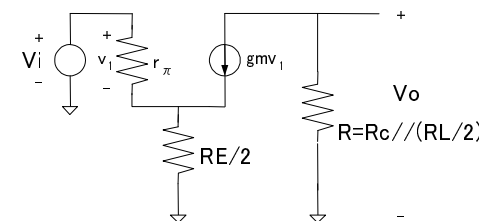
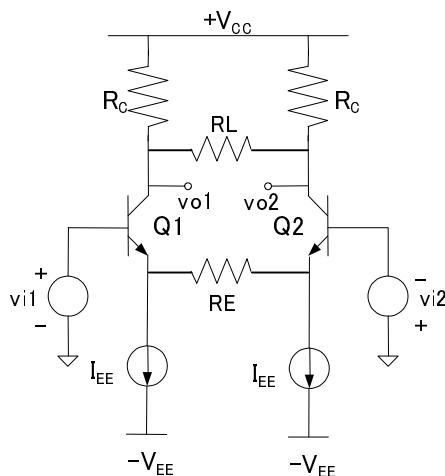
$$R_{INdm} = \frac{V_{i1} - V_{i2}}{i_b} = \frac{2 \cdot V_{i1}}{i_b} = 2r_\pi + (\beta_0 + 1)R_E$$

(2) 同相ゲイン

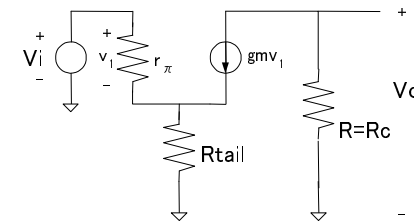
$$A_{cm} = \frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_{tail}} = \frac{g_m R_C}{1 + g_m R_{tail}}$$

(4) 同相入力抵抗

$$R_{INcm} = r_\pi + (\beta_0 + 1)(R_{tail})$$



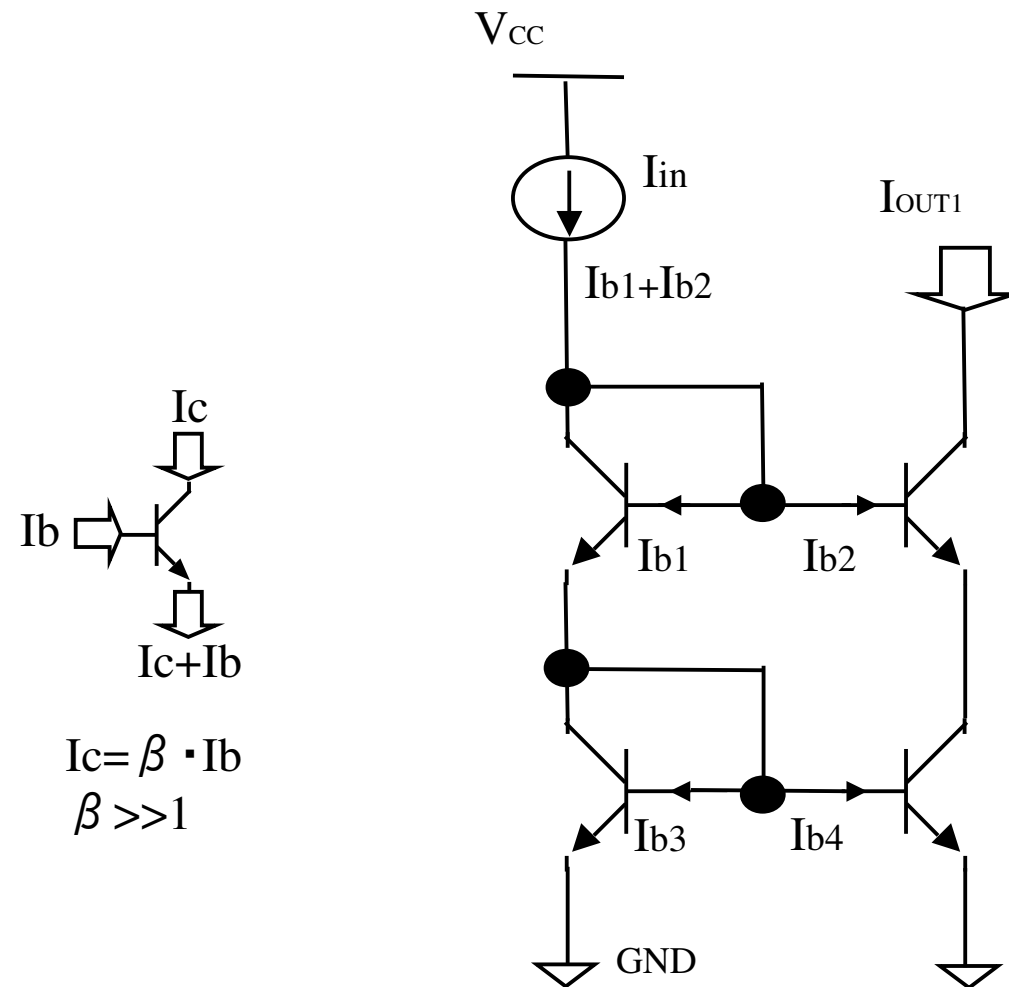
差動ゲイン半回路



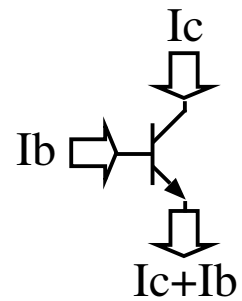
同相ゲイン半回路

(R_E, R_L は両端電位が同電位で動くため、つながっていないのと同等)

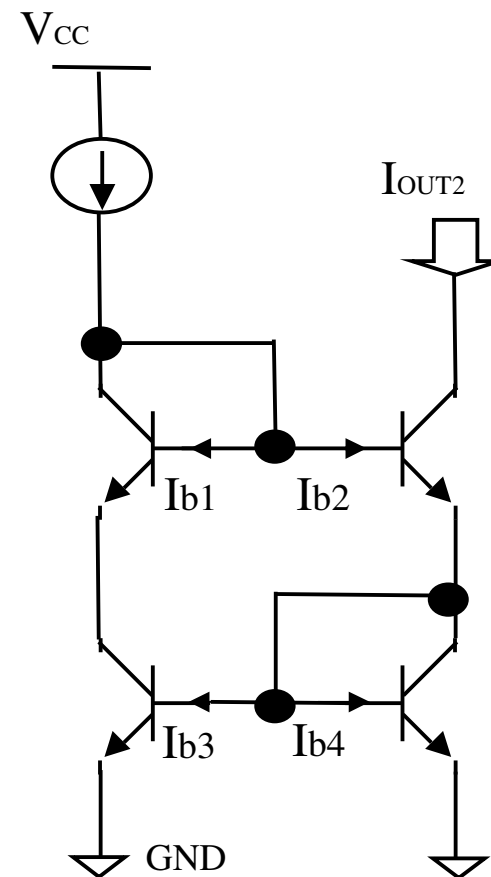
演習: l_{out1} を l_{in} , β で表せ。



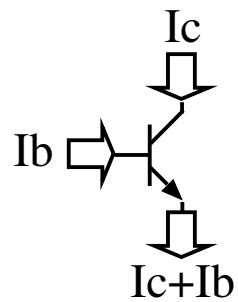
演習： I_{out2} を I_{in} , β で表せ。



$$I_c = \beta \cdot I_b$$
$$\beta \gg 1$$

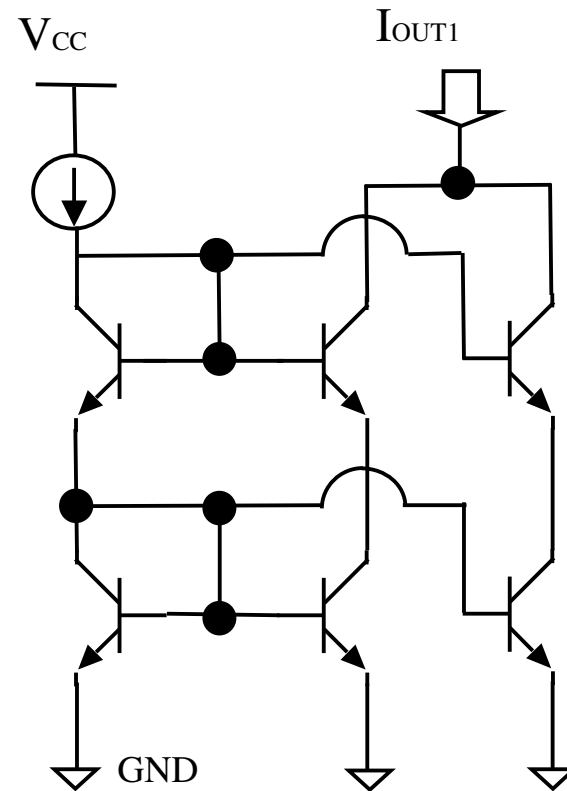


演習: I_{out1} を I_{in} , β で表せ。

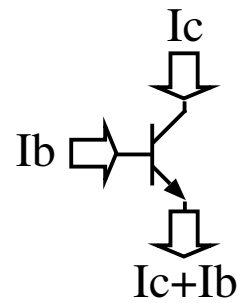


$$I_c = \beta \cdot I_b$$

$$\beta \gg 1$$



演習: I_{out2} を I_{in} , β で表せ。



$$I_c = \beta \cdot I_b$$
$$\beta \gg 1$$

