８．　カレントミラー回路とバイアス回路

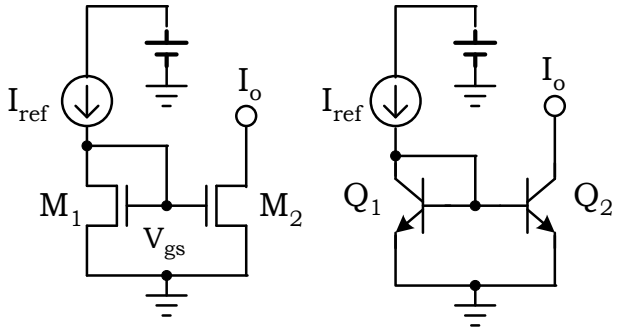
カレントミラー回路は一方の端子を流れる電流に比例した電流が他端から取り出せる回路で、トランジスタの一定電流でのバイアスや高利得増幅回路に用いられる負荷回路に用いられる。バイアス回路は電源電圧の影響を受けることなく一定電流を流すことができる回路であり、これらは次章で述べる差動増幅回路とともに集積回路を実現する重要な回路である。

8.1 カレントミラー回路

8.1.1 基本カレントミラー回路

カレントミラー回路は図 8.1(a)に示すように、１対の MOS トランジスタ(M_1, M_3)のソースを接地し、お互いのゲートを接続する。一方のトランジスタ M_1 のドレインはゲートと接続し MOS ダイオードとなる。このダイオードに電流 I_{ref} を印加するとこの電流と等しいドレイン電流が流れるゲート・ソース間電圧 V_{gs} が発生し、この電圧はトランジスタ M_2 のゲート・ソース間電圧にもなるので、一対の MOS トランジスタの W/L 比が等しいとすると、他方のトランジスタ M_2 を流れる電流 I_o はほぼ印加電流 I_{ref} に等しくなる。この回路はミラーのように電流を再生できるのでカレントミラー回路と呼ばれる。

バイポーラ回路においても同様の構成で、互いトランジスタの I_s が等しいときはトランジスタ Q_1, Q_2 を流れる電流はほぼ等しくなる。



(a) MOS を用いた回路　　(b) バイポーラを用いた回路

図 8.1 カレントミラー回路

W/L 比が等しい MOS を用いたカレントミラー回路に 100uA を流したときのドレイン電圧とドレイン電流の関係を図８.2 に示す。

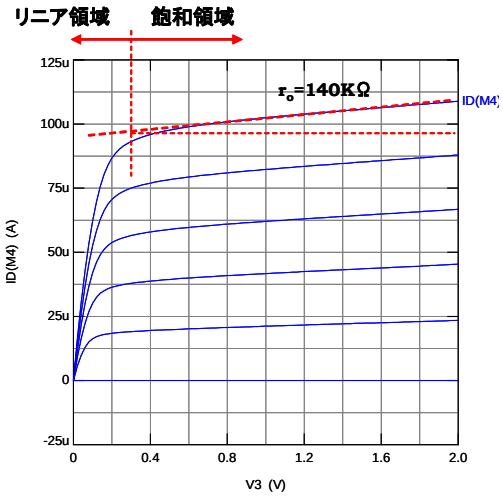


図 8.2　カレントミラー回路とその電圧電流特性

MOS トランジスタの電圧電流特性は、式(4.50)より、

$$I_{ds} = \frac{1}{2}\mu C_{ox}\frac{W}{L}\left(V_{gs} - V_{TH}\right)^2\left(1 + \frac{V_{ds}}{V_A}\right) \quad (8.1)$$

であるので、ダイオード接続されているトランジスタの電圧電流特性は、V_{ds}=V_{gs} より、

$$I_{ds1} = \frac{1}{2}\mu C_{ox}\frac{W_1}{L}\left(V_{gs} - V_{TH}\right)^2\left(1 + \frac{V_{gs}}{V_A}\right) \quad (8.2)$$

他方のトランジスタの電圧電流特性は V_{gs} が共通なので、

$$I_{ds2} = \frac{1}{2}\mu C_{ox}\frac{W_2}{L}\left(V_{gs} - V_{TH}\right)^2\left(1 + \frac{V_{ds2}}{V_A}\right) \quad (8.3)$$

したがって、

$$I_{ds2} = I_{ds1} \cdot \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{\left(1 + \frac{V_{ds2}}{V_A}\right)}{\left(1 + \frac{V_{gs1}}{V_A}\right)} \quad (8.4)$$

となる。以上においては 2 つのトランジスタのチャネル長 L は等しいとした。これはチャネル長 L を変えると、しきい値電圧、モビリティー、アーリー電圧など殆ど全てのパラメータが異なるからである。カレントミラー回路や後で述べる差動増幅回路では 1 対のトランジスタのチャネル長 L に異なったものを用いると電流値は不正確になる。

式(8.4)より $V_{ds2}=V_{gs1}$ の時はミラー比はチャネル幅比 W_2/W_1 で決まり、$W_2=W_1$ のときは全く同一の電流になる。これはこの状態では 2 つのトランジスタの電気的状態は全く同一であることからも理解できる。

図 8.2 に示したように $V_{ds2}>V_{gs1}$ の状態ではダイオード側を流れる基準電流よりも多く、$V_{ds2}<V_{gs1}$ の状態では基準電流よりも少なく流れる。もちろんリニア領域に入ると流れる電流は大幅に減少する。

ドレイン電圧にかかわらず一定の電流が欲しい場合は V_A を上げる必要がある。V_A を上げるためにはチャネル長 L を長くすることや V_{ds} を大きくすることが効果的である。

8.1.2 ベース電流の補償

図 8.1(b)に示したバイポーラ回路も同様の動作を行うが、MOS と異なりベース電流が流れるので、若干の誤差が発生する。図 8.1(b)の右図において、

$$I_{ref} = I_{c1} + I_{b1} + I_{b2} = I_{c1}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + \frac{I_{c2}}{\beta} \quad (8.5)$$
$$I_o = I_{c2}$$

が成り立つ。これらの電流は式(4.19)より、

$$I_{c1} = I_s e^{\frac{V_{be}}{U_T}}\left(1 + \frac{V_{be}}{V_A}\right)$$
$$I_{c2} = I_s e^{\frac{V_{be}}{U_T}}\left(1 + \frac{V_{ce2}}{V_A}\right) \quad (8.6)$$

したがって、

$$\therefore I_o \approx \frac{I_{ref}}{\left(1+\frac{1}{\beta}\right)^2}\frac{1+\frac{V_{CE2}}{V_A}}{1+\frac{V_{be}}{V_A}} \approx \frac{I_{ref}}{1+\frac{2}{\beta}}\frac{1+\frac{V_{CE2}}{V_A}}{1+\frac{V_{be}}{V_A}} \quad (8.7)$$

となり、ベータが小さいときは無視できない誤差を生じる。
そこで、図 8.3 に示したようなベース電流を補償した回路が用いられる。

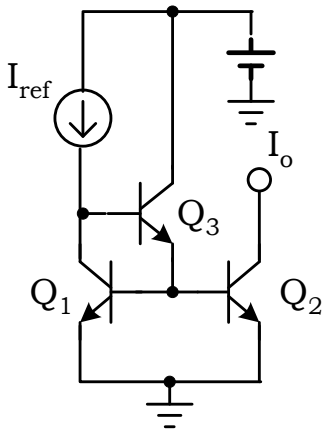


図 8.3　ベース電流を補償したカレントミラー回路

このときの電流 I_o は、式(8.7)において、$\frac{1}{\beta} \rightarrow \frac{1}{\beta^2}$ と置き換えると、

$$\therefore I_o \approx \frac{I_{ref}}{1+\frac{2}{\beta^2}}\frac{1+\frac{V_{CE2}}{V_A}}{1+\frac{2V_{be}}{V_A}} \quad (8.8)$$

となり、誤差は小さくなる。

8.1.3 カスコードカレントミラー回路

カレントミラー回路においては端子電圧が変化しても流れる電流は変化しないことが求められることが多い。例えば高い利得の増幅器や高い直線性の D/A 変換器などを実現するためである。このような場合に用いられるのが図 8.4 に示すカスコード回路である。

カスコード回路はソース接地のトランジスタ M_1 のドレインとゲート接地のトランジスタ M_2 のソースを接続し、電流はトランジスタ M_2 のドレインから取り出したものである。バイアス電圧 V_b はトランジスタ M_1, M_2 が飽和領域で動作するように設定される。

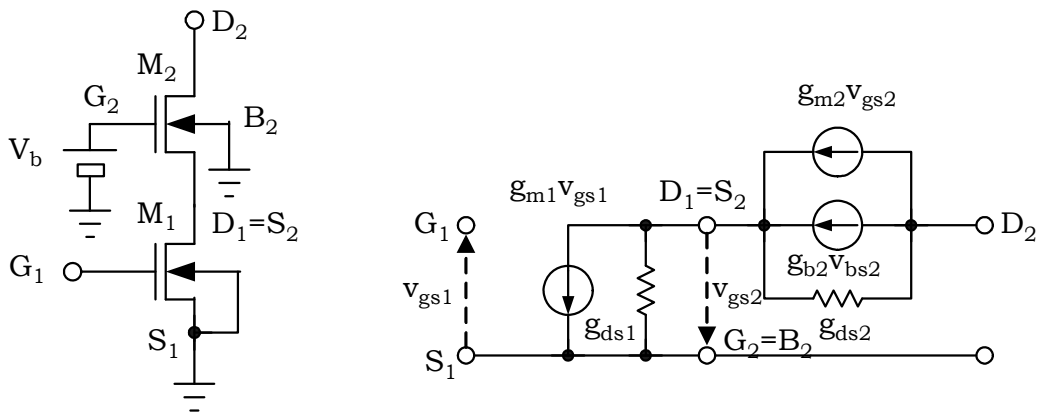


図 6.4　カスコード回路とその小信号等価回路

トランジスタ M_1 を流れるドレイン電流がトランジスタ M_2 を流れるだけであるが、トランジスタ M_2 のドレインから見たインピーダンスは非常に高くなり、端子電圧が変化しても流れる電流はあまり変化しないようにすることができる。

小信号等価回路を用いて解析する。トランジスタ M_2 のソース電圧はボディーの電圧に対して変化するのでボディーコンダクタンス g_b を考慮する必要がある。

電流源 $g_{m1}v_{gs1}$ は v_{gs1} の変化がないと仮定すると無視できるので、トランジスタ M_1 のドレインとトランジスタ M_2 のソースの接続点にキルヒホッフの電流連続式を適用し、

$$i_{ds2} = -v_{gs2} g_{ds1} = (g_{m2} + g_{b2}) v_{gs2} + g_{ds2}(v_{ds2} + v_{gs2}) \quad (8.9)$$

が成り立つ。

出力抵抗 r_{out} は、

$$r_{out} \equiv \frac{v_{ds2}}{i_{ds2}} \quad (8.10)$$

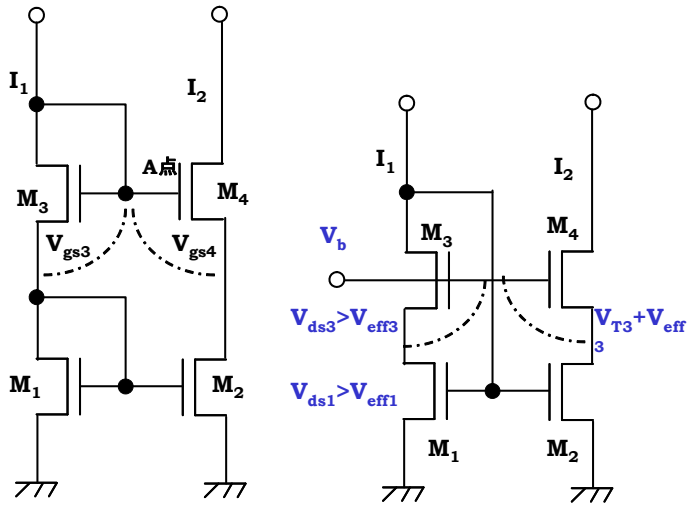
であるから、式(8.9)より v_{gs2} を消去することにより、

$$r_{out} = \frac{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m2} + g_{b2}}{g_{ds1} \cdot g_{ds2}} \approx \frac{g_{m2} + g_{b2}}{g_{ds1} \cdot g_{ds2}} \approx n \frac{g_{m2}}{g_{ds1} \cdot g_{ds2}} = n r_{ds1} g_{m2} r_{ds2} \quad (8.11)$$

と求められる。ここで　$g_{ds} << g_m$, $g_b=(n-1)g_m$ の関係式を用いた。
カスコード構成を採らない、トランジスタ M_1 だけのカレントミラー回路では、

$$r_{out} = \frac{1}{g_{ds1}} = r_{ds1} \quad (8.12)$$

であるので、カスコード回路により、$ng_{m2}r_{ds2}$ 倍出力抵抗が増加したことになる。これはトランジスタ M_2 の固有利得でもある。つまりもともと r_{ds1} で決定される出力抵抗が増幅されたように見えることになる。この値は通常　15 倍から数 10 倍程度を取る。
図 8.5 にカスコードカレントミラー回路を示す。図 8.5(a)は従来のカスコードカレントミラーである。左側のトランジスタはダイオード接続になっており、右側がカスコード回路を形成している。A 点から見て $V_{gs3}=V_{gs4}$ であるので、M_1 の V_{ds} と M_1 の V_{ds} は等しく、出力抵抗が高いだけでなく、電流 I_1 と I_2 は一致する。



(a) 従来のカスコードカレントミラー　(b)低電圧カスコードカレントミラー
図 6.5　カスコードカレントミラー回路

しかしながらこの回路の欠点は動作電圧が高いことである。
入力側および出力側の最低動作電圧は、MOS トランジスタの飽和条件より、

$$\begin{aligned} &\text{入力側：} 2V_{gs} = 2(V_{eff} + V_T) \\ &\text{出力側：} V_{gs} + V_{eff} = 2V_{eff} + V_T \end{aligned} \quad (8.13)$$

と求められるので、例えば V_{eff}=0.2V, V_T=0.5V とすると、入力側で 1.4V、出力側で 0.9V となり、低電圧回路には向かない。

図 8.5 (b)に示した低電圧カスコードカレントミラーはこの点を改良したものである。ただし V_b の設定に気をつける必要がある。全てのトランジスタが飽和領域で動作する必要があることから、

$$\begin{aligned} &M_1 : V_b > V_{gs3} + V_{eff1} = V_{T3} + V_{eff3} + V_{eff1} \\ &M_2 : V_b < V_{T3} + V_{T1} + V_{eff1} \end{aligned} \quad (8.14)$$

したがって、

$$V_{T3} + V_{eff3} + V_{eff1} < V_b < V_{T3} + V_{T1} + V_{eff1} \quad (8.15)$$

が成り立つように V_b を設定すればよい。

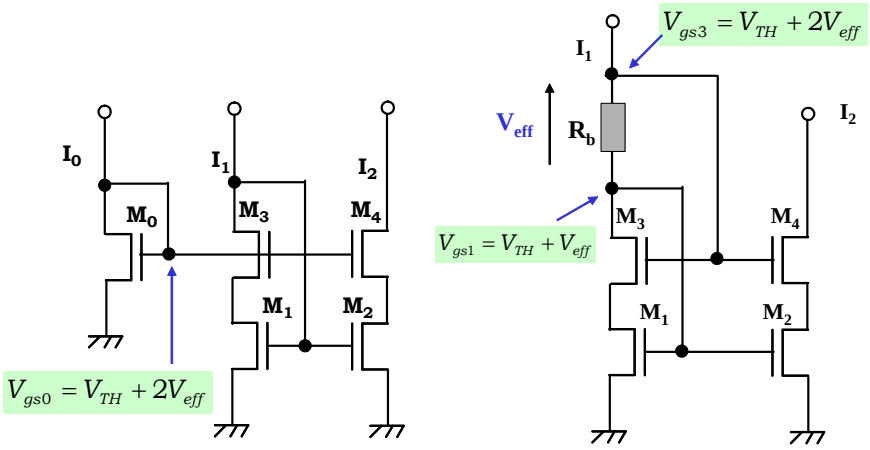
V_b を式(8.15)が成り立つ最低電圧に設定したとすると、入力側および出力側の最低動作電圧は、

$$\begin{aligned} &\text{入力側：} V_{gs} = V_{eff} + V_T \\ &\text{出力側：} 2V_{eff} \end{aligned} \quad (8.16)$$

となる。先ほどと同じ条件では、入力側は 0.7V、出力側は 0.4V となる。したがって低電圧動作が可能であるので最近はよく用いられている。

ところで、低電圧カスコードカレントミラーは、バイアス電圧 V_b が必要であるので、このバイアス電圧 V_b の実現方法を述べる。

図 8.6 にカスコードカレントミラーのバイアス回路の構成を示す。図 8.6 (a)はダイオード型バイアス回路、図 8.6 (b)は抵抗型バイアス回路である。



(a)ダイオード型バイアス回路　(b) 抵抗型バイアス回路

図 8.6　カスコードカレントミラーのバイアス回路

MOS ダイオードの電圧式より

$$V_{gs0} = V_T + 2V_{eff} + \Delta V \quad (8.17)$$

ここでΔV は調整電圧で 0.1～0.2V 程度が適当であろう。このような電圧になる MOS トランジスタのパラメータを求める。式(5.15)より、

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{2I_{ds}}{\mu C_{ox}} \frac{L}{W}} \quad (8.18)$$

であるので、ΔV をゼロとすると、

$$\sqrt{\frac{I_0}{W_0}} = \sqrt{\frac{I_1}{W_1}} + \sqrt{\frac{I_1}{W_3}} \quad (8.19)$$

$$\therefore W_0 = \frac{1}{4} \frac{I_0}{I_1} W_1 \quad (8.20)$$

と求まる。ΔV を調整するには W_0 を更に縮小すればよい。

図 8.6(b)に示した回路は抵抗による電圧ドロップを用いたもので、図に示した電圧条件よ

り、

$$R_b = \frac{V_{eff} + \Delta V}{I_1} \quad (8.21)$$

と求められる。

図 8.7 に　カスコードカレントミラー回路と電圧・電流特性を示す。バイアス電圧を適切に設定することで定電流性が高まっている。

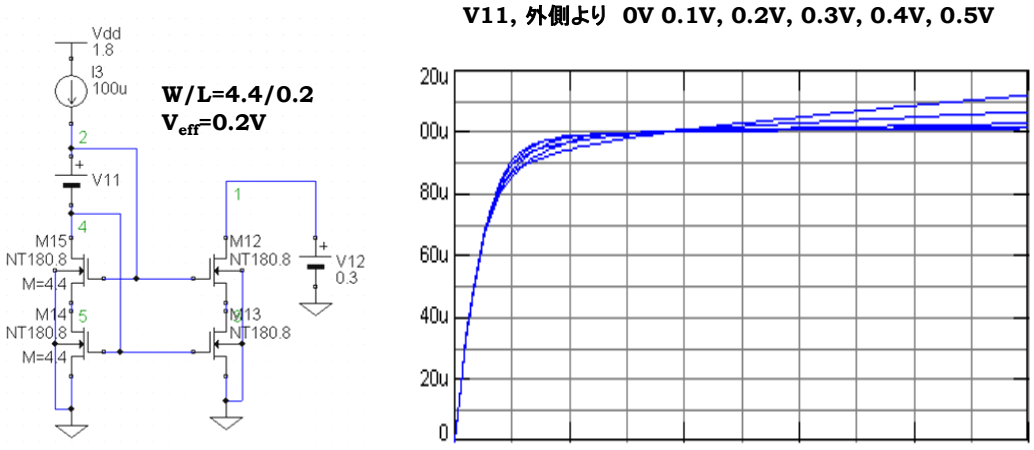


図 6.7　カスコードカレントミラー回路と電圧・電流特性

6 .2 電圧不感型バイアス電流回路

大半のアナログ回路は一定電流でバイアスされる必要があるので、一定電流を作り出す回路が必要である。このとき、電源電圧に依らず一定電流を作り出すことが望ましい。

図 8.8 に電圧不感型バイアス電流回路を示す。

この回路は電源電圧に依らず一定の電流を発生させることができる。

NMOS と PMOS のカレントミラーを組み合わせた回路であるが、トランジスタ M_2 のサイズは M_1 よりも大きく、ソースに抵抗が挿入されている。

この回路においてカレントミラーの定電流性が良好だと仮定すると、電流 I_{ref} と I_b は一致する。したがって、バックゲート効果を無視すると、

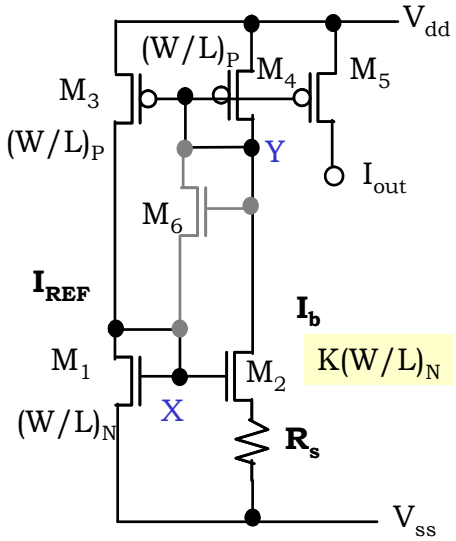


図 8.8　電圧不感型バイアス電流回路

$$V_{gs1} = V_{gs2} + I_b R_s \quad (8.22)$$

が成り立つ。
したがって、式(5.15)より

$$\sqrt{\frac{2I_b}{\mu C_{ox}}\frac{L}{W}} + V_{T1} = \sqrt{\frac{2I_b}{\mu C_{ox}}\frac{L}{KW}} + V_{T2} + I_b R_s \quad (8.23)$$

$V_{T1}=V_{T2}$ と仮定すると、電流 I_b は、

$$\therefore I_b = \frac{2}{\mu C_{ox}}\frac{L}{W}\frac{1}{R_s^2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{K}}\right)^2 \quad (8.24)$$

と求まる。
式(8.24)は電源電圧を含まないため電源電圧の変動に対し不感である。
この回路は簡便なためバイアス回路として良く用いられるが設計に当たってはいくつかの注意が必要である。
まずは、起動回路が不可欠なことである。この回路は先ほど算出した I_b で安定するが、トランジスタの電流が流れない場合も安定であり、起動しないことがある。そこで、トランジスタ M_6 などの起動回路を挿入する。トランジスタ M_6 は回路に電流が流れない場合はソース電圧は V_{ss}、ゲートおよびドレイン電圧は V_{dd} にあるので、電流が流れ、この電流は

ダイオード接続されたトランジスタ M_4, M_1 に流れるため、回路が起動する。起動後はゲート・ソース間に V_{dd}-$3V_{gs}$ の電圧しかかからなくなるため電流は減少するが、通常有限の電流が流れるので、全体の電流に影響を与えないような僅かな電流に設定する。

また電流の設定においてはバックゲート効果が無視できないので、ソースとボディーを接続した方が良い。