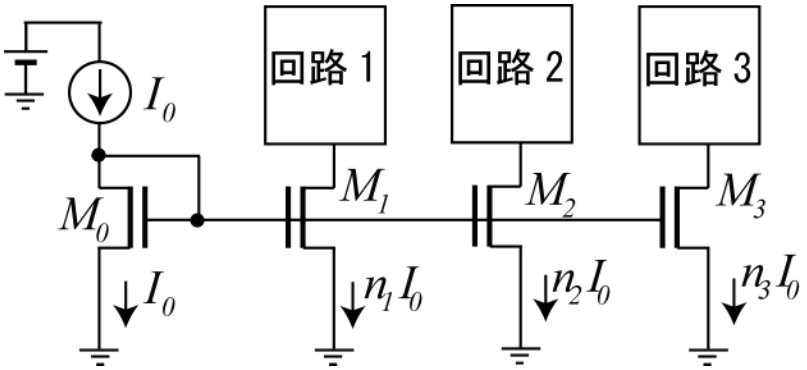
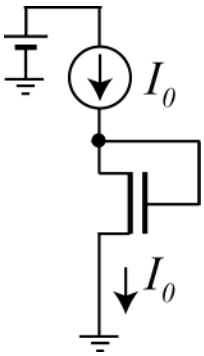
第 10 回講義メモ

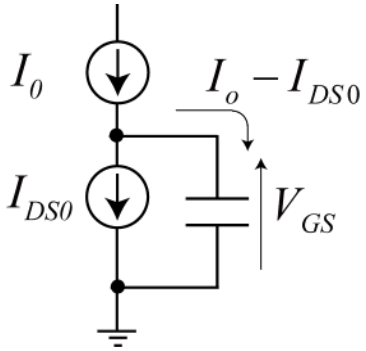
今回はカレントミラー回路（current mirror 回路）の説明を行う。
カレントミラー回路は、ある電流源から同じ電流源（または比例した電柱値を持つ電流源）を造る回路である。
どこかで電流源を作る必用はある（例えばバンドギャップリファレンスという手法で基準電圧などをつくって電流を駆動する）が、その場合、その回路は結構面積や電力をとる。そこで、少ないトランジスタで電流をコピーできるカレントミラー回路がよく使われる。
回路をまず示そう。



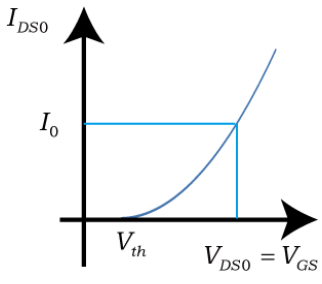
ここで、ひとつめの電流源がコピーされて、回路 1,2,3 の電流源となる。ここで、比例定数として n をいれたが、これは初めの電流源の電流の n 倍が他の電流源に生成できるということである。

まず、見慣れないゲートとドレインが繋がっている M_0 について考えよう。
初めは説明を簡単にするためにチャネル長変調効果などは考えない。





ゲートをコンデンサとして考えれば、
例えば初め $I_0 > I_{DS0}$ だったとしよう、差の電流がコンデンサを充電し、V_{GS} を増やす。
逆に $I_0 < I_{DS0}$ だったとしよう、差の電流がコンデンサを放電し、V_{GS} を減らす。
そこで、$I_0 = I_{DS0}$ となる。
この回路では、$V_{th} > 0$ ならば、$V_{DS} = V_{GS} > V_{GS} - V_{th}$ が成り立ち、トランジスタは飽和状態にある。
$I_0 = I_{DS0} = \frac{W_0}{2L}\mu C_{OX}(V_{GS} - V_{th})^2$ で $V_{DS} = V_{GS}$ が決まる。（$V_{DS} - V_{th} > 0$ より V_{DS} はしきい値よりは高い電圧である必要はある。）図示すると



となる。

ここで定電流源が繋がっているので、I_0 が V_{GS} を決めると考えて良い。従って、$V_{GS}=\sqrt{\dfrac{I_0}{\dfrac{W_0}{2L}\mu C_{OX}}}+V_{th}$ で決まる。

次に、繋がったトランジスタについて考えよう。繋がったトランジスタは、L,μ,C_{OX},V_{th} は一緒としよう。(チャネル長変調効果やしきい値と大きく関係していて、特性を似せるためにはＷだけ変えた方が良い)

$I_{DS1}=\dfrac{W_1}{2L}\mu C_{OX}(V_{GS}-V_{th})^2$　　前と比較すると、$I_{DS1}=\dfrac{W_1}{W_0}I_{DS0}$ となる。定数倍の電流が作り出される。

集積回路では、絶対的な電流精度はなくても、相対的な電流精度は作りやすい。

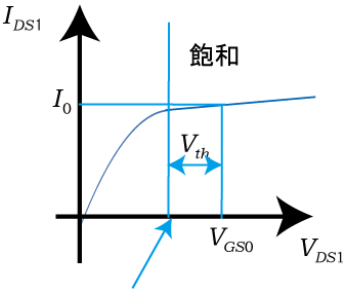
電流源として考える場合、出力インピーダンスは高い方がよい。そこで出力インピーダンスを考えよう。チャネル長変調効果を考慮する。

$$I_0=I_{DS0}=\frac{W_0}{2L}\mu C_{OX}(V_{GS0}-V_{th})^2(1+\frac{V_{DS0}}{V_A})$$

$$I_{DS1}=\frac{W_1}{2L}\mu C_{OX}(V_{GS1}-V_{th})^2(1+\frac{V_{DS1}}{V_A})$$

$V_{GS0}=V_{GS1}$ なので、$\dfrac{I_{DS1}}{I_{DS0}}=\dfrac{W_1}{W_0}\dfrac{1+\dfrac{V_{DS1}}{V_A}}{1+\dfrac{V_{DS0}}{V_A}}$

$I_{DS1}=\dfrac{W_1}{W_0}\dfrac{1+\dfrac{V_{DS1}}{V_A}}{1+\dfrac{V_{DS0}}{V_A}}I_{DS0}=\dfrac{W_1}{W_0}\dfrac{1+\dfrac{V_{DS1}}{V_A}}{1+\dfrac{V_{GS0}}{V_A}}I_{DS0}$　ここで、ドレイン電流の式は飽和領域のみを使ったが、線形領域に入る（つまり $V_{DS1}<V_{GS0}-V_{th}$）になると線形領域に入り、電流は急激に減る。図示すると



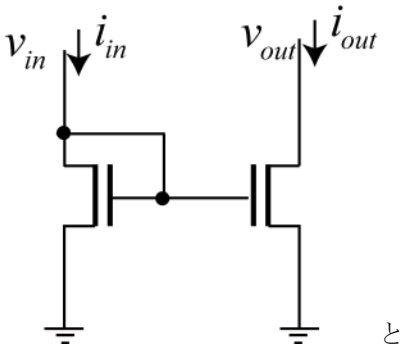
$V_{GS1}>V_{GS1}-V_{th}=V_{GS0}-V_{th}$　となる。

さて、両者の特性を比較すると、M_0 の電流はドレイン電圧に強い依存性を持っているが、M_1 の電流のドレイン電圧依存性は（飽和領域に入っている場合は）弱い。

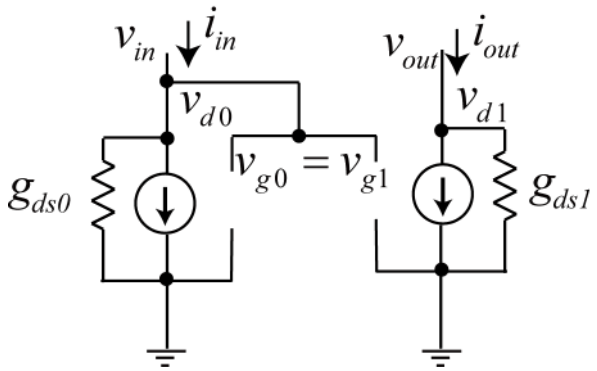
さてこのドレイン電圧依存性=出力インピーダンスは、小さい方が回路応用には望ましい。そこでその値を求めよう。

ここで求めたいのは $\dfrac{\partial I_{DS1}}{\partial V_{DS1}}$ であり、微分抵抗である。したがって小信号回路を用いて考察できる。

そこで、入出力を



ととって、



と小信号回路を解析しよう。

1 次側は

$$i_{in} = g_{m0}v_{gs0} + g_{ds0}v_{in} = (g_{m0} + g_{ds0})v_{in} \qquad Z_{in} = \frac{1}{g_{m0} + g_{ds0}} \simeq \frac{1}{g_{m0}} \qquad \left(g_{ds0} = \frac{1}{100}g_{m0} \sim \frac{1}{20}g_{m0}\right)$$

2 次側は

$$i_{out} = g_{m1}v_{gs1} + g_{ds1}v_{out} = g_{m1}v_{in} + g_{ds1}v_{out} \qquad v_{in} = 0 \text{ のとき } Z_{out} = \frac{1}{g_{ds1}} \qquad (\simeq 20Z_{in} \sim 100Z_{in})$$

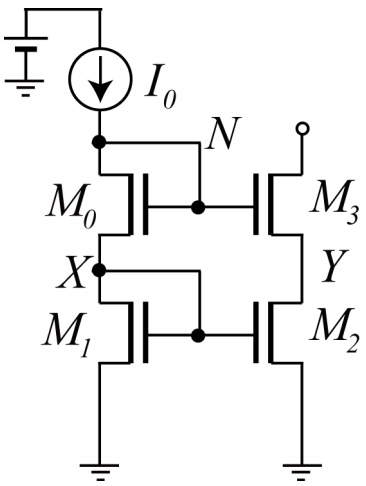
従って、1 次側（ダイオード接続）の入力インピーダンスは $\frac{1}{g_{m0}}$ で低い。

→電流 i_{in} が変化しても、v_{in} はあまり変化しない。

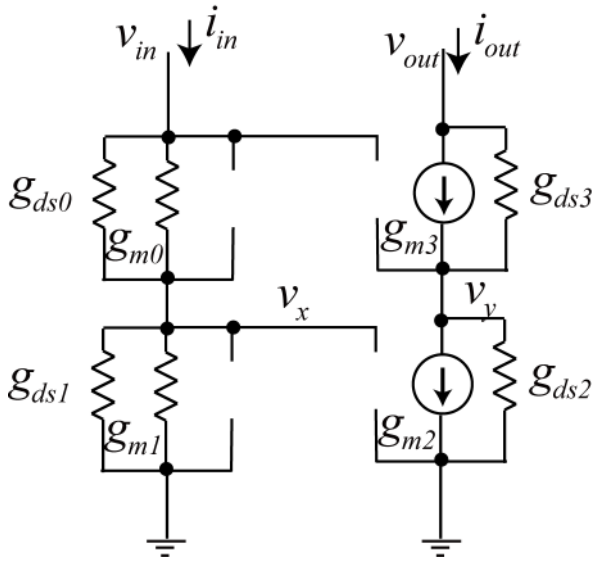
2 次側の出力インピーダンスは $\frac{1}{g_{ds1}}$ で高い。

→出力電圧 v_{out} が変化しても、i_{out} はあまり変化しない。　　→電流源として好ましい。

出力インピーダンスは、さらに高いことが電流源としては望ましい。
その場合は、カスコードカレントミラーを用いる。



を



として解析しよう。ここで、M_0-M_1 間の位置 X の小信号での電位を v_x、M_2-M_3 間の位置 Y の小信号での電位を v_y とする。

$i_{in} = (g_{m0} + g_{ds0})(v_{in} - v_x)$　　$i_{out} = g_{m3}(v_{in} - v_y) + g_{ds3}(v_{out} - v_y)$

$= (g_{m1} + g_{ds1})v_x$　　$= g_{m2}v_x + g_{ds2}v_y$

$v_{in} = 0$ のとき、$i_{in} = -(g_{m0} + g_{ds0})v_x = (g_{m1} + g_{ds1})v_x$ であり、$v_x = 0$ である。
一次側は抵抗負荷だけで電流源など無いので、短絡しているのと同じと言っても良い。
つぎに二次側だが、
$i_{out} = g_{m3}(-v_y) + g_{ds3}(v_{out} - v_y) = g_{ds2}v_y$　　$g_{ds3}v_{out} = (g_{m3} + g_{ds2} + g_{ds3})v_y$ なので、

$$i_{out} = g_{ds3}v_{out} - (g_{m3} + g_{ds3})v_y = g_{ds3}v_{out} - (g_{m3} + g_{ds3})\frac{g_{ds3}}{g_{m3} + g_{ds2} + g_{ds3}}v_{out}$$

$$= g_{ds3}v_{out} - (g_{m3} + g_{ds3})\frac{g_{ds3}\left(g_{m3} + g_{ds3} - g_{ds2}\right)}{\left(g_{m3} + g_{ds2} + g_{ds3}\right)\left(g_{m3} + g_{ds3} - g_{ds2}\right)}v_{out}$$

$$= g_{ds3}v_{out} - (g_{m3} + g_{ds3})\frac{g_{ds3}\left(g_{m3} + g_{ds3} - g_{ds2}\right)}{(g_{m3} + g_{ds3})^2 - g_{ds2}{}^2}v_{out}$$ となる。

$$\simeq g_{ds3}v_{out} - \frac{g_{ds3}\left(g_{m3} + g_{ds3} - g_{ds2}\right)}{(g_{m3} + g_{ds3})}v_{out}$$

$$= \frac{g_{ds3}g_{ds2}}{(g_{m3} + g_{ds3})}v_{out} \simeq \frac{g_{ds3}g_{ds2}}{g_{m3}}v_{out}$$

出力インピーダンスは、$Z_{out} = \dfrac{g_{m3}}{g_{ds2}g_{ds3}}$ となり、ただのカレントミラーでの出力インピーダンス

$Z_{out} = \dfrac{1}{g_{ds1}}$　と較べると、さらに $20 \sim 100$ 倍大きくなっている。
ただし、当然ペナルティを払っている。いまチャネル長変調効果を忘れ、どのトランジスタも同じ特性としよう。
おなじ電流 I_0 を流すには、$I_0 = \dfrac{W}{2L}\mu C_{OX}V_{eff}{}^2$ で決まる V_{eff} を印加する必要がある。
M_1 と M_2 から $V_X = V_{GS1} = V_{GS2} = V_{eff} + V_{th}$ であり、M_3 から $V_N - V_X = V_{GS3} = V_{eff} + V_{th}$ である。M_4 から $V_N - V_Y = V_{GS4} = V_{eff} + V_{th}$ であり、M_3 との条件と合わせて $V_X = V_Y$ である。また飽和状態に入るためには $V_{OUT} - V_Y > V_{eff}$ である必要がある。以上をまとめると $V_{OUT} > V_Y + V_{eff} = 2V_{eff} + V_{th}$ が必要である。
一段の時は、$V_{OUT} > V_{eff}$ さえあれば良かったので、必要な電圧が大きくなる、