

CMOSアナログ設計の基礎

東京工業大学
大学院理工学研究科

松澤 昭

内容

- ・ MOSTランジスタとそのアナログ特性
- ・ 増幅回路の基本
- ・ カレントミラーとバイアス回路
- ・ CMOS OPアンプ
- ・ 位相補償
- ・ ノイズとミスマッチ電圧
- ・ MOSTランジスタのキャラクタライズ

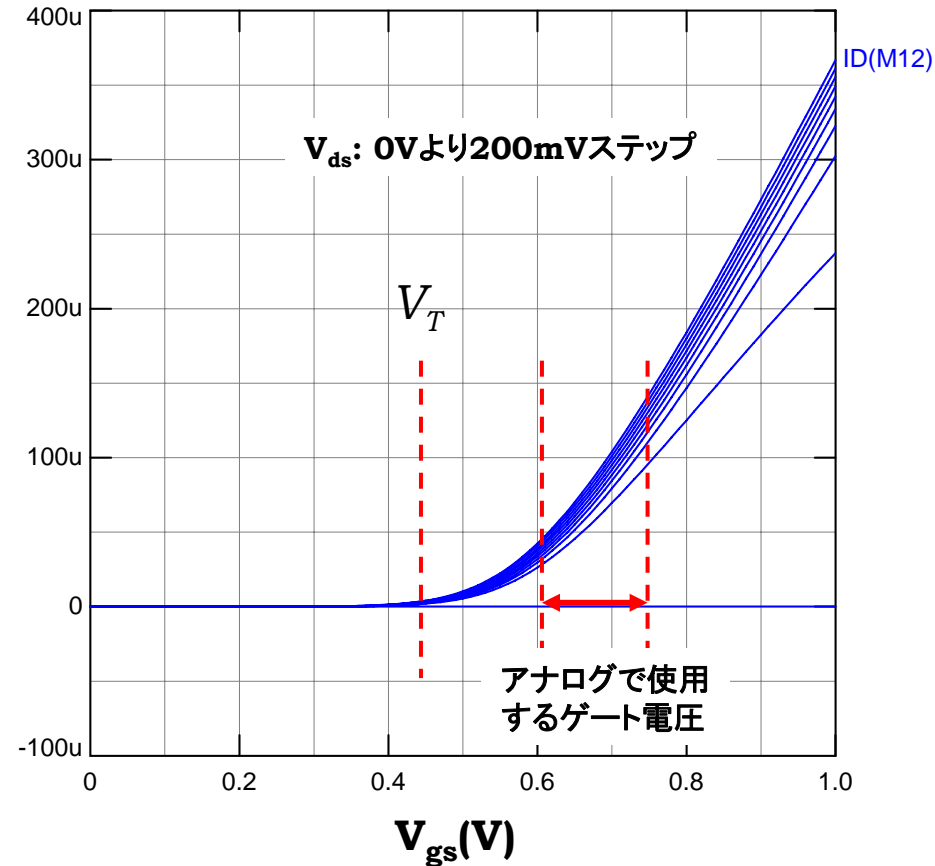
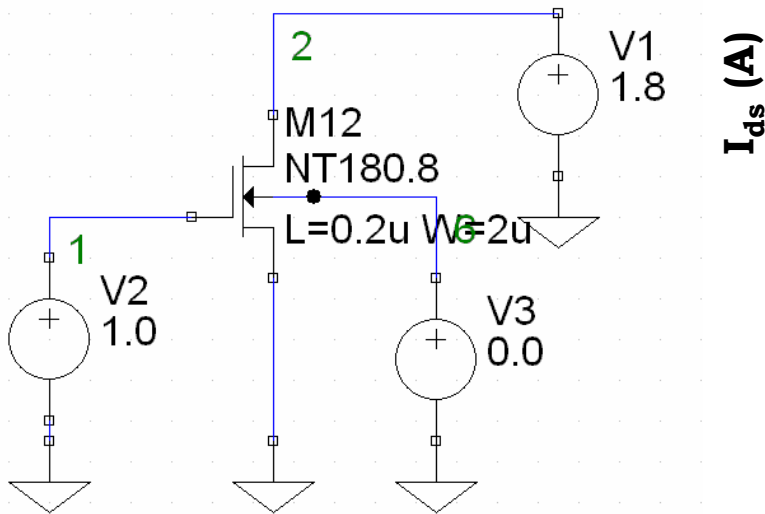
MOSTランジスタとそのアナログ特性

MOSトランジスタの特性

飽和領域での電圧電流式

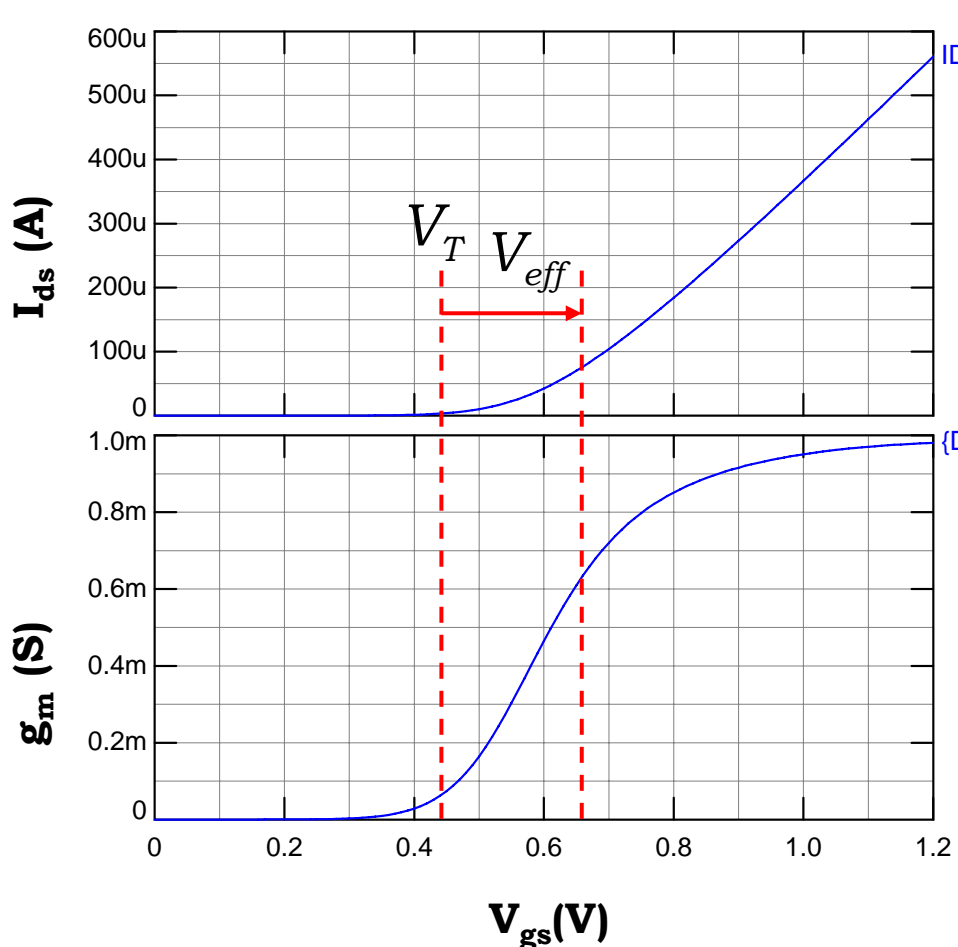
$$I_{ds} = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} V_{eff}^2 \left(1 + \frac{V_{ds}}{V_A} \right)$$

$$V_{eff} \equiv V_{gs} - V_T \quad @ V_{ds} > V_{eff}$$



トランスコンダクタンス: gm

V_{eff} を設定すると電流だけで設計できる。



$$g_m \equiv \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{eff} \left(1 + \frac{V_{ds}}{V_{eff}} \right)$$

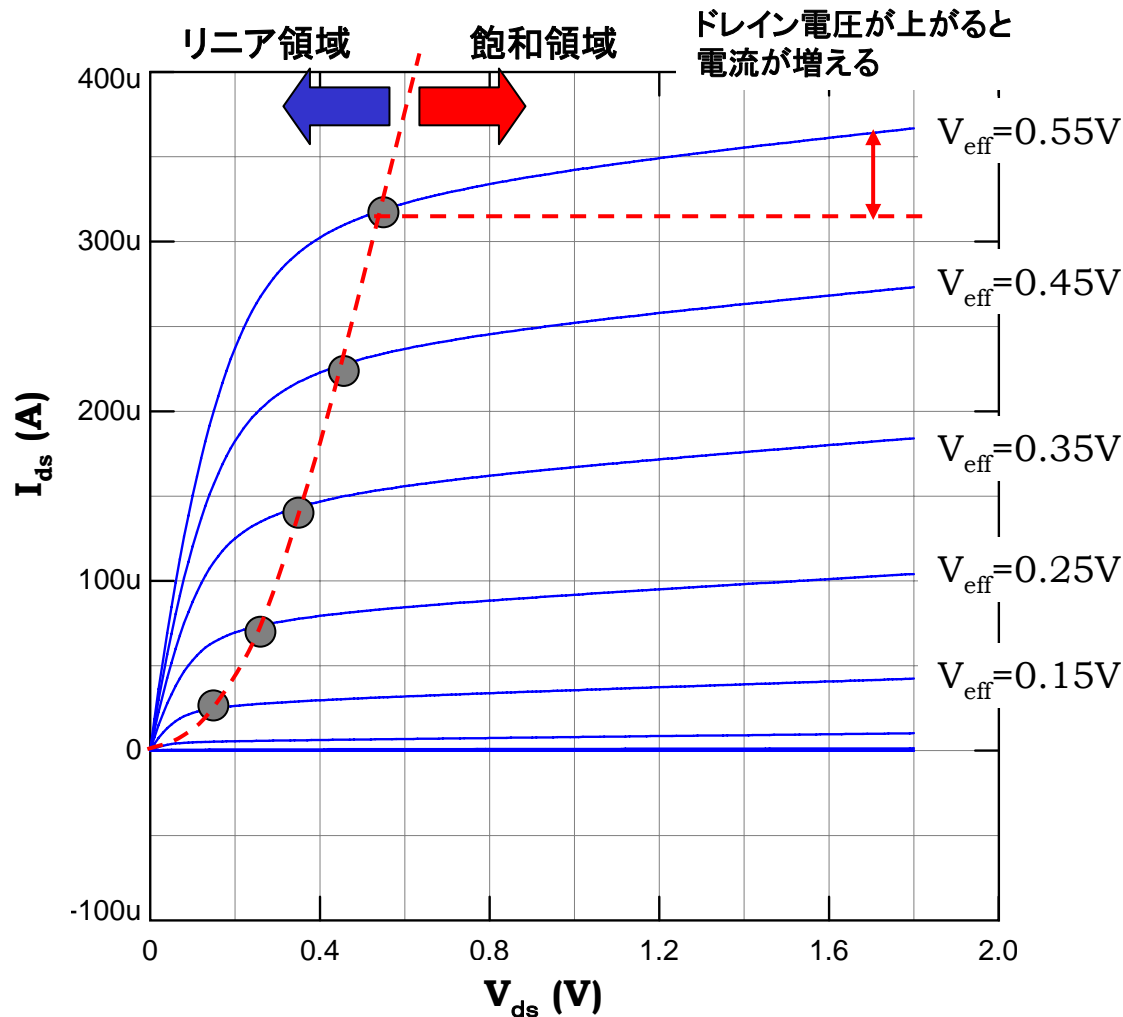
$$g_m = \frac{2 I_{ds}}{V_{eff}}$$

V_{eff} は通常 0.2Vを中心に設定する
用途に応じて 0.15Vから0.3V程度

はじめに V_{eff} を設定し、電流に応じて
 W/L を変える。

ドレイン電圧・電流特性

通常は飽和領域で使用する。またドレイン電流はドレイン電圧を上げると増加する。



リニア領域の電圧・電流式

$$\textcircled{a} V_{ds} < V_{eff}$$

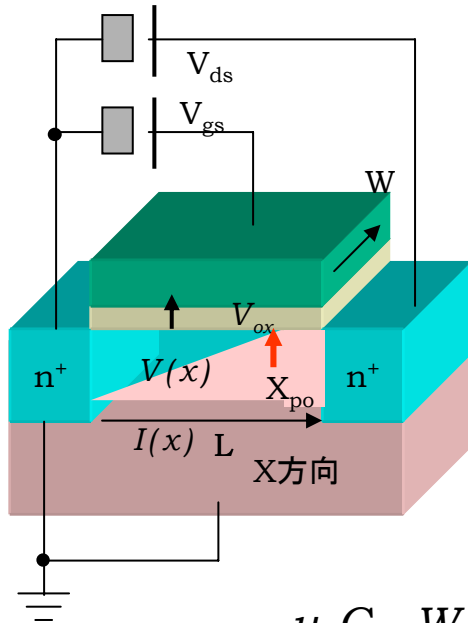
$$I_{ds} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left(V_{eff} - \frac{V_{ds}}{2} \right) V_{ds}$$

飽和領域の電圧・電流式

$$I_{ds} = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} V_{eff}^2 \left(1 + \frac{V_{ds}}{V_A} \right)$$

$$\textcircled{a} V_{ds} > V_{eff}$$

チャンネル長変調効果



ピンチオフ点よりもドレイン側では完全に空乏化している。
 この空乏層はドレイン電圧が高くなると伸びて、
 ピンチオフ点をソース側に押しやる。
 したがって、実効的なチャンネル長が短くなり、電流を増加させる。
 これをチャンネル長変調という。

Φ_0 : ビルトインポテンシャル

$$I_{ds} = I_{dsat} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial L} \frac{\partial L}{\partial V_{ds}} \Delta V_{ds} = I_{dsat} \left(1 + \frac{K_{ds}(V_{ds} - V_{eff})}{2L\sqrt{V_{ds} - V_{eff} + \Phi_0}} \right)$$

$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{TH})^2 [1 + \lambda(V_{ds} - V_{eff})]$$

$$K_{ds} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0}{qN_A}}$$

$$\lambda = \frac{K_{ds}}{2L\sqrt{V_{ds} - V_{eff} + \Phi_0}}$$

K_{ds} を小さくするにはチャンネル濃度を高くする
 ただし、この場合同時に V_T が高くなる

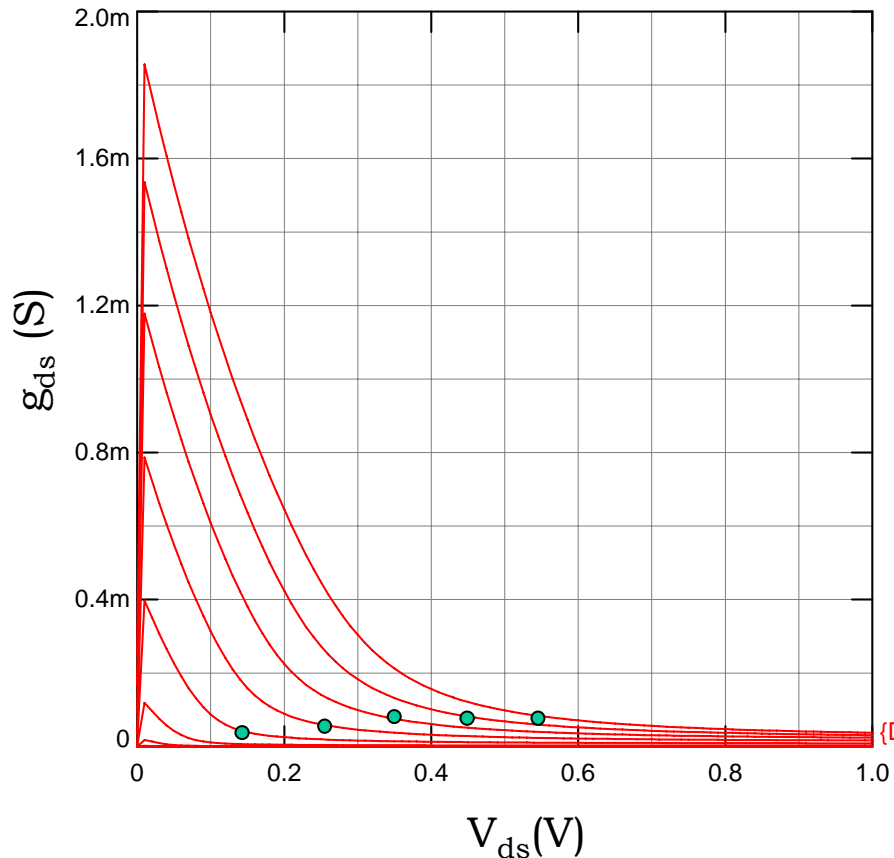
λ はチャンネル長に反比例し、 $V_{ds} - V_{eff} + \Phi_0$ の平方根に反比例する

$$I_{ds} \approx \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} V_{eff}^2 \left[1 + \frac{V_{ds}}{V_a} \right] \quad V_a \approx \frac{1}{\lambda}$$

この表現を用いると回路設計がし易い

ドレインコンダクタンス

リニア領域ではドレイン抵抗が低いため利得が取れない。
→増幅器は飽和領域を用いる。



$$I_{ds} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left(V_{eff} - \frac{V_{ds}}{2} \right) V_{ds}$$

$$g_{ds} \equiv \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{eff} - V_{ds})$$

$$g_{ds}|_{V_{ds}=0} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{eff}$$

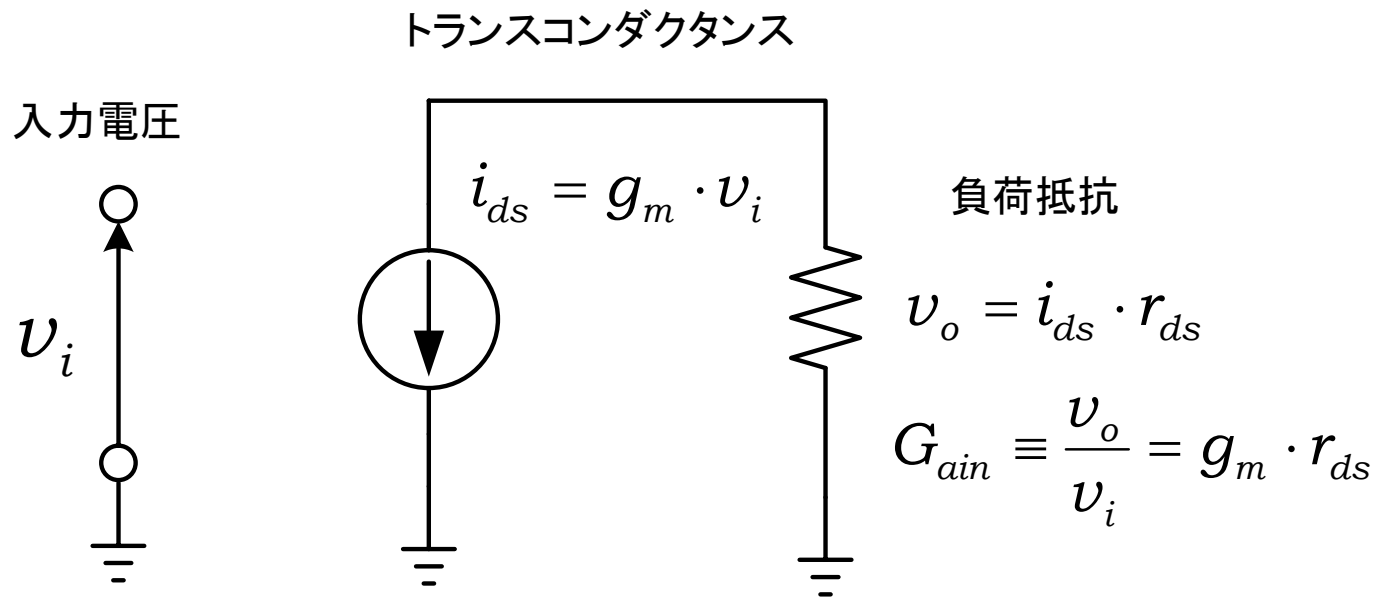
$$V_A \equiv \frac{I_{ds}}{g_{ds}} \quad (\text{オンコンダクタンス})$$

$$V_A = \frac{\left(V_{eff} - \frac{V_{ds}}{2} \right) V_{ds}}{V_{eff} - V_{ds}}$$

増幅回路の基本

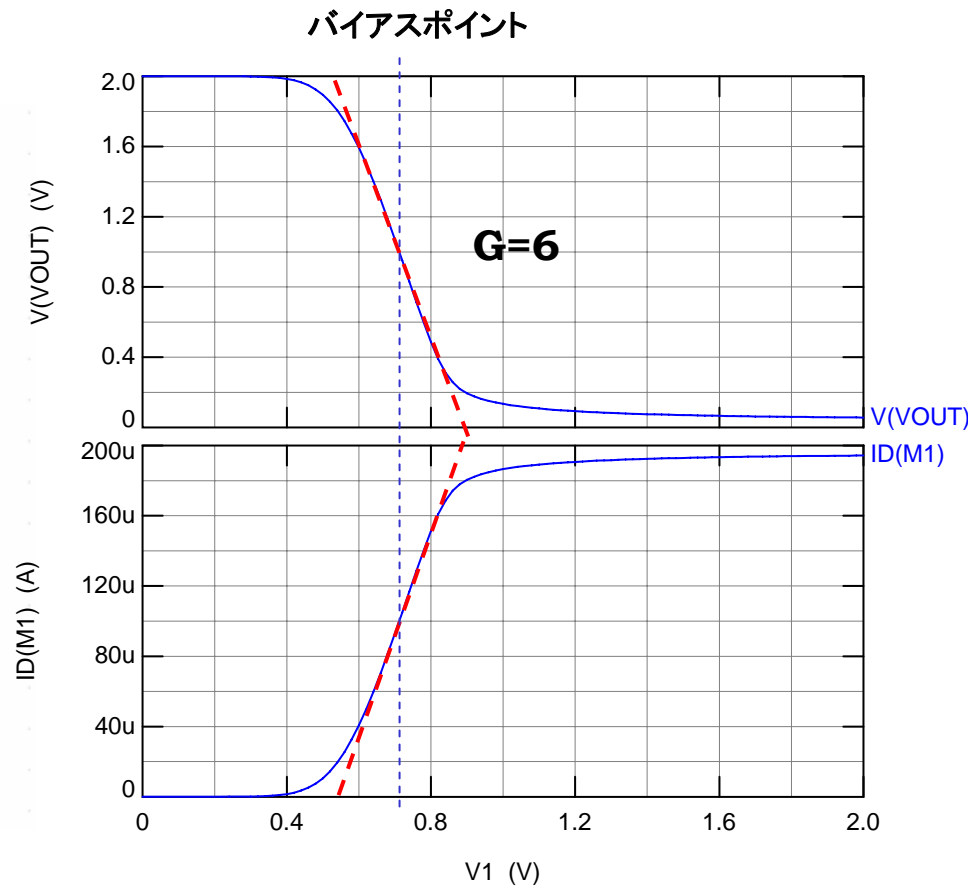
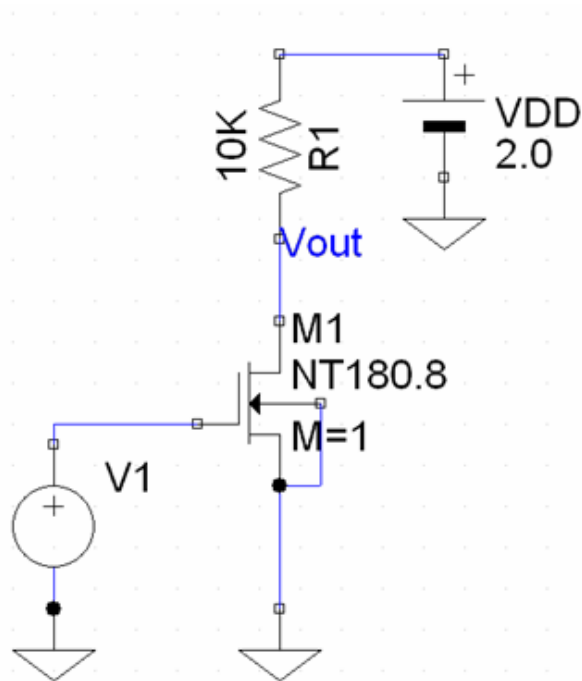
増幅器の基本

増幅器にはトランスコンダクタンスと負荷抵抗が必要である。



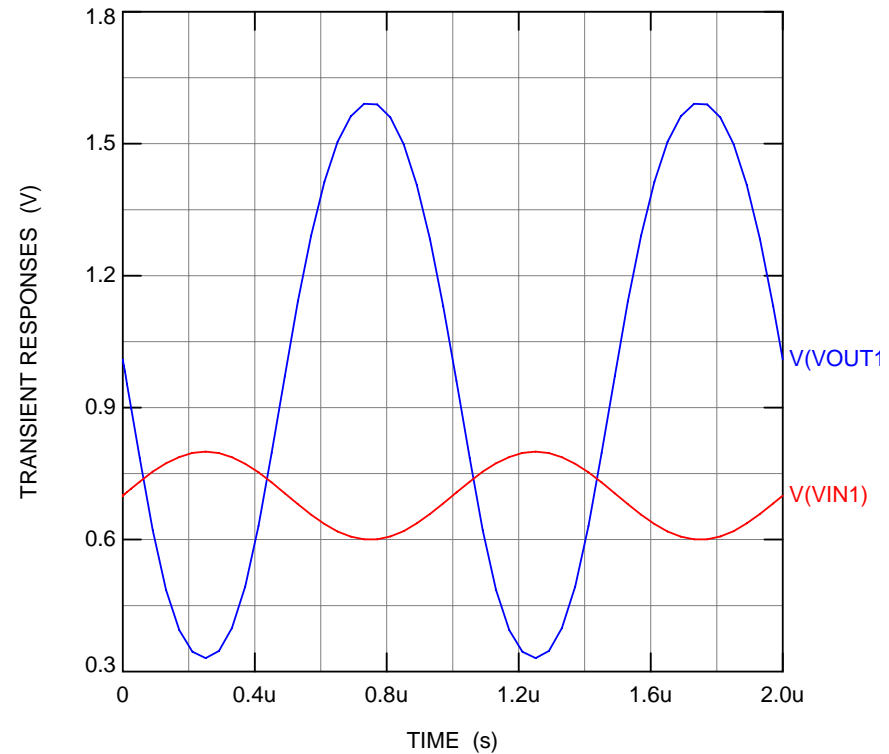
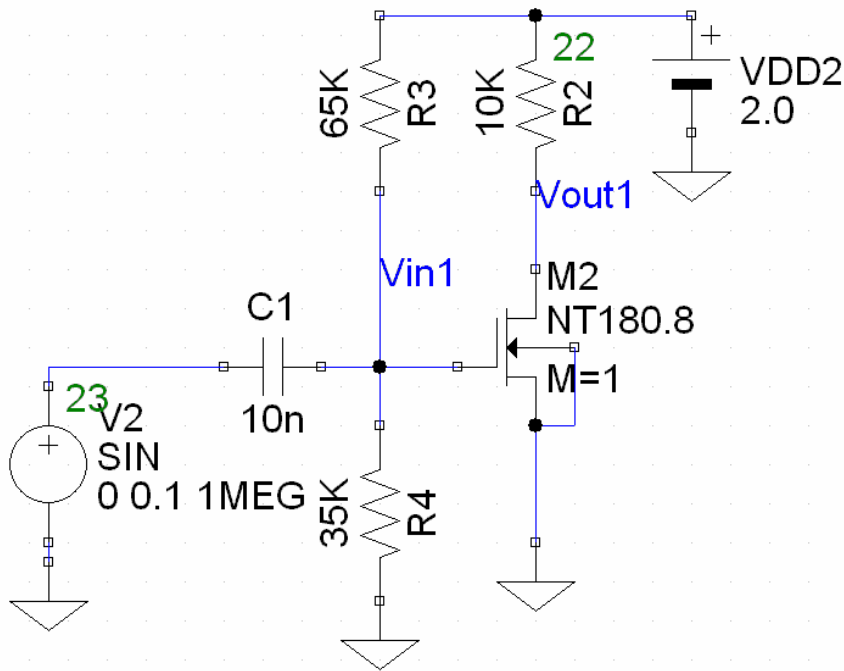
MOSTランジスタを用いた増幅器

V_{gs} を0.7V程度に設定すれば増幅器にはなるが、 V_T 変化、温度変化に対して不安定である。



抵抗分圧を用いたバイアス

抵抗分圧を用いてバイアスすれば $V_{gs} = 0.7V$ にはなるが、 V_T 変化、温度変化に対して不安定である。また、電源ノイズがまともにでてしまう。

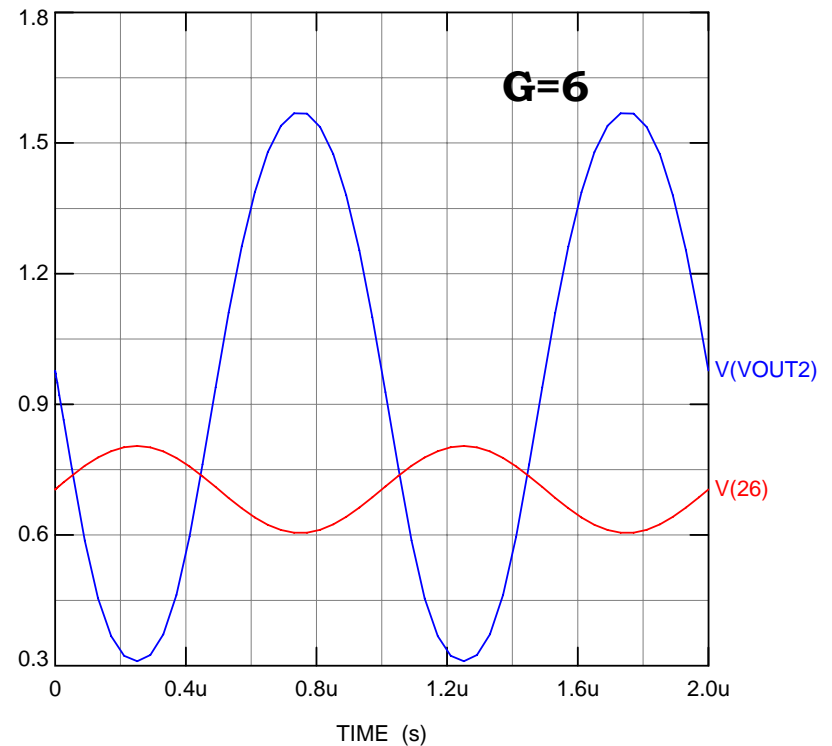
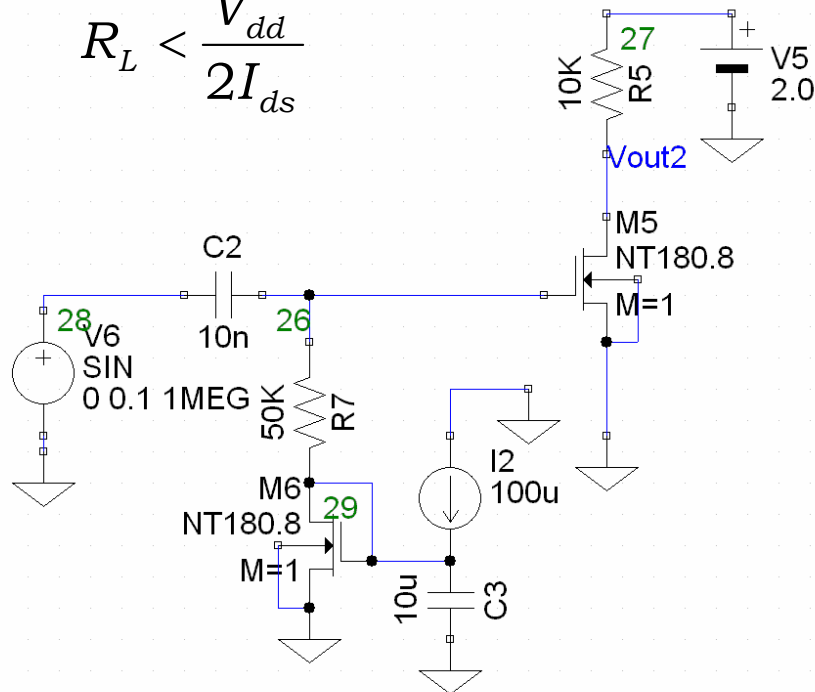


ダイオードと定電流源を用いたバイアス

通常はこのようにダイオードと定電流源を用いてバイアスする。
 V_T , 温度変化に強くなる。
ただし、抵抗負荷は利得が取れない。せいぜい10倍程度

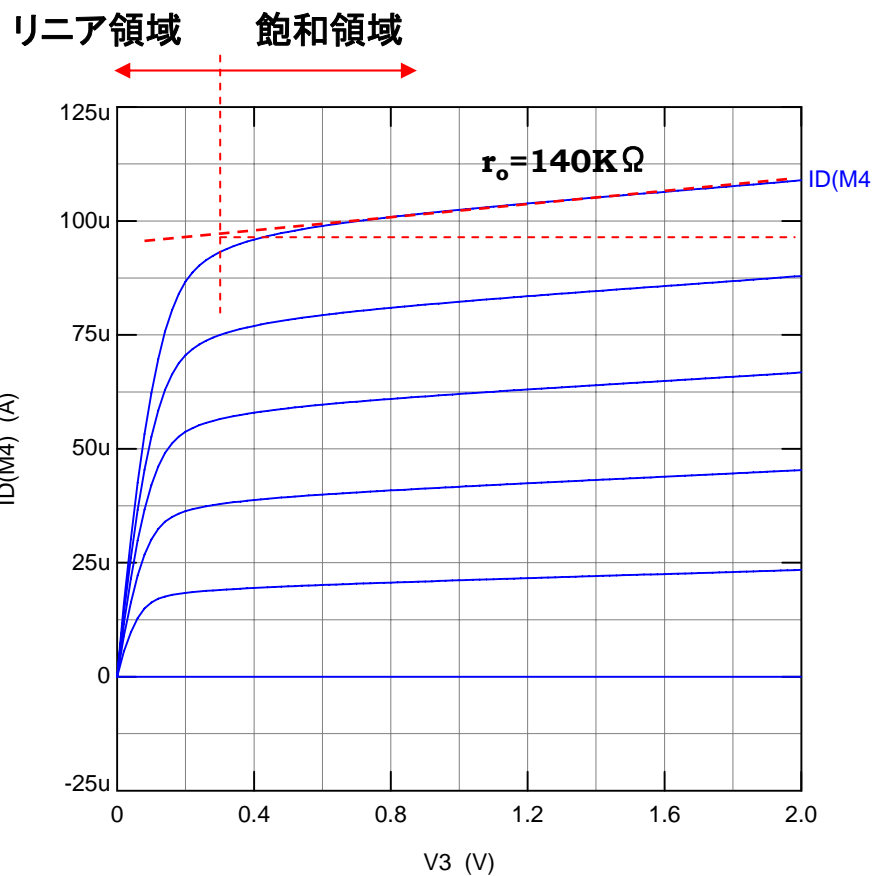
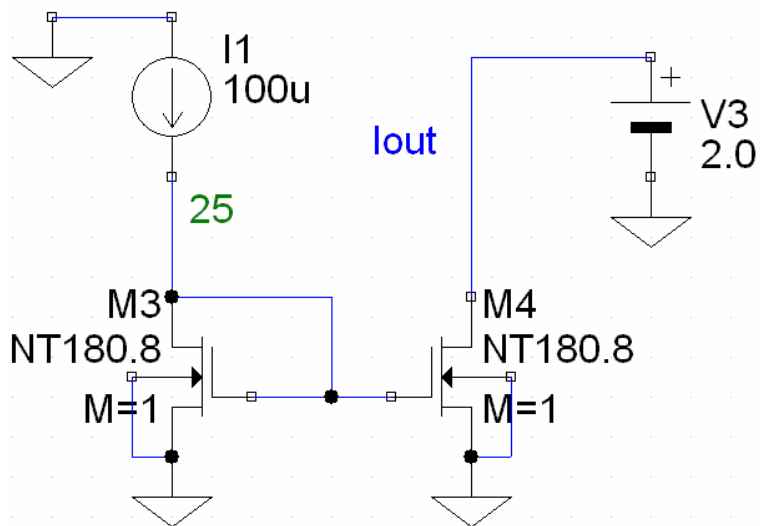
$$G_{\max} = g_m R_L = \frac{2I_{ds}}{V_{eff}} \frac{V_{dd}}{2I_{ds}} = \frac{V_{dd}}{V_{eff}}$$

$$R_L < \frac{V_{dd}}{2I_{ds}}$$



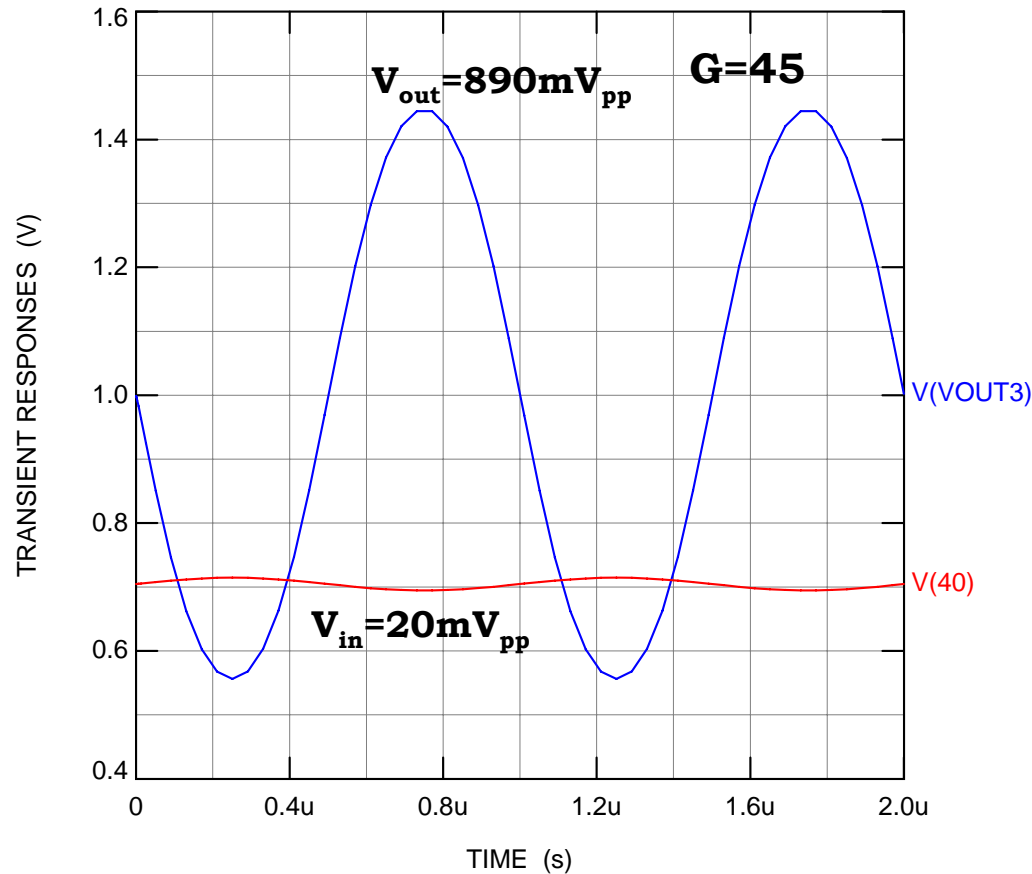
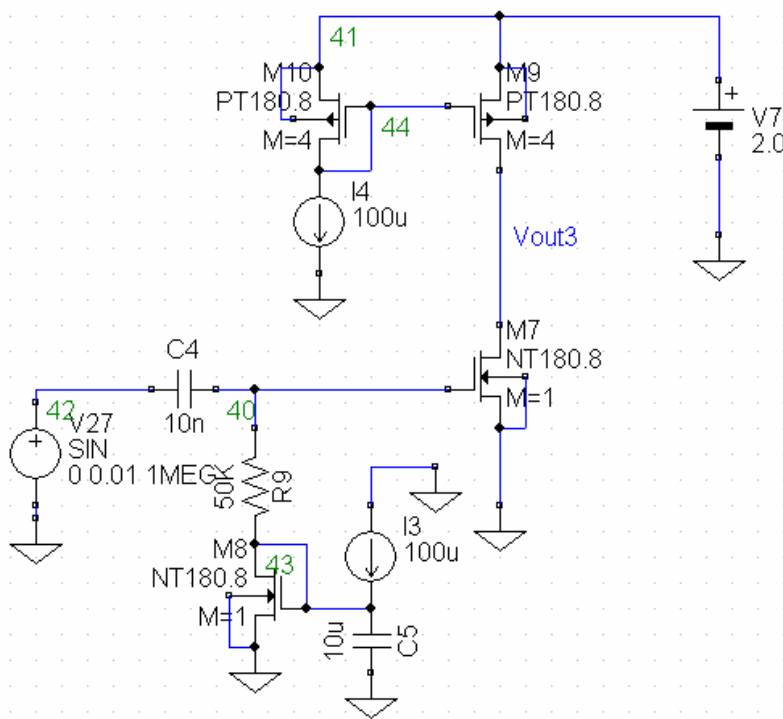
カレントミラーを用いた負荷

カレントミラーを用いると高抵抗負荷を実現できる。



カレントミラー負荷を用いた増幅器

カレントミラー負荷を用いることで大きな利得が得られる。
ただし、電流設定感度が高く、不安定。

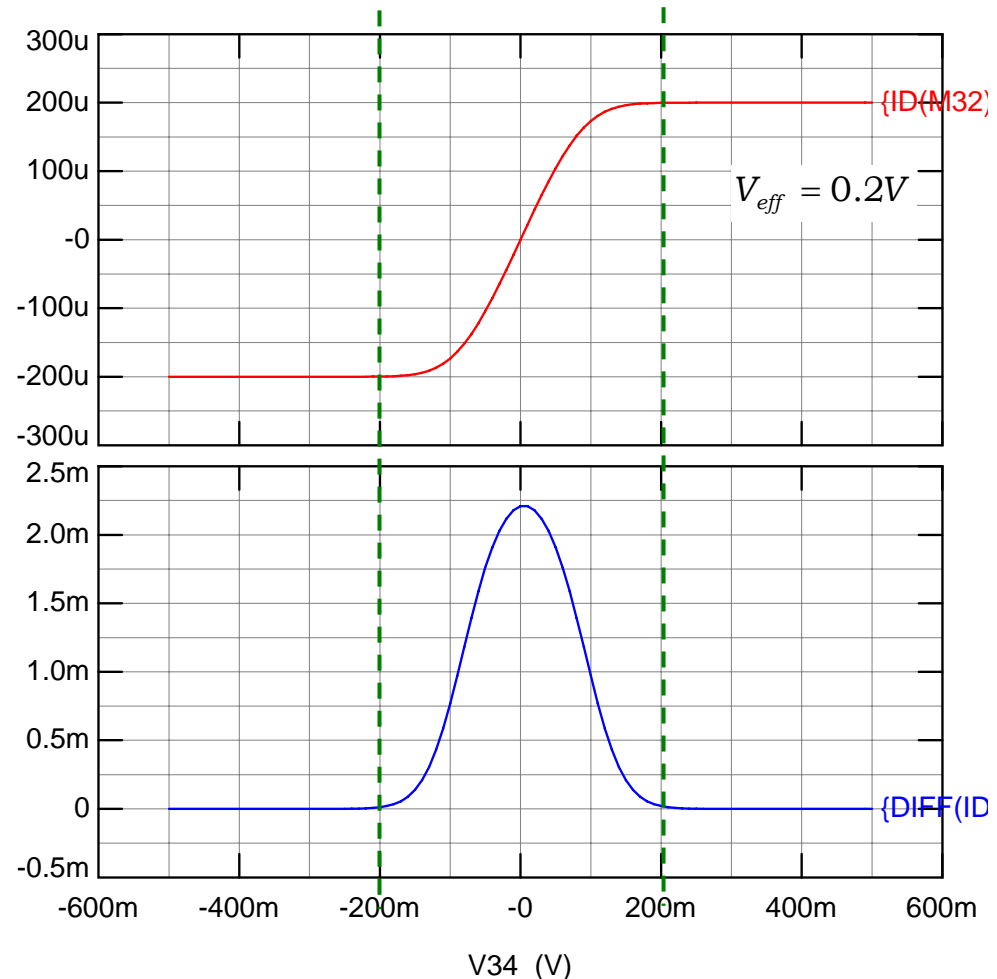
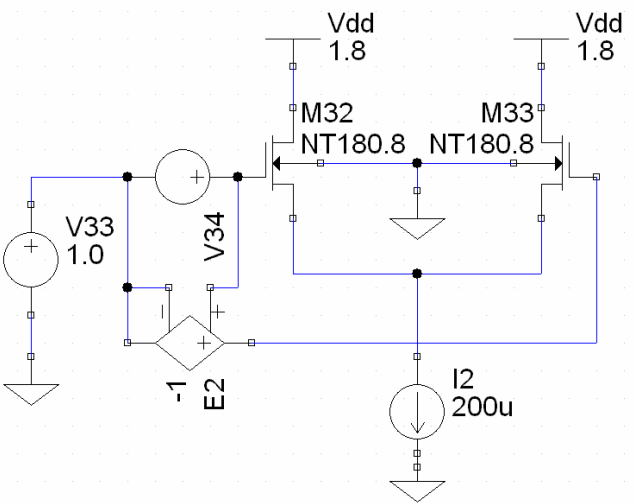


差動対回路

トランジスタ対は差動電圧を差動電流に変換する

Gmは差動電圧が0Vで最大になり、
差動電圧が V_{eff} でゼロになる。

$$W/L = 4.5/0.2$$

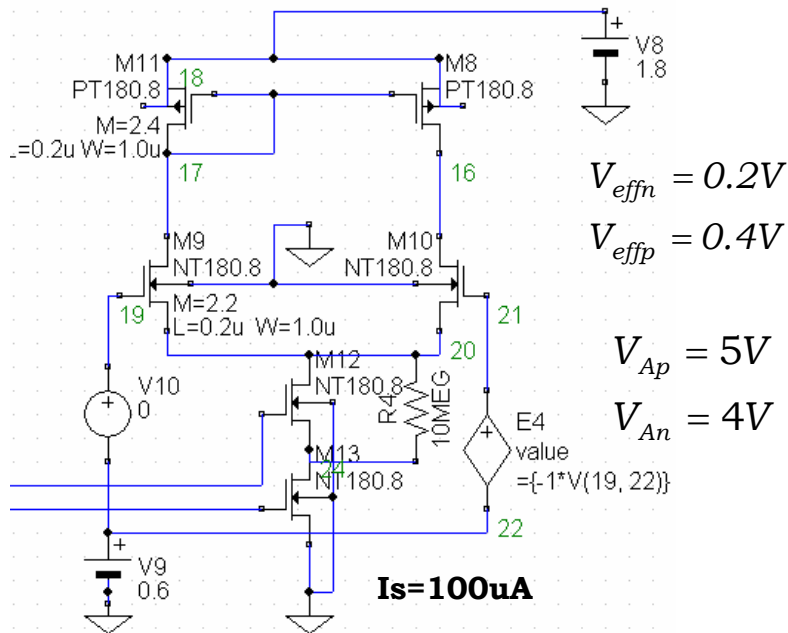


差動増幅器

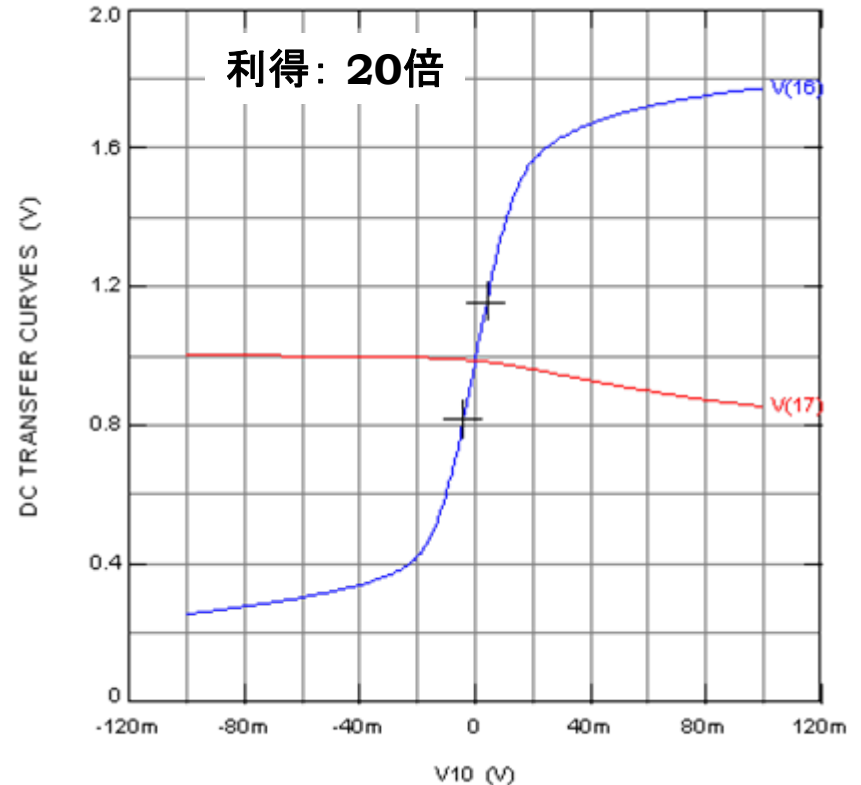
差動回路とカレントミラーを用いることで安定な増幅器が実現できる

利得は V_{eff} と V_A で決まる。

$$Gain \approx \frac{g_{mn}}{g_{dsn} + g_{dsp}} \approx \frac{2I_{ds} / V_{effn}}{I_{ds} / V_{An} + I_{ds} / V_{Ap}} = \frac{2}{\frac{V_{effn}}{V_{An}} + \frac{V_{effn}}{V_{Ap}}} \approx 22$$



$V_9 = 1.0V$ で設定



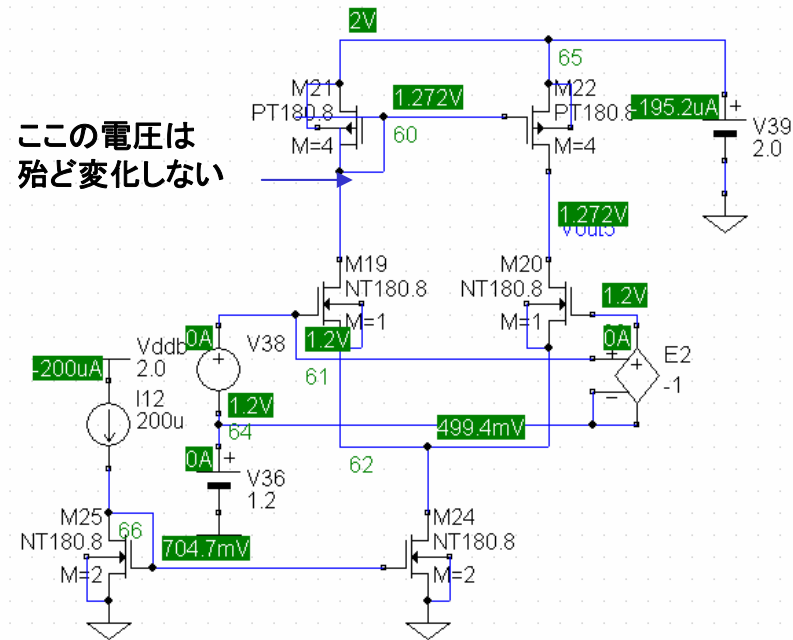
差動増幅回路の電圧電流特性

トランジスタがリニア領域にあるか、飽和領域にあるかが重要

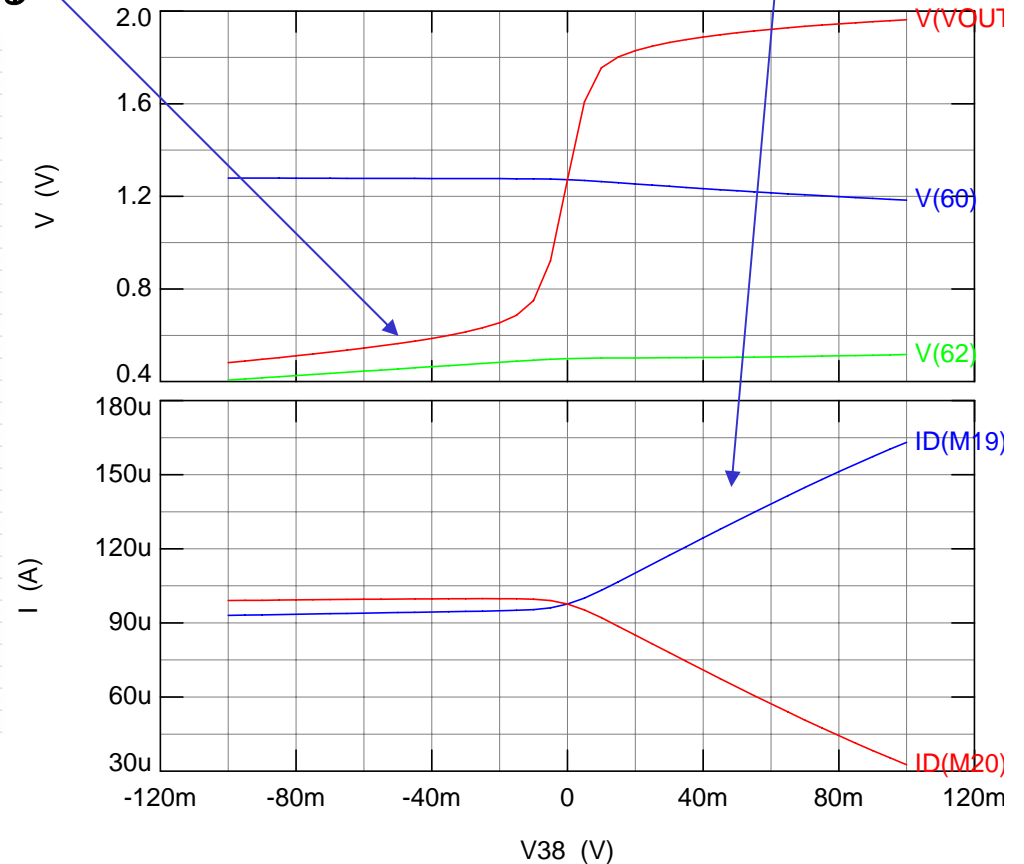
出力電圧は接地レベルまで低下する
M20はリニア領域に入る

この領域ではM20が飽和領域にあるので
差動電流は入力差動電圧に比例する

この電圧は
殆ど変化しない

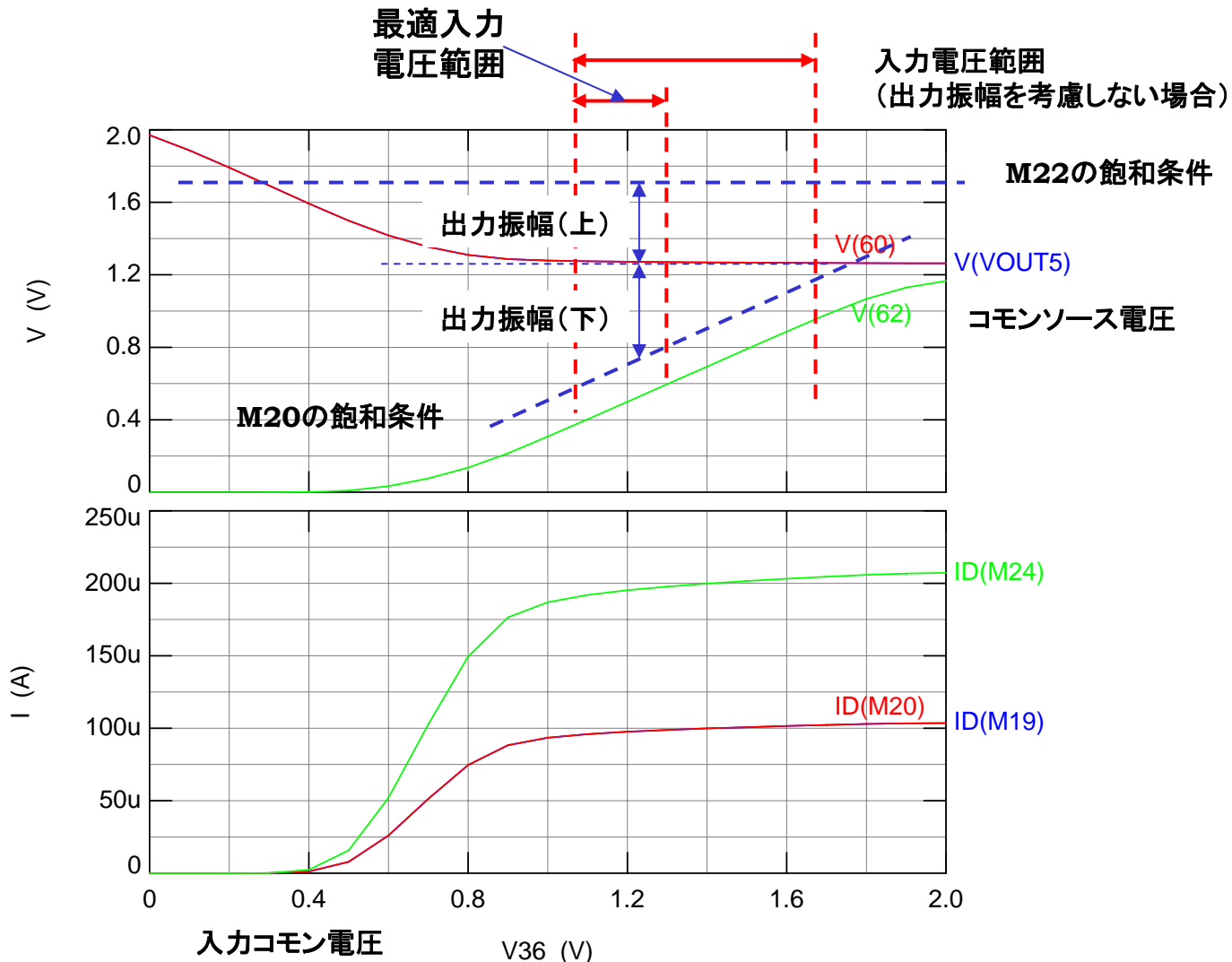


ペアトランジスタの
電流は殆ど変化しない



入力電圧範囲の考察

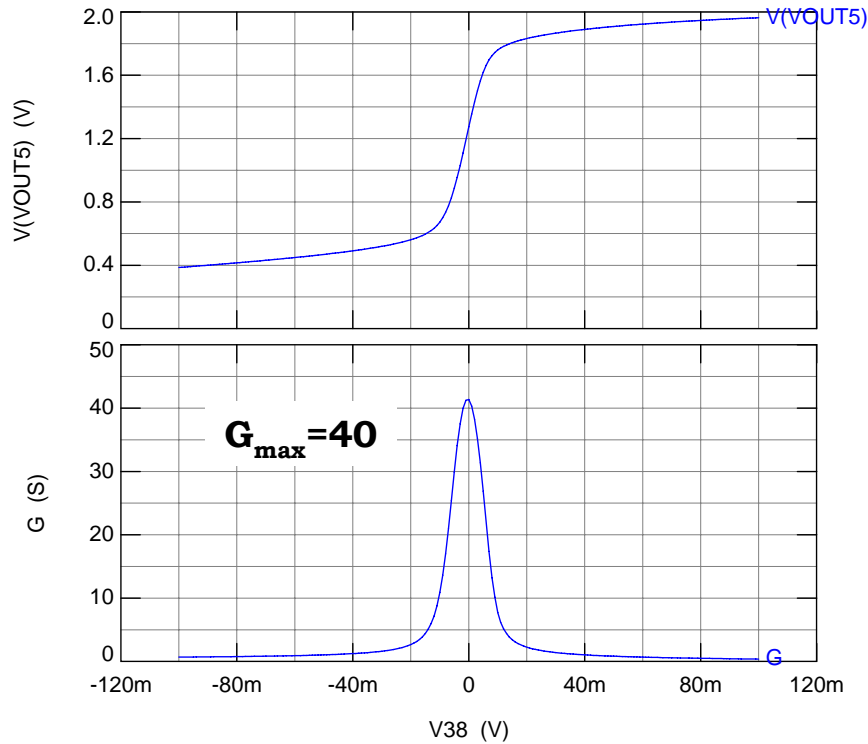
入出力電圧範囲の考察は非常に重要。



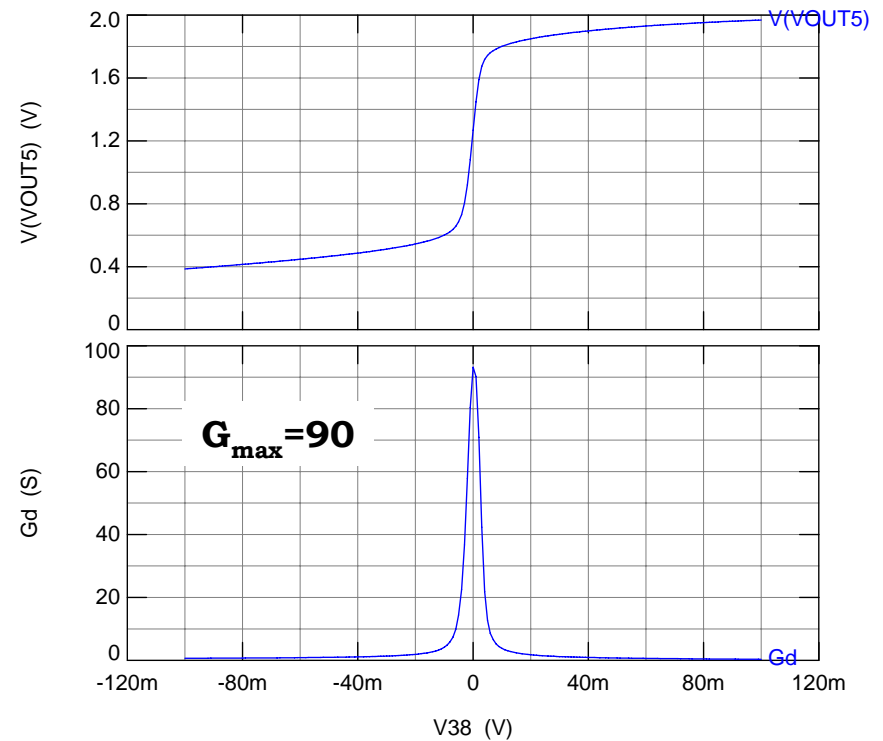
チャンネル長の効果

チャンネル長を長くすることで増幅率を高くすることができる。
(周波数特性劣化と面積増加に注意)

$L_n=L_p=0.2\mu\text{m}$



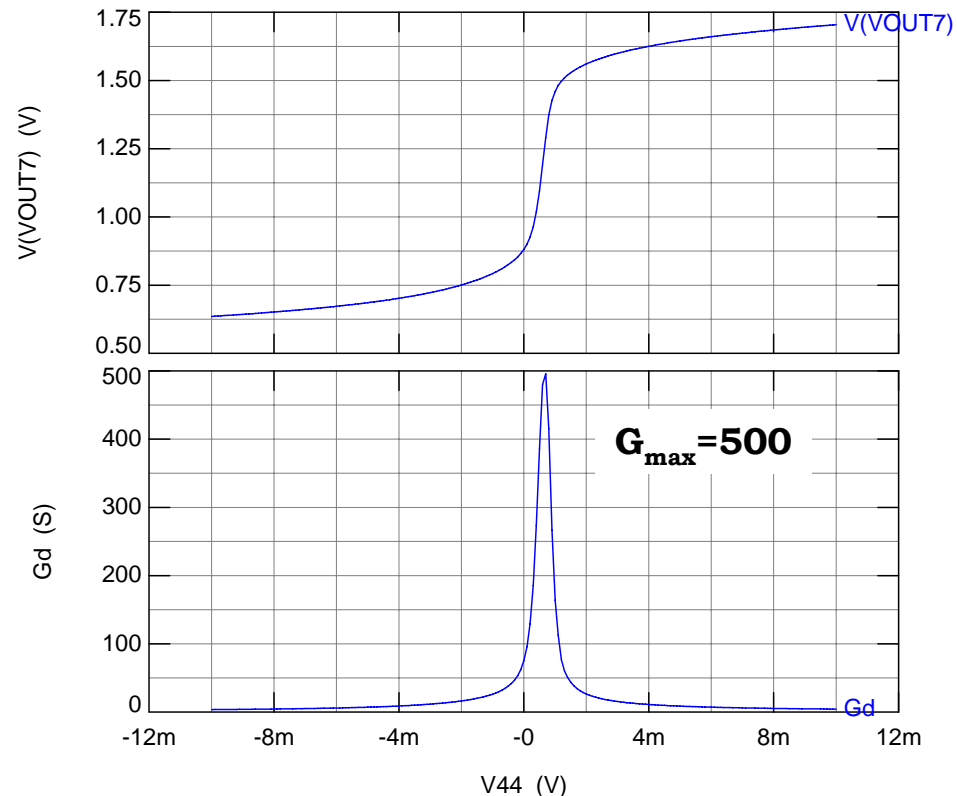
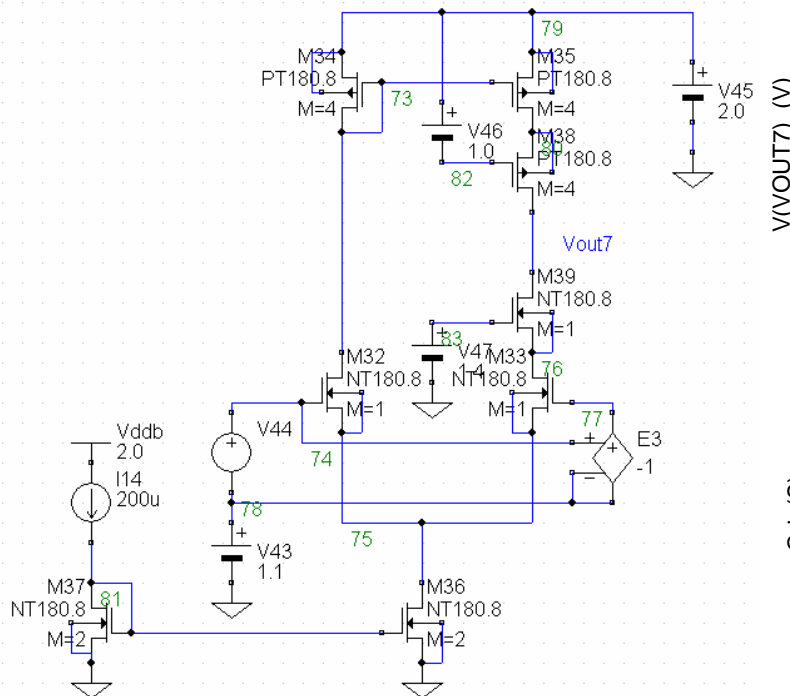
$L_n=L_p=0.8\mu\text{m}$



カスコード回路の効果

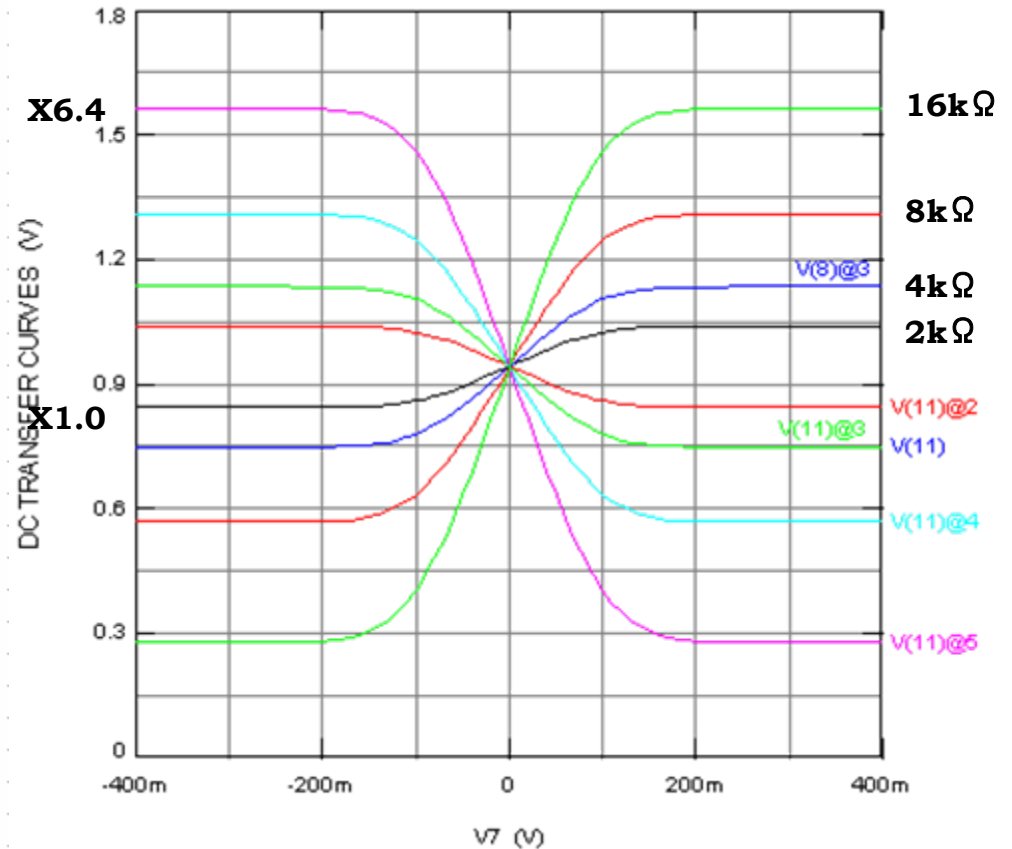
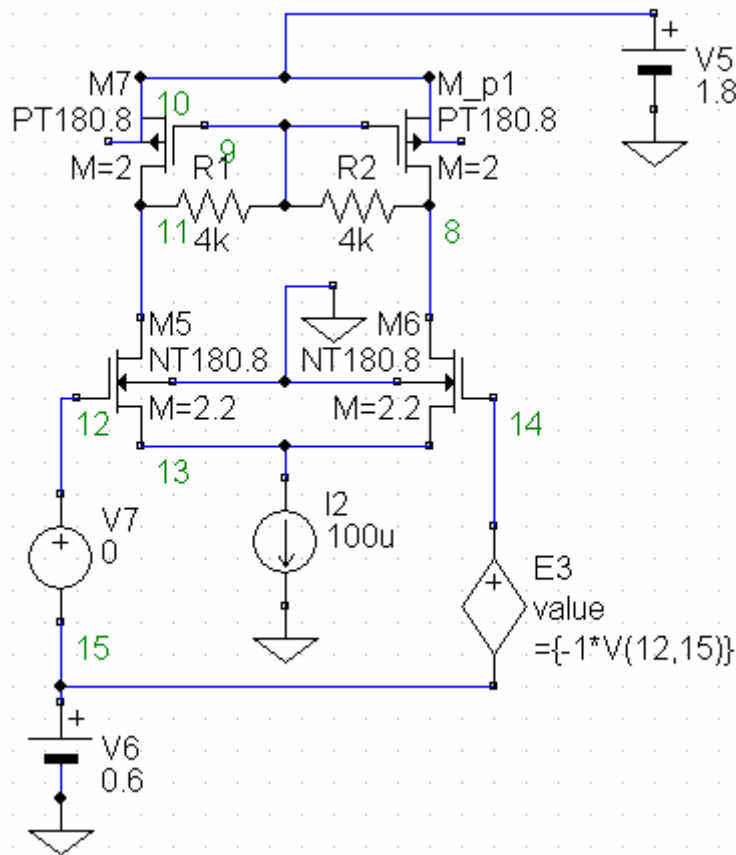
カスコード回路を用いることでチャネル長の短いトランジスタを用いても増幅率を大幅に高めることができる。

$$L_n=L_p=0.2\mu\text{m}$$



トランジスタ・抵抗負荷の増幅器

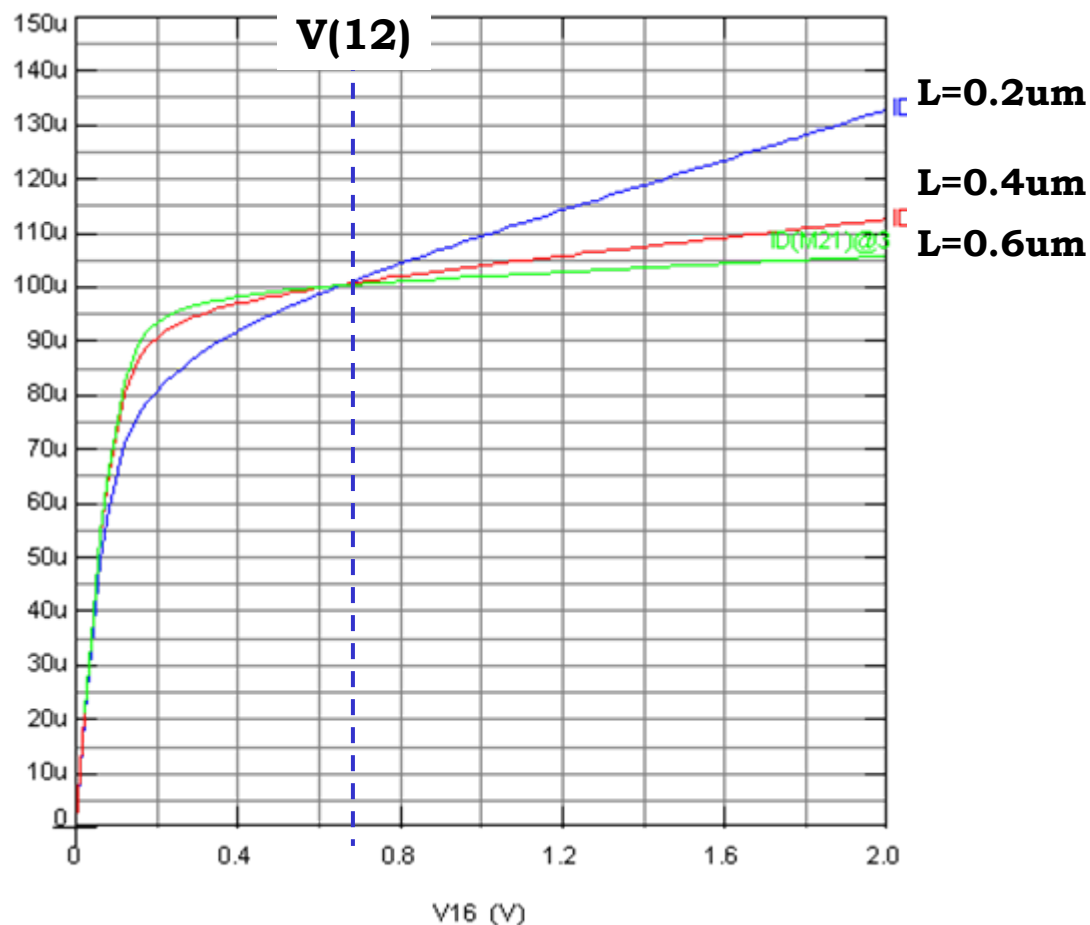
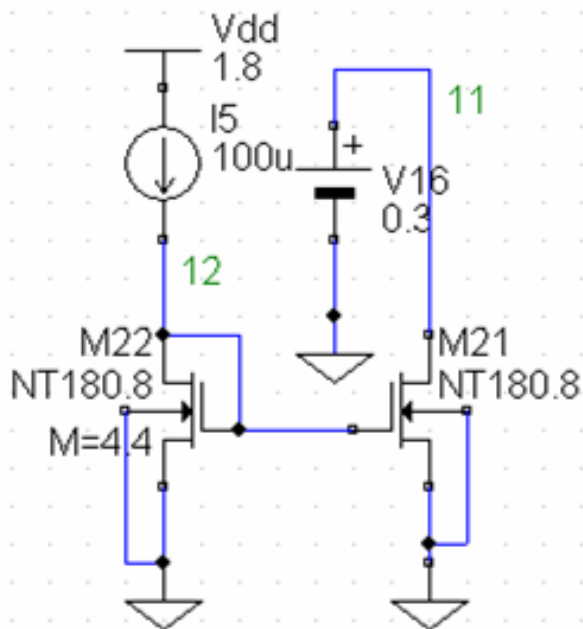
このようなオープンタイプの増幅器の実現方法もある。抵抗を変えてもコモンモード電圧は一定である。



カレントミラーとバイアス回路

カレントミラー

チャンネル長が長いほど定電流性が良好で、 V_{ds} が低くても電流比は良好である。
 V_{ds} が一致すればチャンネル長にかかわらず電流比は1になる。



カレントミラー

電流 I_1 と I_2 が等しくなるには？

1) L, W それぞれに等しいこと。

L, W は等しい、完全に同一のトランジスタを用いること。
電流比率を付けるときは並列接続の個数で調整する。

2) ドレイン電圧が等しいこと。

$V_{ds2} = V_{ds1}$ になるようにする。

3) ドレイン抵抗が高いこと

チャンネル長を長くする。カスコード接続を用いる。

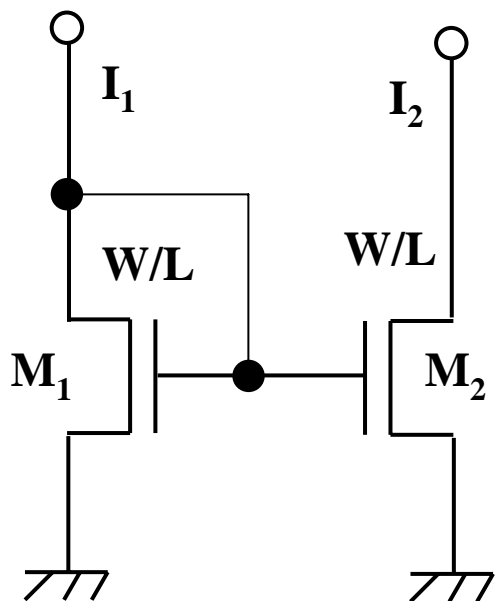
V_{ds} を高めに設定する

4) しきい値電圧が等しいこと。

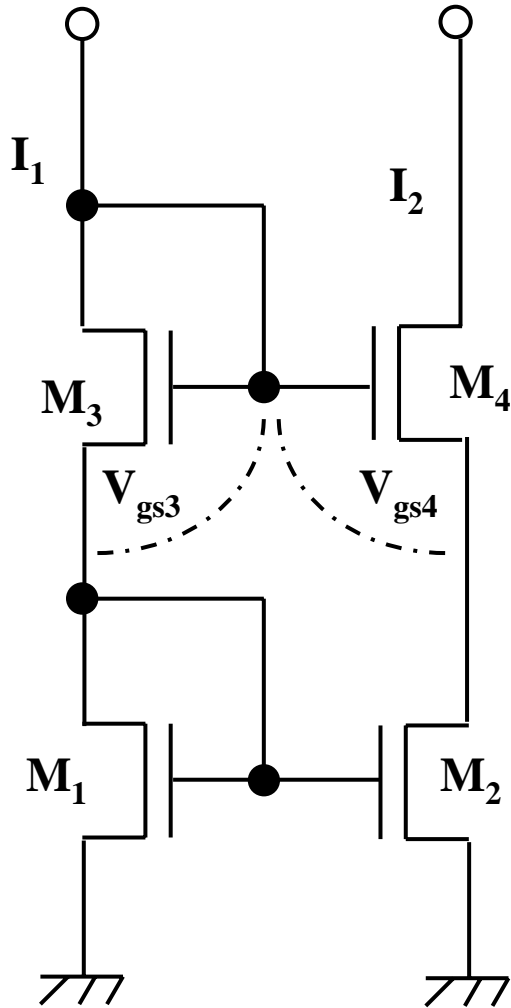
V_T ミスマッチを小さくする。→チャンネル長 L を長くする。

5) 温度が等しいこと。

温度が等しくなるレイアウトを行う。



カスコード型カレントミラー



- ・電流マッチングは非常に良い

$$V_{gs3} \approx V_{gs4} \therefore V_{ds1} \approx V_{ds2}$$

電流値はトランジスタ M_2 により決定され
ゲート電圧とドレイン電圧が M_1 とほぼ等しいため。

$$g_{ds_total} \approx g_{ds2} \cdot \frac{g_{ds4}}{g_{m4} + g_{b4}} \approx \frac{g_{ds2}}{G_{ain_M2}}$$

$$r_{ds_total} \approx G_{ain_M2} r_{ds2}$$

- ・欠点は動作電圧が高いこと

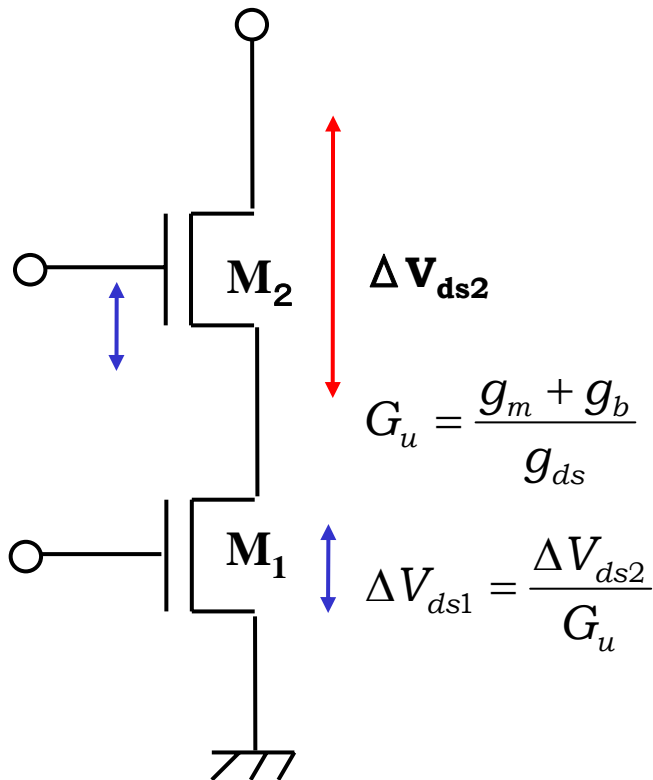
$$\text{入力側} : 2V_{gs} = 2(V_{eff} + V_T)$$

$$\text{出力側} : V_{gs} + V_{eff} = 2V_{eff} + V_T$$

カスコード回路

カスコード回路は出カインピーダンスをトランジスタの固有ゲイン倍に高めることができる。

ドレイン・ソース間電圧が大きく変化してもゲート・ソース間電圧はそれほど大きく変化しない



$$i_{ds2} = (g_{m2} + g_{b2})v_{gs2} + g_{ds2}v_{ds2}$$

$$i_{ds1} = i_{ds2} = g_{ds1}v_{ds1}$$

$$v_{gs2} = -v_{ds1}$$

$$\therefore i_{ds2} \left(1 + \frac{g_{m2} + g_{b2}}{g_{ds1}} \right) = g_{ds2}v_{ds2}$$

$$g_{ds_cascode} \equiv \frac{i_{ds2}}{v_{ds2}} = \frac{g_{ds2}}{1 + \frac{g_{m2} + g_{b2}}{g_{ds1}}} \approx \frac{g_{ds1}g_{ds2}}{g_{m2} + g_{b2}}$$

$$g_{ds_cascode} \approx g_{ds1} \cdot \frac{g_{ds2}}{g_{m2} + g_{b2}} \approx \frac{g_{ds1}}{G_{u_M2}}$$

低電圧カスコード型カレントミラー

カレントミラーを構成する全てのトランジスタが飽和領域に入ればよい。

$$M1: V_b > V_{gs3} + V_{eff1} = V_{T3} + V_{eff3} + V_{eff1}$$

$$M3: V_{gs1} > V_b - V_{gs3} + V_{eff3} = V_b - V_{T3} - V_{eff3} + V_{eff3} = V_b - V_{T3}$$

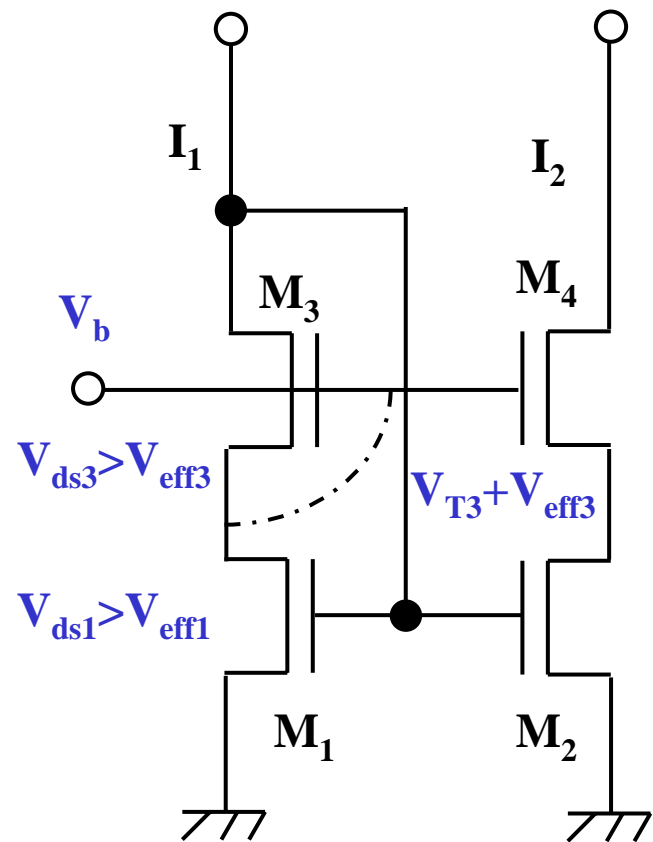
$$V_{T1} + V_{eff1} + V_{T3} > V_b > V_{T3} + V_{eff3} + V_{eff1}$$

$$2V_T + V_{eff} > V_b > V_{T3} + 2V_{eff}$$

このように V_b を設定すれば良い。

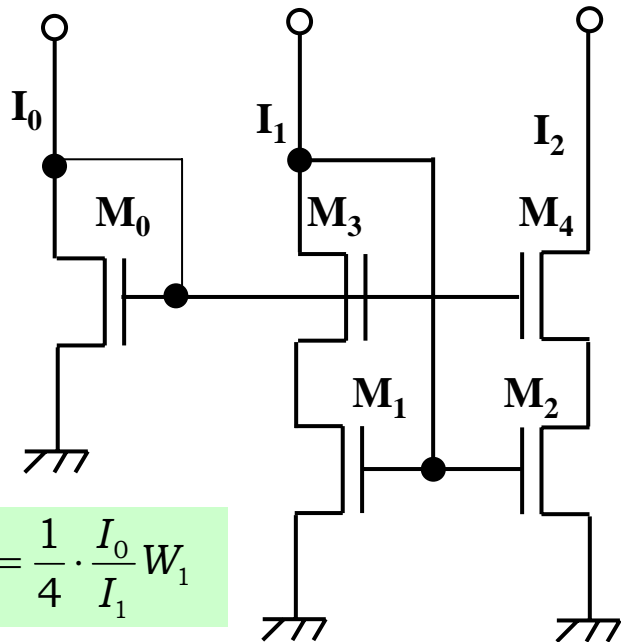
$$\text{入力側: } V_{gs} = (V_T + V_{eff})$$

$$\text{出力側: } 2V_{eff} \quad V_{eff}=0.3V \text{ とすると } 0.6V \text{ 程度になる}$$



バイアス電圧の作り方

W_0, I_0 を調整すればよい



$$W_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{I_0}{I_1} W_1$$

$$V_{eff0} \approx V_{eff1} + V_{eff3} + \alpha$$

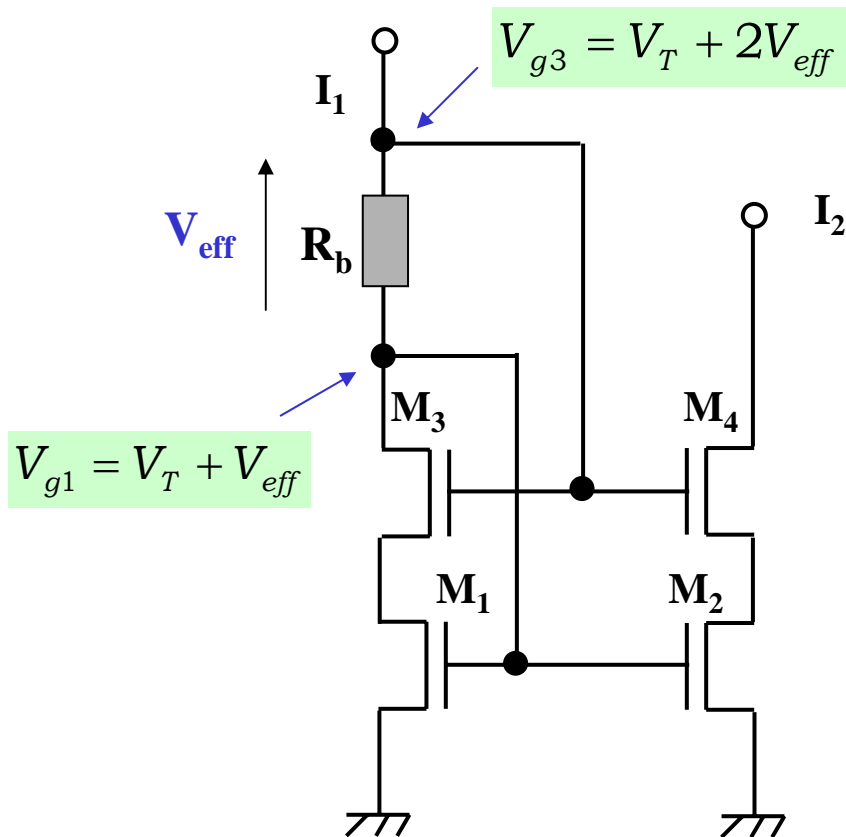
α は飽和抵抗を調整するための電圧
(0.1V程度か)

$$V_{eff} \approx \sqrt{\frac{2I_{ds}}{\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)}} \quad \text{より}$$

$$\sqrt{\frac{I_0}{W_0}} = \sqrt{\frac{I_1}{W_1}} + \sqrt{\frac{I_1}{W_3}} + \alpha$$

$$W_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{I_0}{I_1} W_1 \quad (W_1 = W_3, \alpha = 0V)$$

セルフバイアスカレントミラー



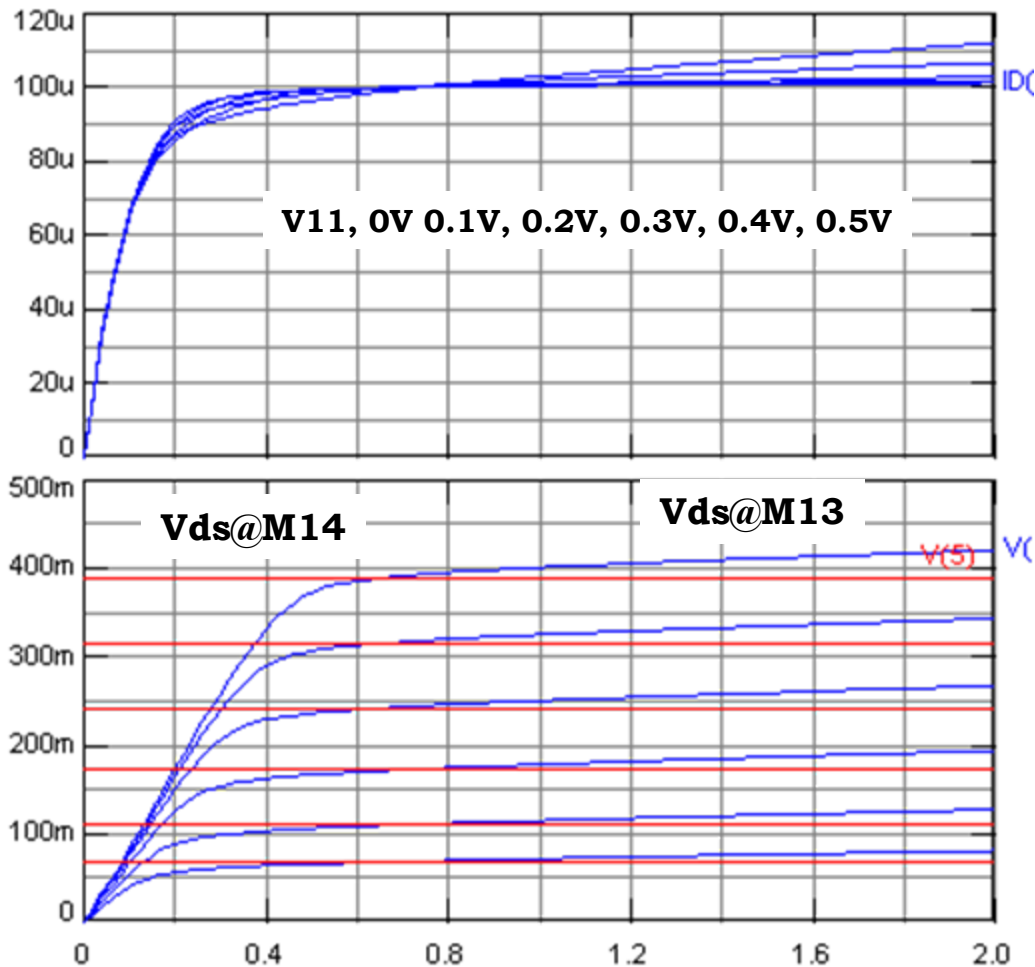
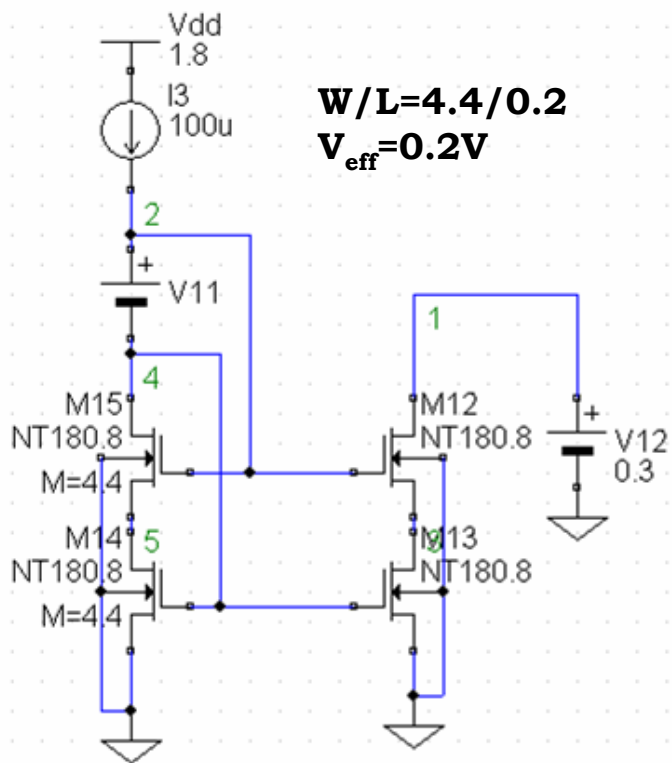
抵抗 R_b を以下のように設定する

$$R_b \approx \frac{V_{g3} - V_{g1}}{I_1} \approx \frac{V_{eff}}{I_1}$$

ただし、抵抗と寄生容量による
周波数特性劣化をチェックのこと

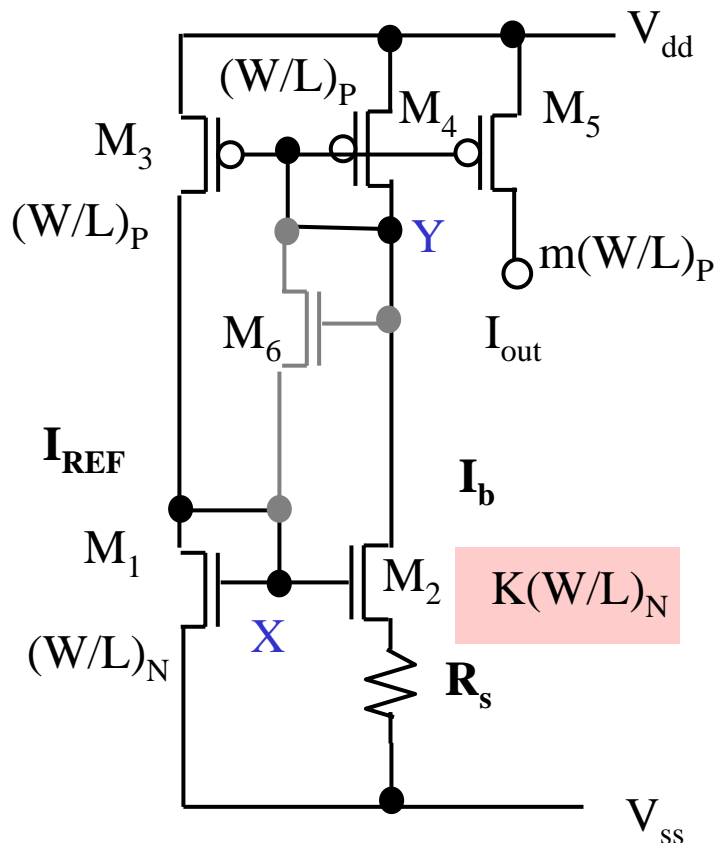
カスコード型カレントミラー

カスコードを用いると定電流性は良好になるが、電流を決めるトランジスタの V_{ds} を V_{eff} 以上にしないと効果が薄れる



電源電圧不感型バイアス回路

(a) 電圧不感型バイアス回路A



簡易な電流バイアス回路として用いられる。

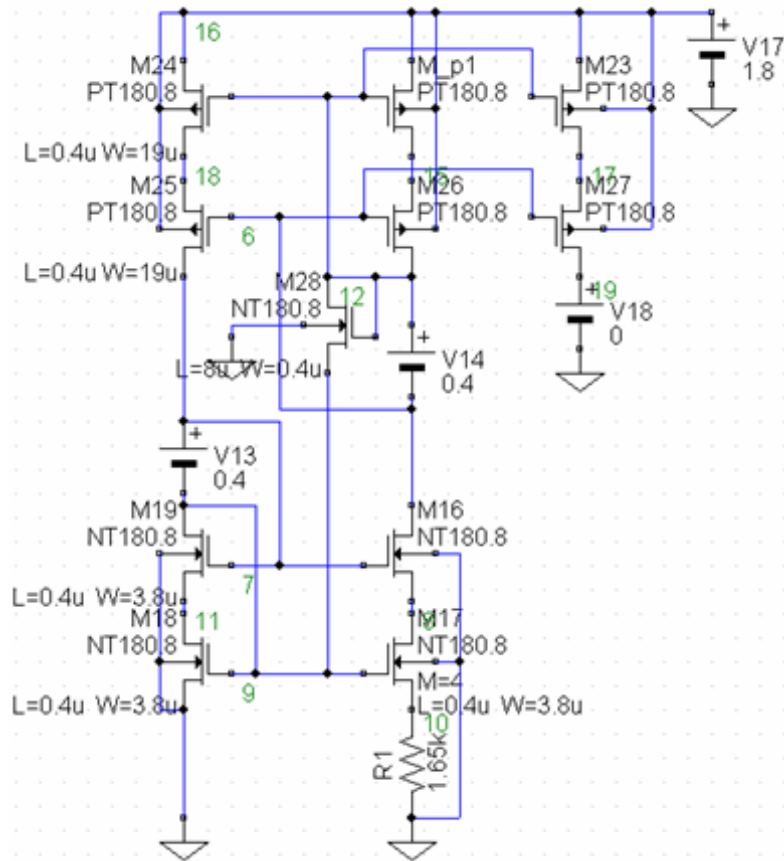
$$V_{gs1} = V_{gs2} + I_b R_s$$

$$\sqrt{\frac{2I_b}{\mu C_{ox}(W/L)}} + V_{Tn1} = \sqrt{\frac{2I_b}{\mu C_{ox}K(W/L)}} + V_{Tn2} + I_b R_s$$

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

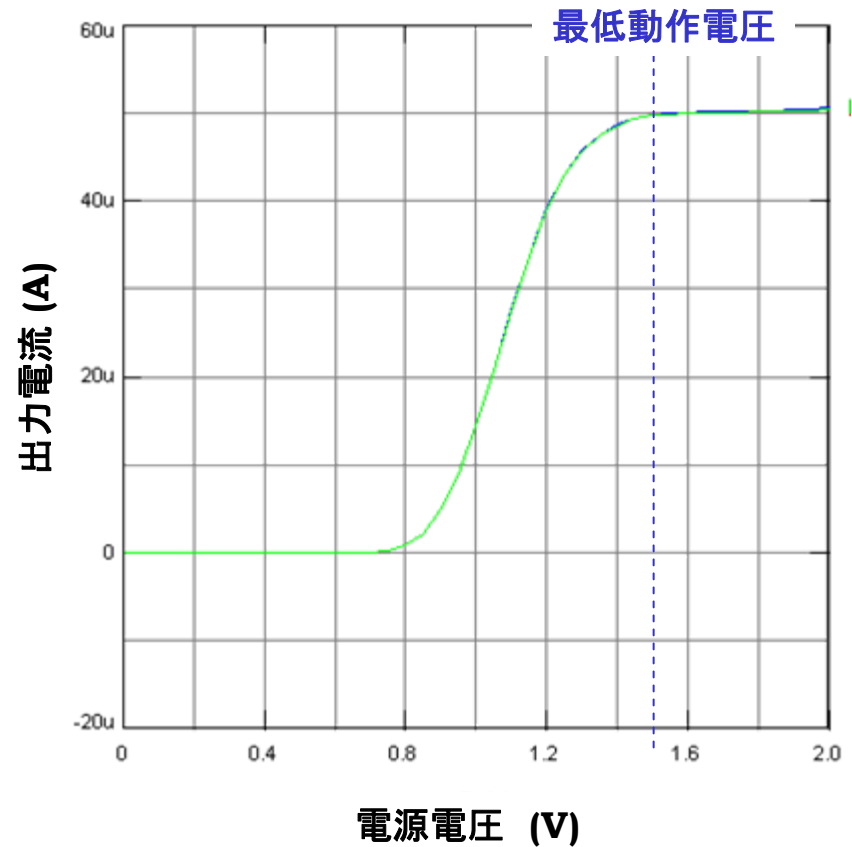
電源電圧不感型バイアス回路

V_{dd} , V_T に対しては安定だが、電流値設定はかなり難しい



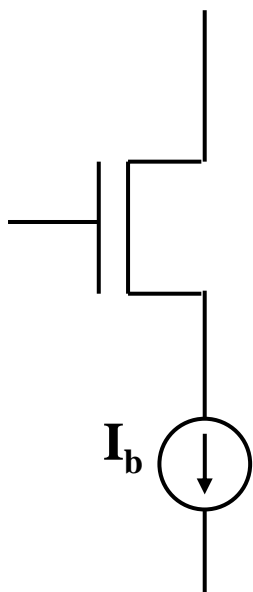
動作電流は50uA, 各TRの $V_{eff}=0.2V$ に設定

$$V_{dd} > 3V_{eff} + V_{TP} + V_{TN}$$



温度不感 g_m

$$g_m \approx \sqrt{2\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_{bias}}$$



バイアス電流を抵抗とMOSのW比率で決めるもの

$$I_{bias} = \frac{2}{\mu C_{ox} (W/L)} \cdot \frac{1}{R_s^2} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)^2$$

$$\therefore g_m \approx \frac{2}{R_s} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)$$

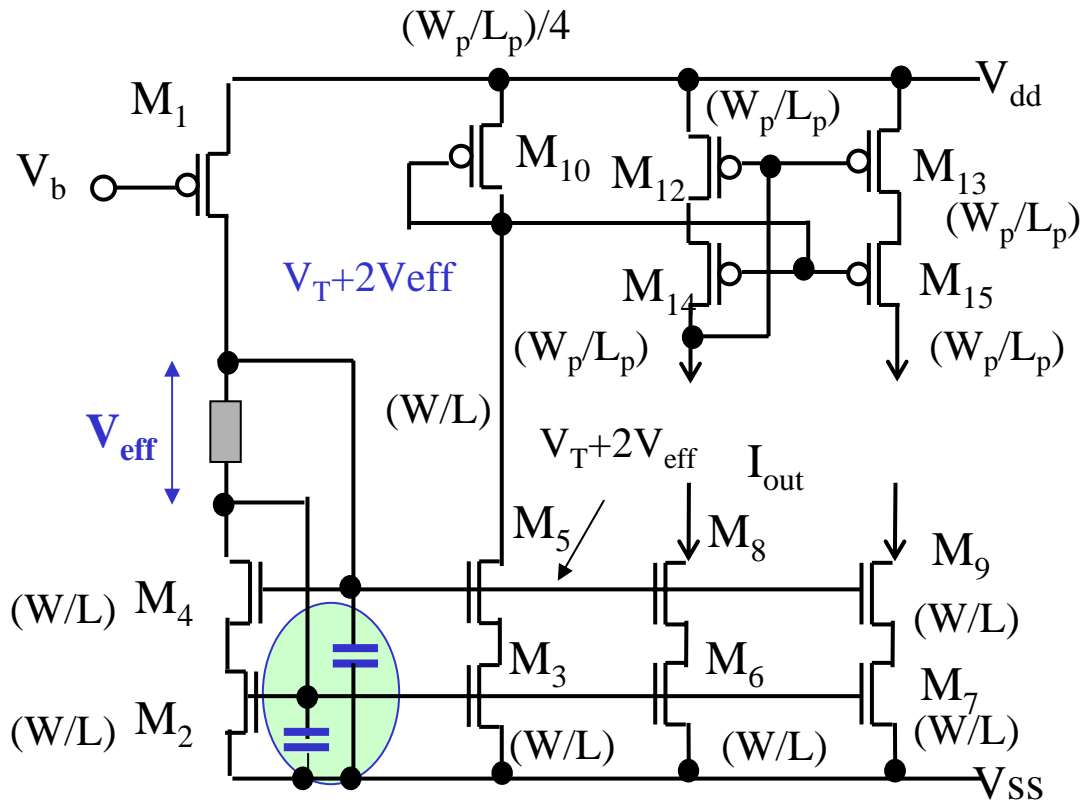
g_m は抵抗の温度係数で決まる。

→バイアス抵抗に温度変化の少ないものを選ぶ

電流源回路のバイアス回路

セルフバイアス方式

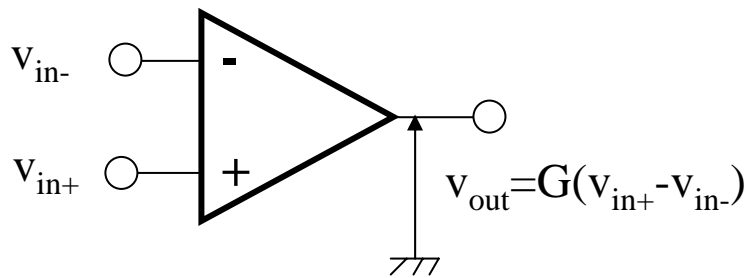
周波数特性に影響が無いので
安心して使用できる。



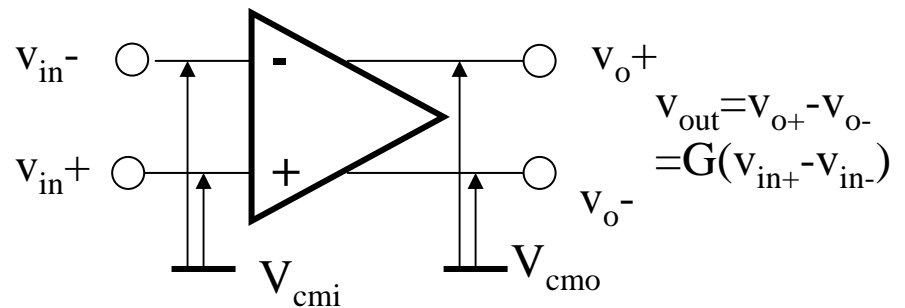
デカップリング容量を必ず入れる

CMOS OPアンプ

演算増幅器のシンボル表現



(1) Single



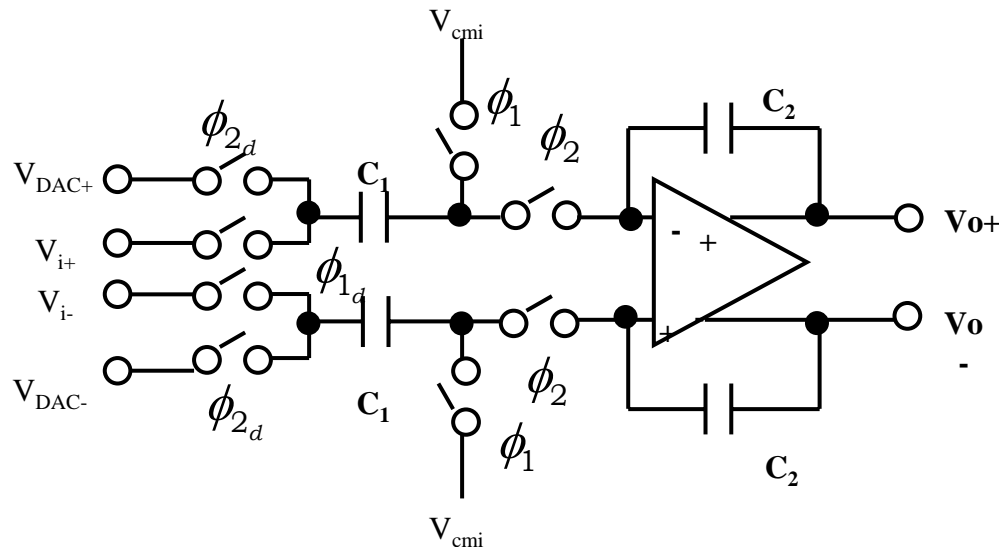
(2) Differential

必ず入力コモン電圧と出力コモン電圧が設定される。ただし、この2つのコモン電圧は必ずしも一致させる必要は無い。

差動型スイッチドキャパシタ積分器

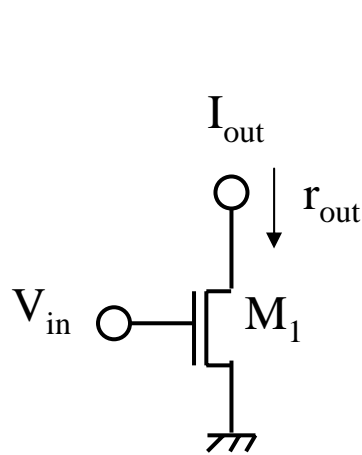
現在のスイッチドキャパシタ回路は殆ど差動型で構成される

- ・スイッチのフィードスルーの影響が抑制される
- ・ノイズに強い
- ・信号振幅が大きいのでSNRが向上するか、
もしくは容量が小さくできるので消費電力や動作速度が向上する
- ・差動型回路の方が周波数特性が良好(ミラーポールを持たない)



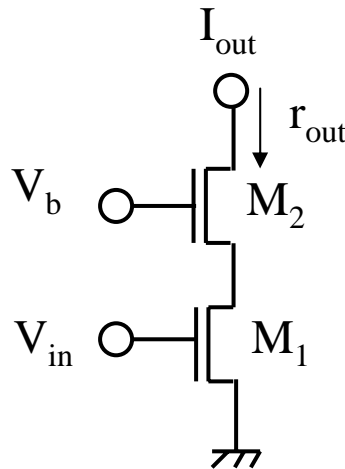
出力抵抗を上げる各種回路

DC利得を上げるにはI to V変換つまり負荷回路を工夫するしかない。



$$r_{out} \approx r_{ds}$$

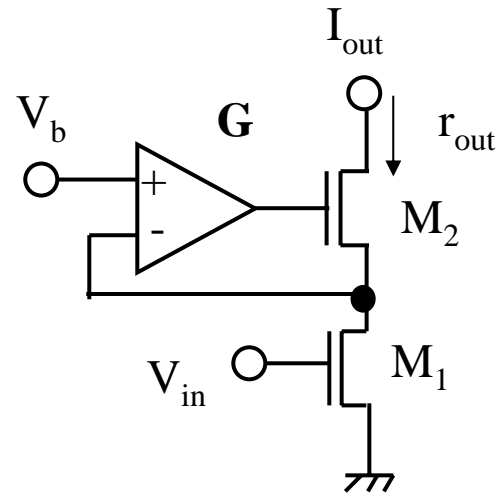
(a) Source grounded ckt.



$$r_{out} \approx r_{ds1} (g_{m2} \cdot r_{ds2})$$

$$\approx r_{ds1} \cdot G_o$$

(b) Cascode ckt.

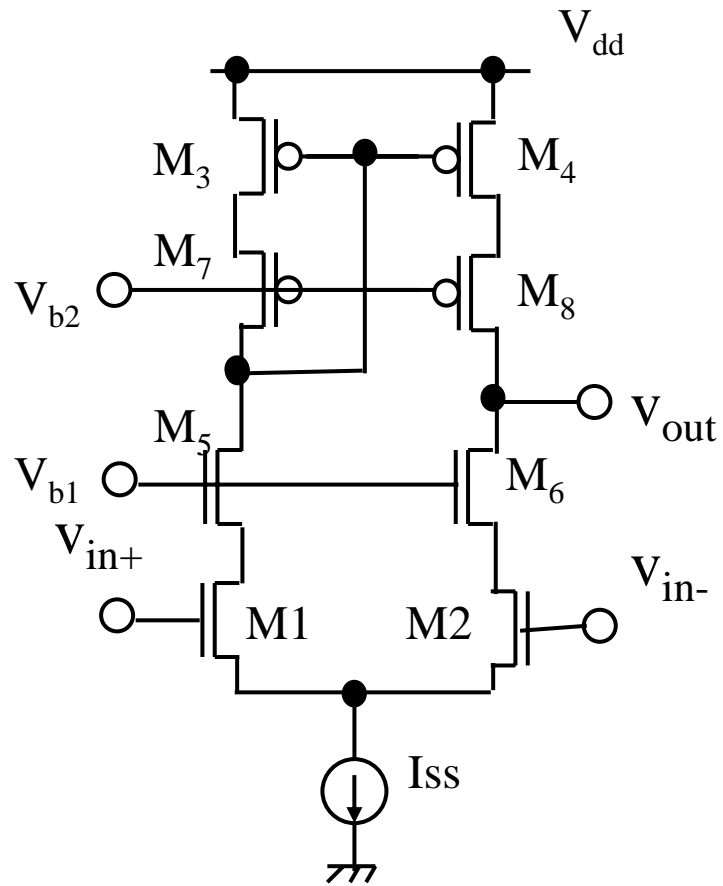


$$r_{out} \approx r_{ds1} (g_{m2} \cdot r_{ds2}) \cdot G$$

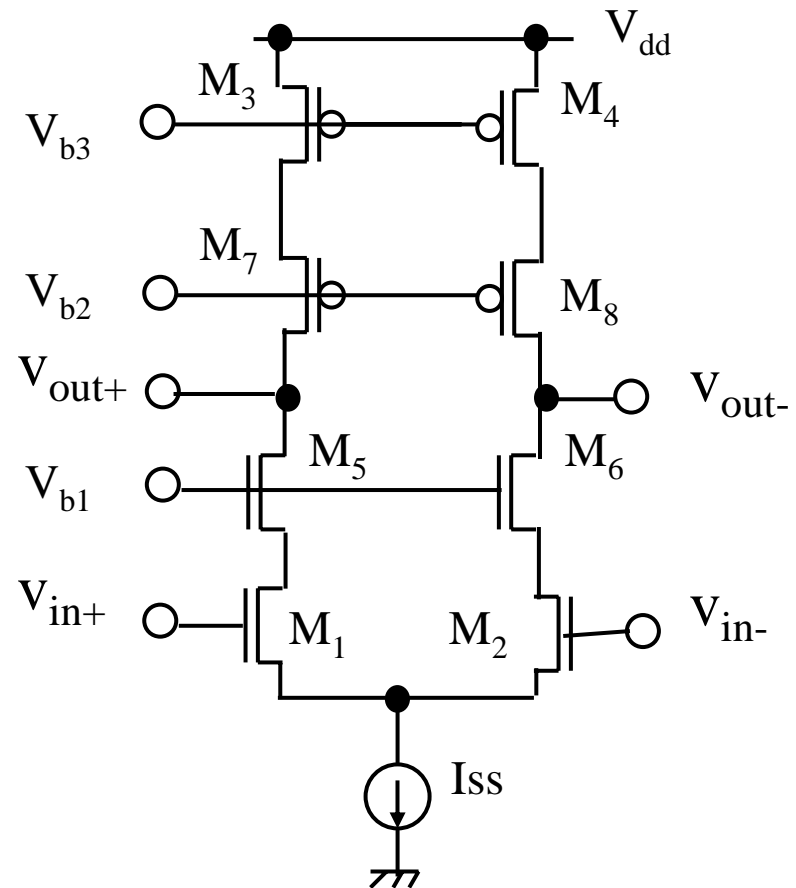
$$\approx r_{ds1} \cdot G_o \cdot G$$

(c) Super-cascode ckt.

カスコード型演算増幅器

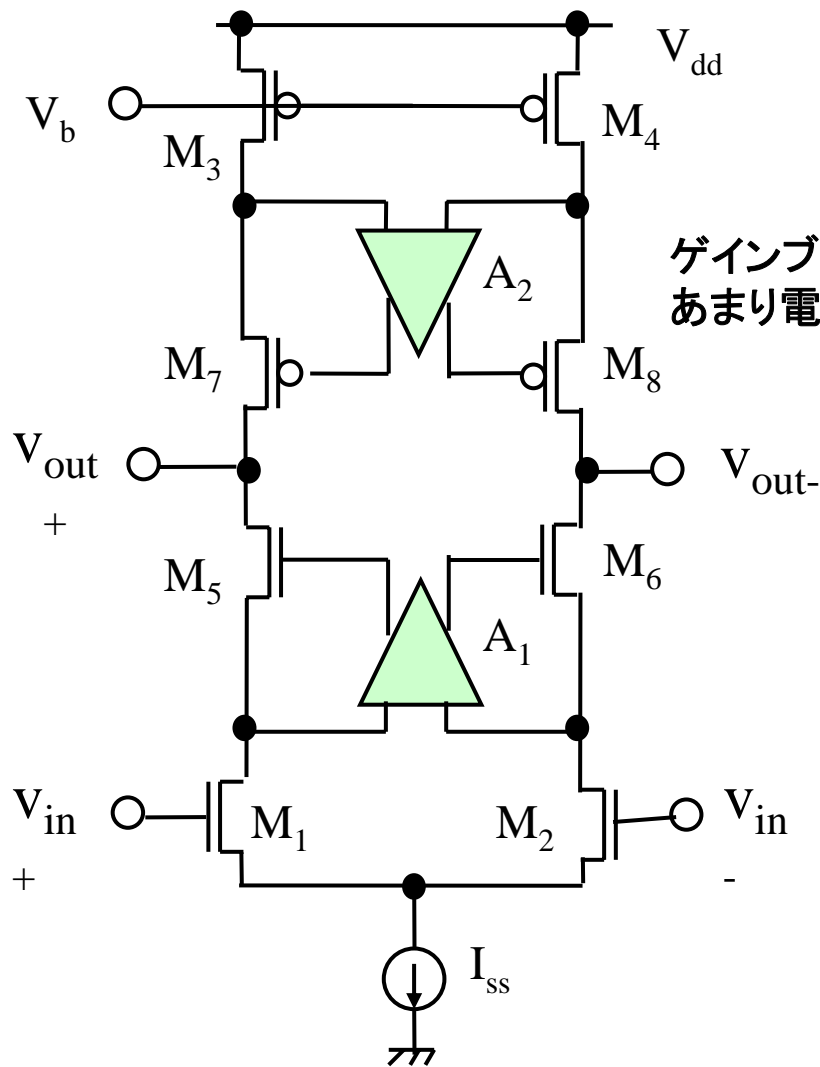


(a) Single



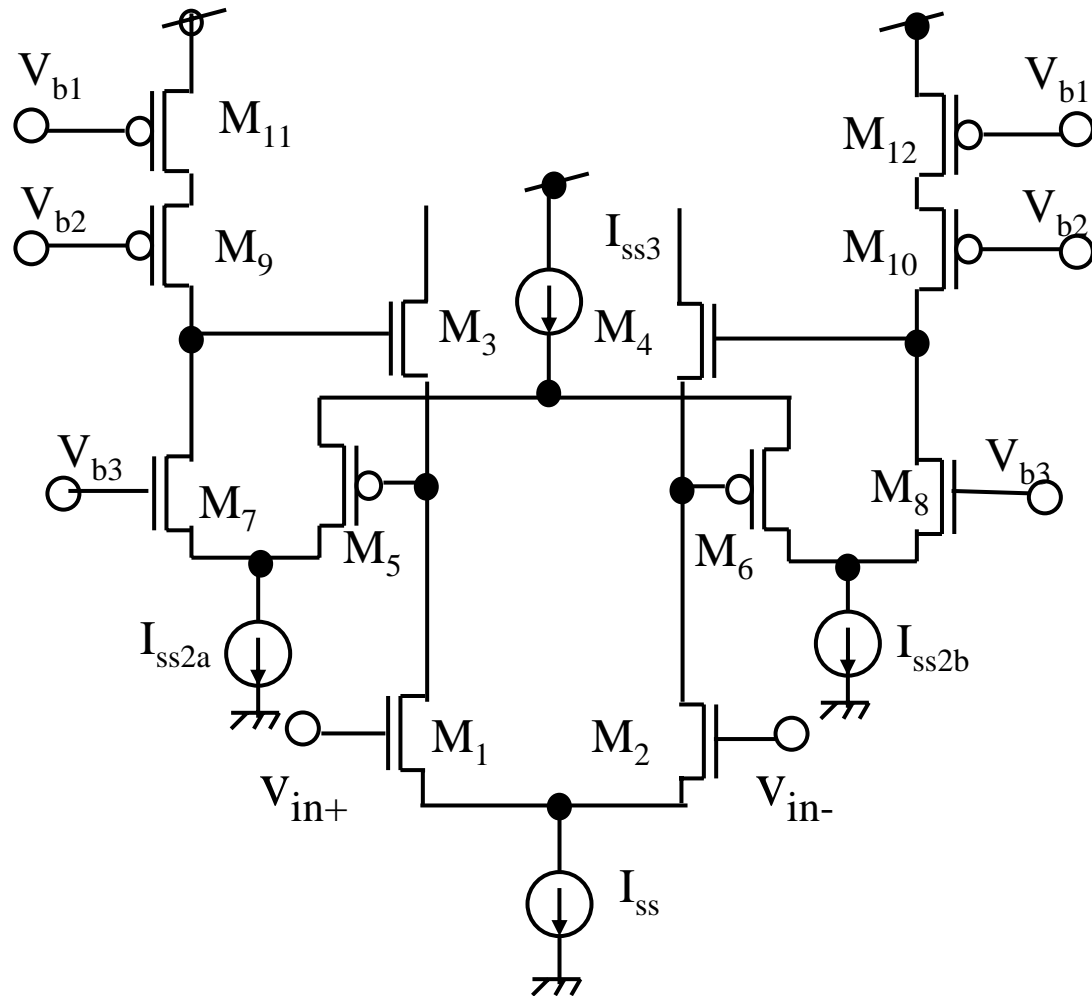
(b) Differential

スーパーカスコード回路を用いた演算増幅器



ゲインブースト増幅器の負荷はトランジスタ1個なのであまり電流を流す必要はない。

スーパーカスコード回路の一例

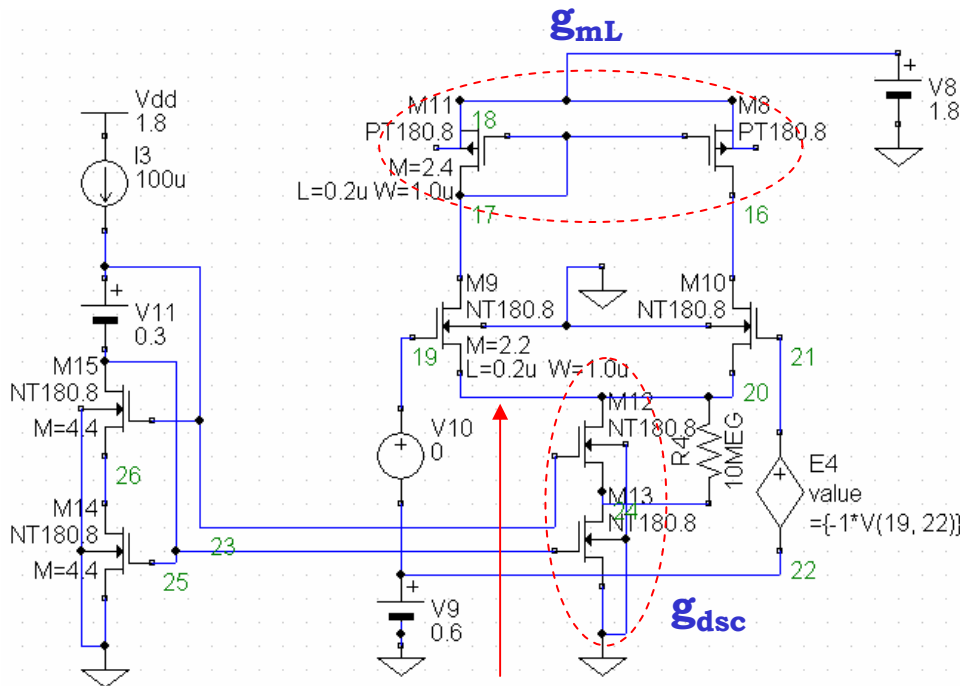


コモンモードゲイン

コモンモード利得は電流源のコンダクタンスを負荷のコモンモードコンダクタンスで割ったもの

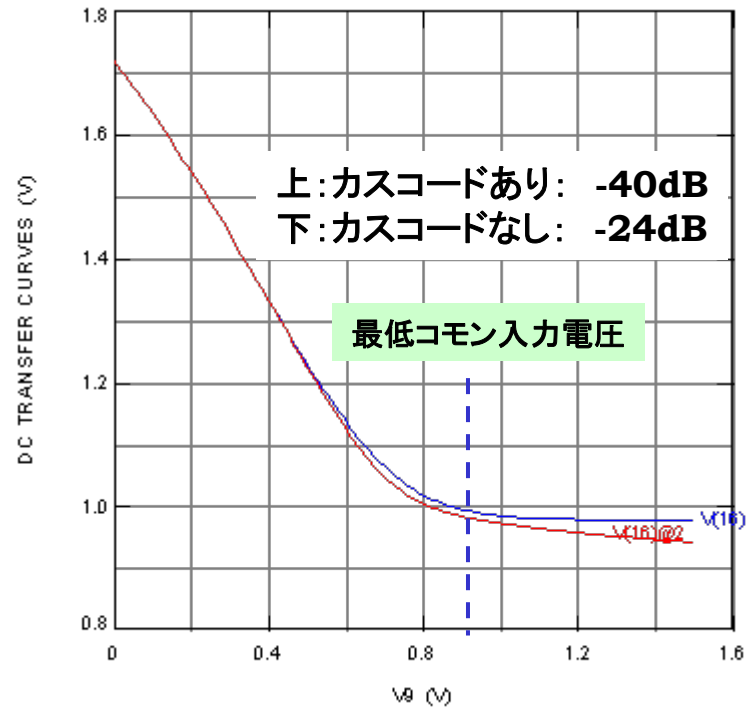
$$G_{cm} \approx \frac{g_{dsc}}{2g_{mL}}$$

これを下げるには電流源のコンダクタンスを下げるしかない
 交流に対しては差動ペアのソースに付く容量を下げる必要がある。

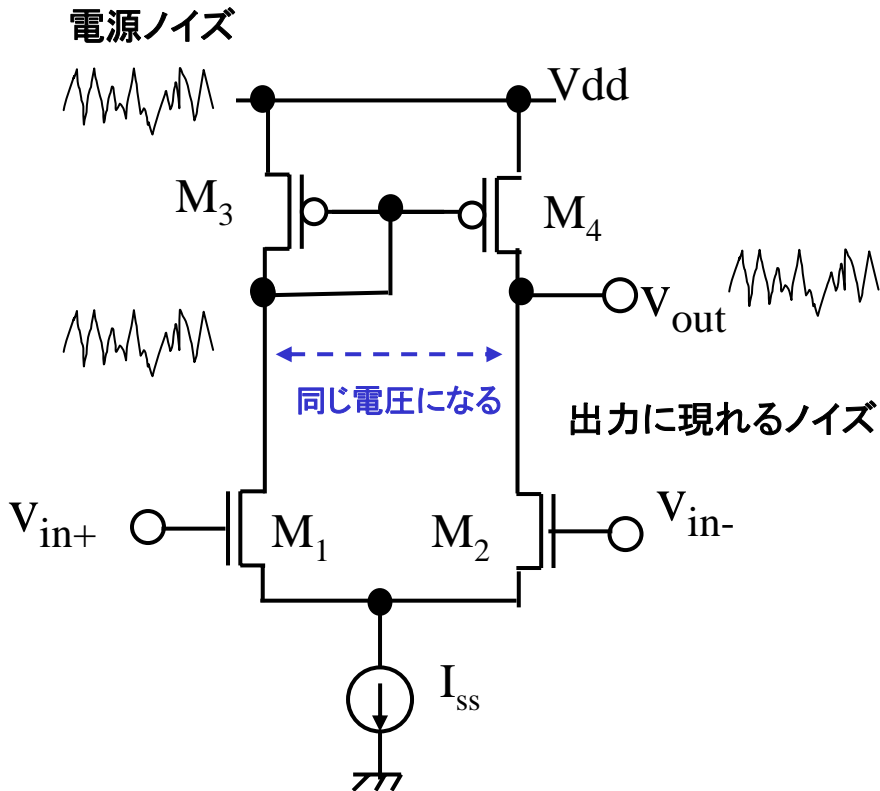


このノードに容量が付くと高い周波数のコモンモード利得が劣化する

コモンモード電圧に対する出力電圧



電源除去比



このような回路ではオープンループ状態で電源ノイズが出力端にそのまま現れる。
電源除去比(PSRR)は出力の入力に対する利得から出力の電源にノイズに対するゲインを割ったものである

通常 PSRR は G_{open} にほぼ等しい。

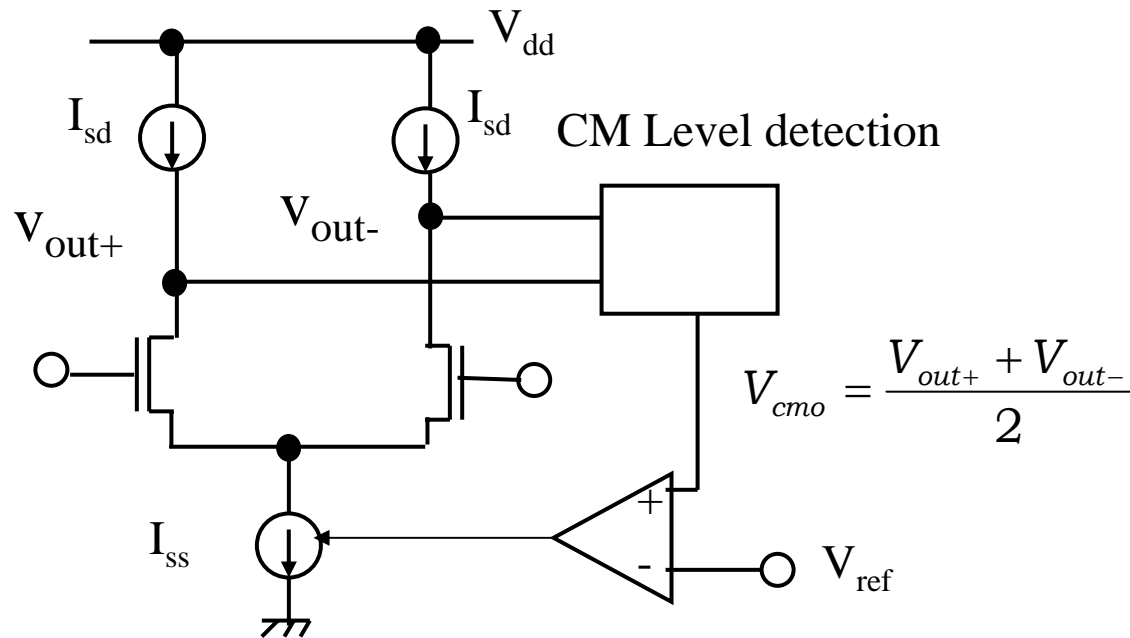
一般に高域でPSRRが低下するのは回路の利得が低下するためである。

対策:

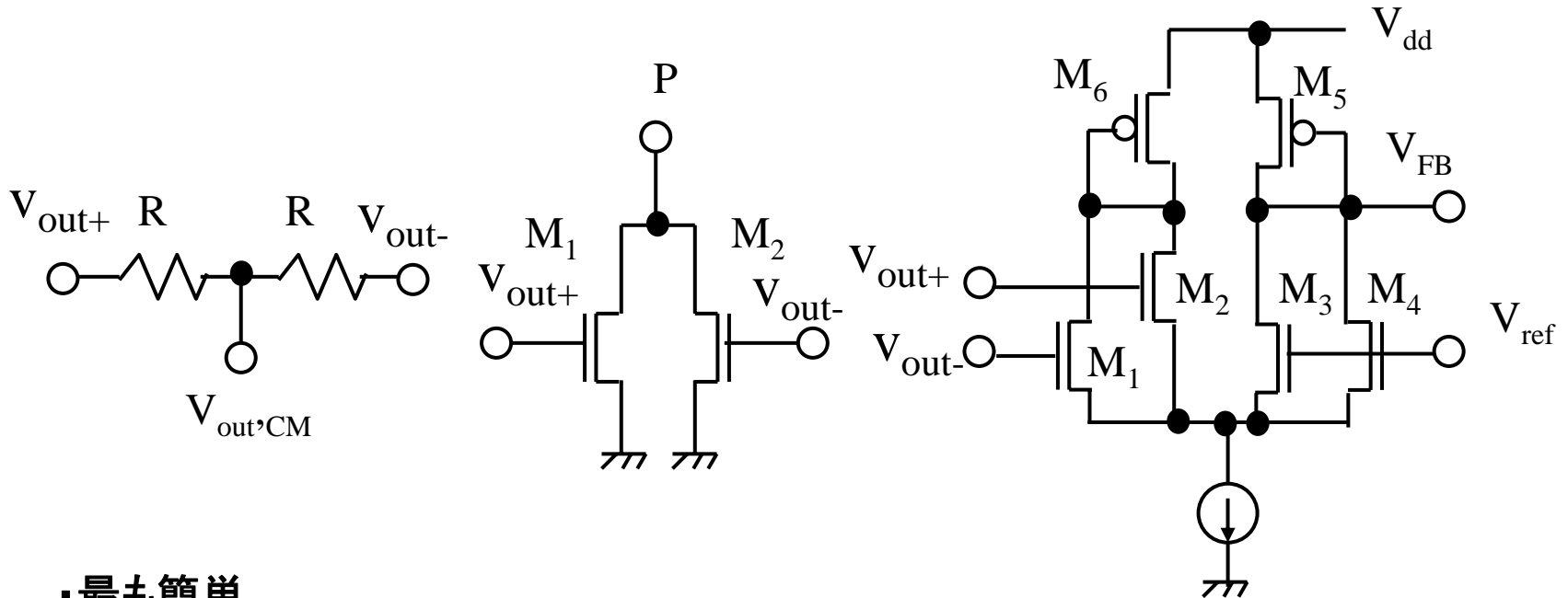
- ・差動回路を用いる
- ・負荷を接地側にする
- ・バイアス回路を電源電圧不感にする

コモンモードフィードバック回路

差動増幅器ではコモンモードの安定が不可欠である。



コモンモード電圧検出回路(時間連続系)



- ・最も簡単
- ・利得が出ない
(低増幅率で有効)
- ・周波数特性に注意

- ・時間連続系で良く用いられる
- ・ V_T ばらつきに弱い
- ・リニア領域の範囲に注意

- ・ V_T ばらつきに弱い
- ・リニア領域の範囲が狭い

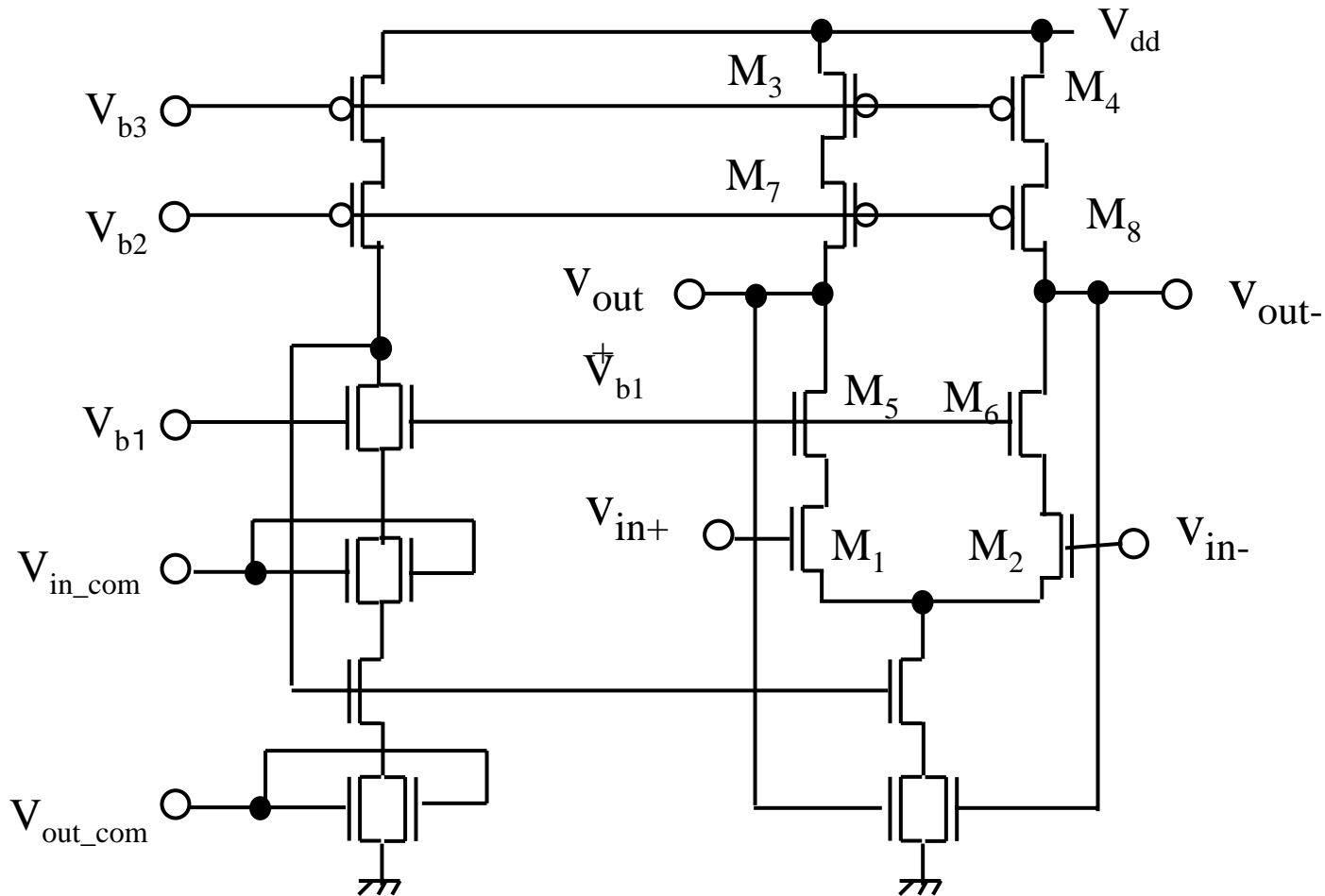
(a) Series resistance

(b) MOS in Triode region

(c) Differential transistor pairs

時間連続型差動増幅器

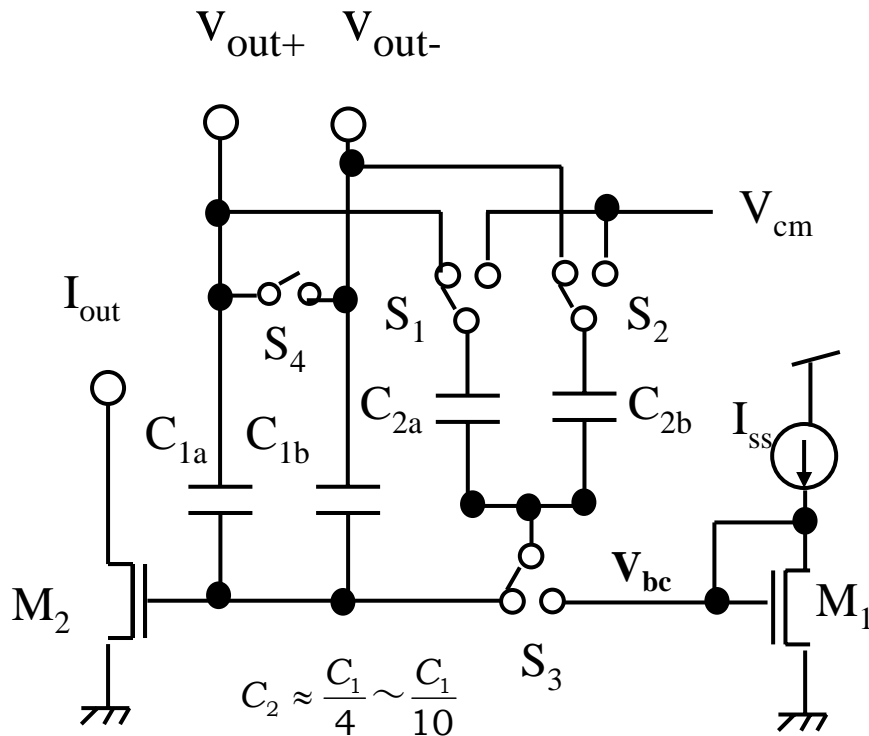
このような時間連続型のコモンモード制御はミスマッチ電圧ばらつきに弱い。



コモンモードフィードバック回路 (スイッチドキャパシタ型)

改良型

動作



1) OPアンプを増幅器として動作させる期間

スイッチ S_3 を M_1 側に倒す、 S_1, S_3 を V_{com} 側に倒す。
容量 C_{2a}, C_{2b} に以下の電圧が貯まる。

$$V_{C_{2a}} = V_{C_{2b}} = V_{cm} - V_{bc}$$

V_{out} 端子と M_2 のゲートには容量 C_{1b}, C_{1b} を通じてコモンモードフィードバックがかかっている。

2) OPアンプを増幅器として動作させない期間

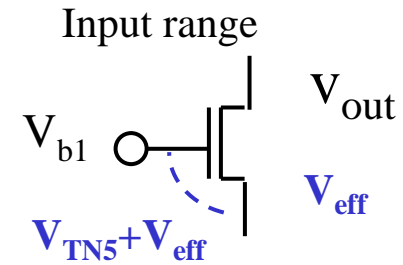
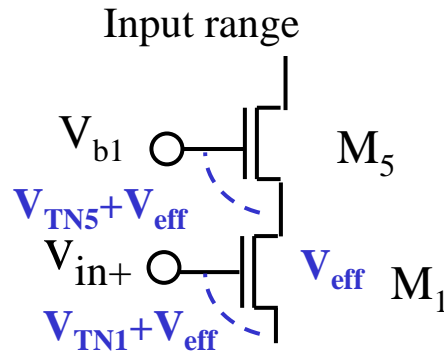
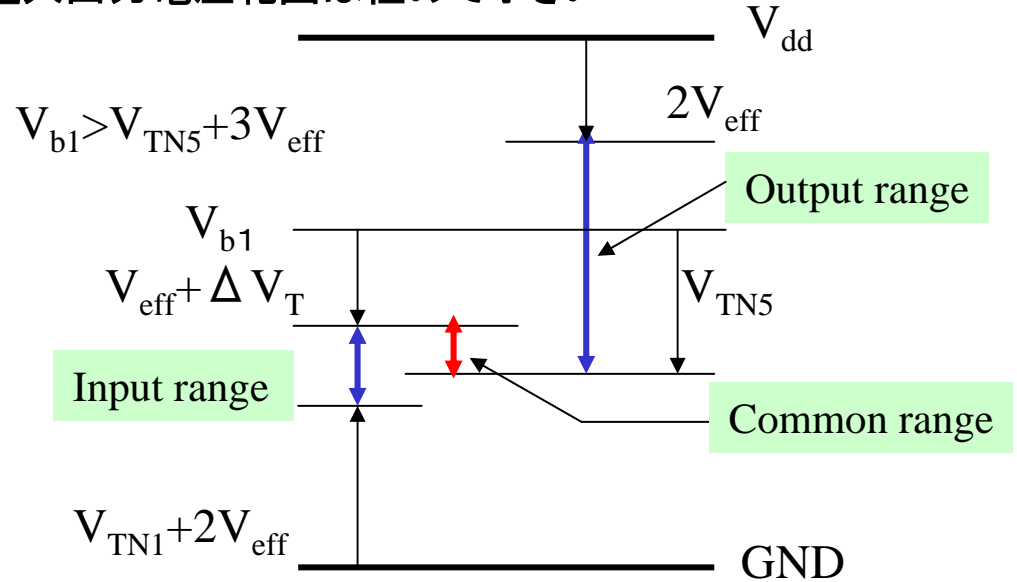
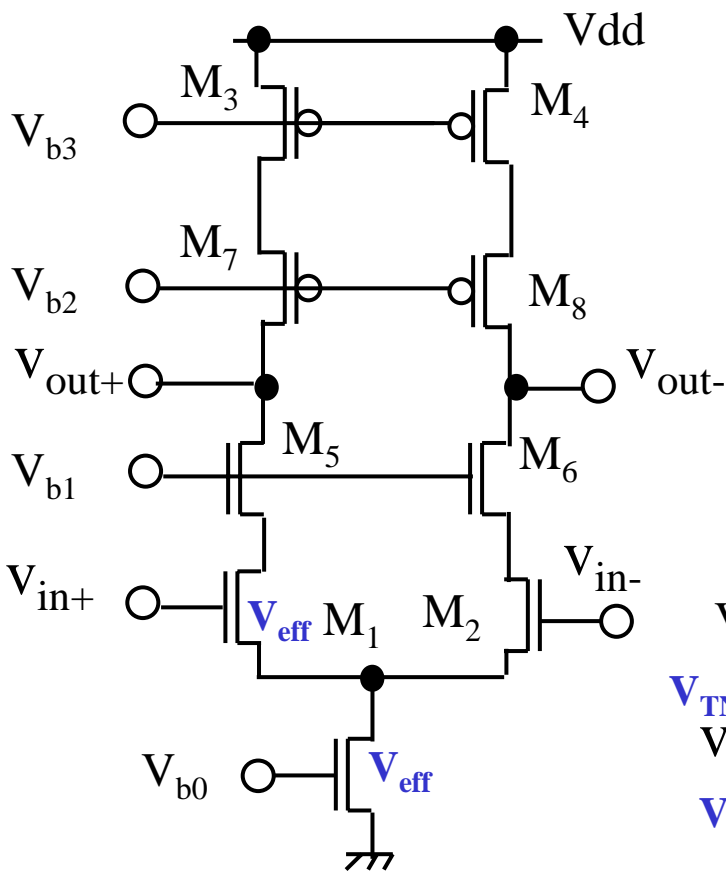
スイッチ S_3 を M_2 側に倒し、 S_1, S_3 を V_{out} 側に倒す。
このとき通常は S_4 を設けて S_4 を閉じる。

容量 C_{2a}, C_{2b} から容量 C_{1a}, C_{1b} に向かって電荷が転送されて、何サイクルか繰り返すと出力のコモン電圧は V_{cm} に等しくなる。

利点： 全周期で帰還がかかっており安定である。
チャージフィードスルによる誤差が少ない。
欠点： 複数サイクル経たないと安定しない。

テレスコピックカスコード回路の許容入出力電圧

テレスコピックカスコード回路の共通入出力電圧範囲は極めて小さい



(a) Telescopic cascode op-amp

$$V_{b1} > V_{in} - V_{TN1} + V_{TN5} + V_{eff}$$

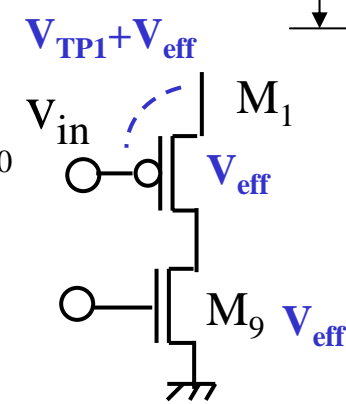
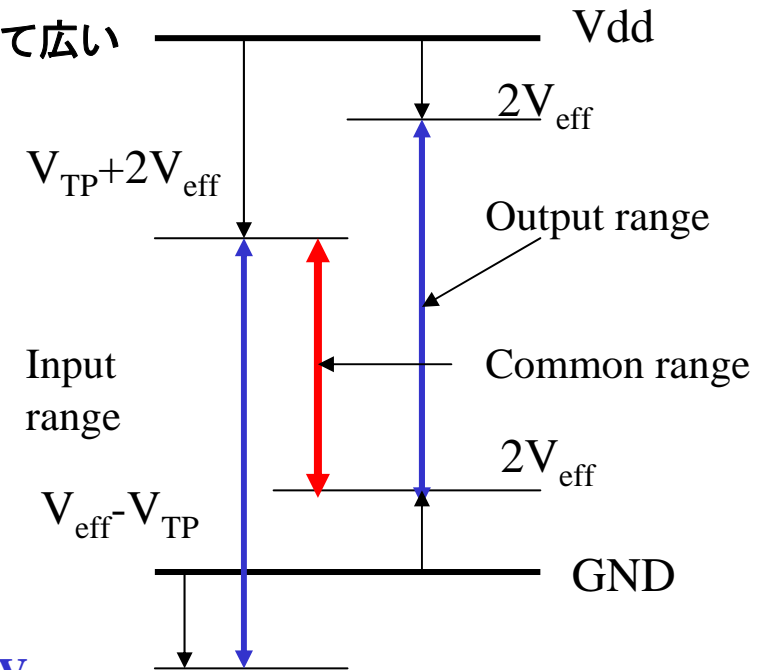
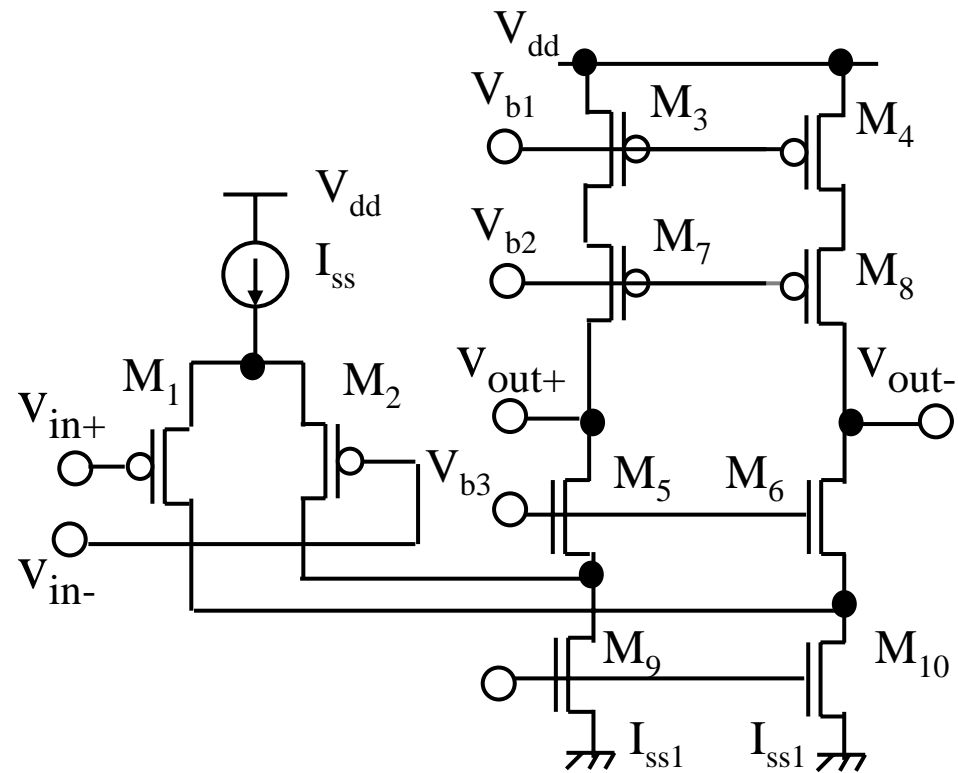
$$V_{b1} > V_{in} + \Delta V_T + V_{eff}$$

$$V_{out} > V_{b1} - V_{TN5} - V_{eff} + V_{eff}$$

$$V_{out} > V_{b1} - V_{TN5}$$

フォールディッドカスコード回路の許容入出力電圧

フォールディッドカスコード回路の入出力電圧範囲は極めて広い



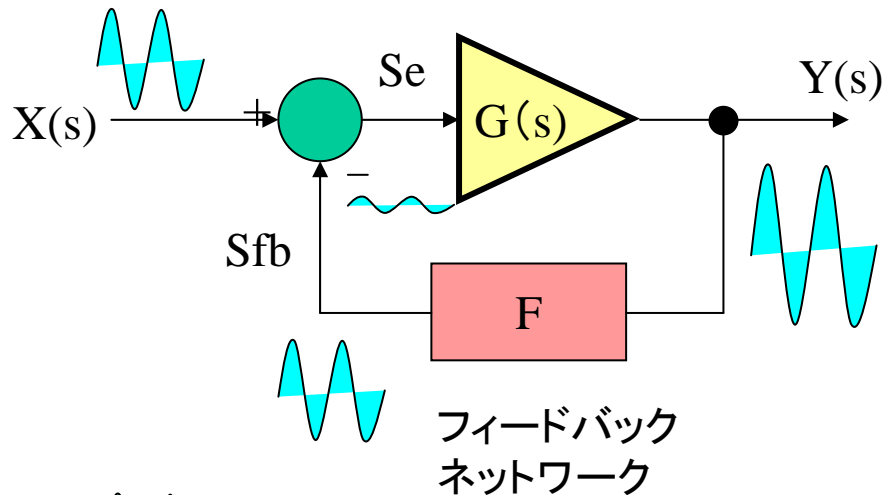
$$V_{in} + V_{TP1} + V_{eff} - V_{eff} > V_{eff}$$

$$\therefore V_{in} > V_{eff} - V_{TP1}$$

位相補償

位相補償回路

このような発振がおこらないようにするのが位相補償回路



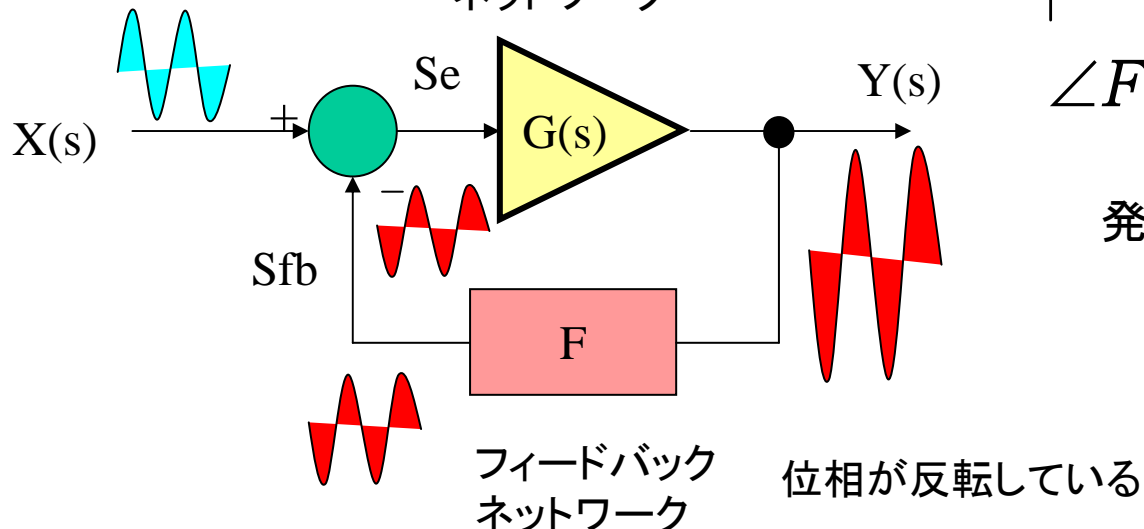
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1 + FG(s)}$$

$FG(s) = -1$ になると発振する。

$$|FG(j\omega_1)| = 1,$$

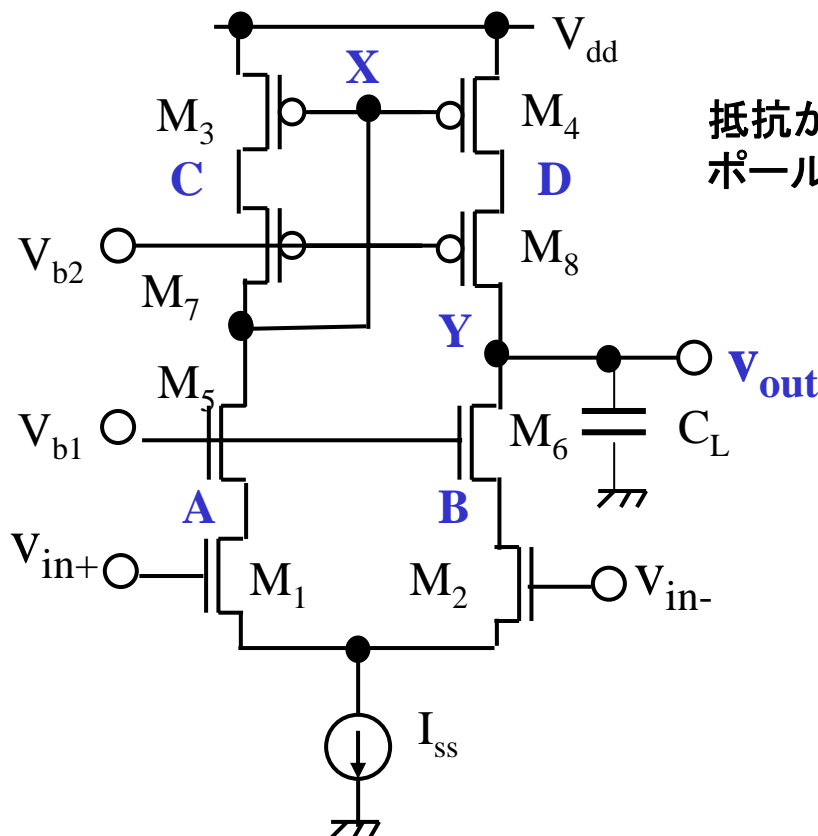
$$\angle FG(j\omega_1) = -180^\circ$$

発振条件

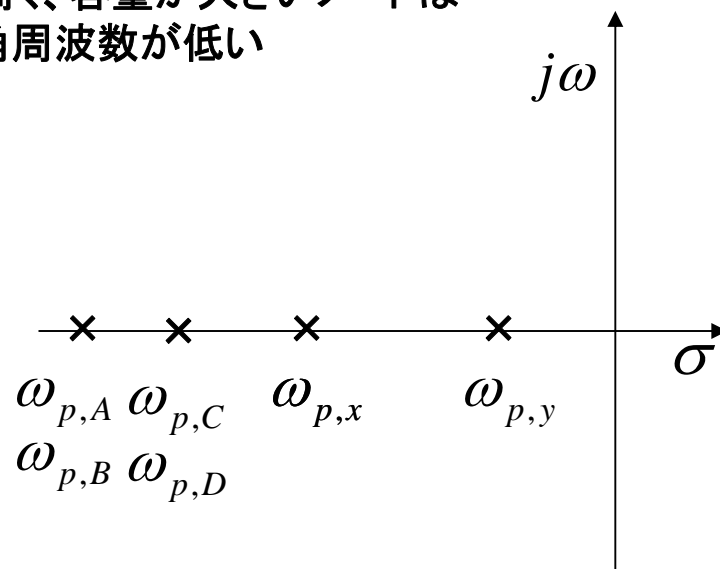


カスコード型演算増幅器とそのポールの位置

信号パスの各ノードには固有の時定数が存在し、これがポールを形成する。
 →各ノードの時定数・ポール(ゼロ)を推定することが重要



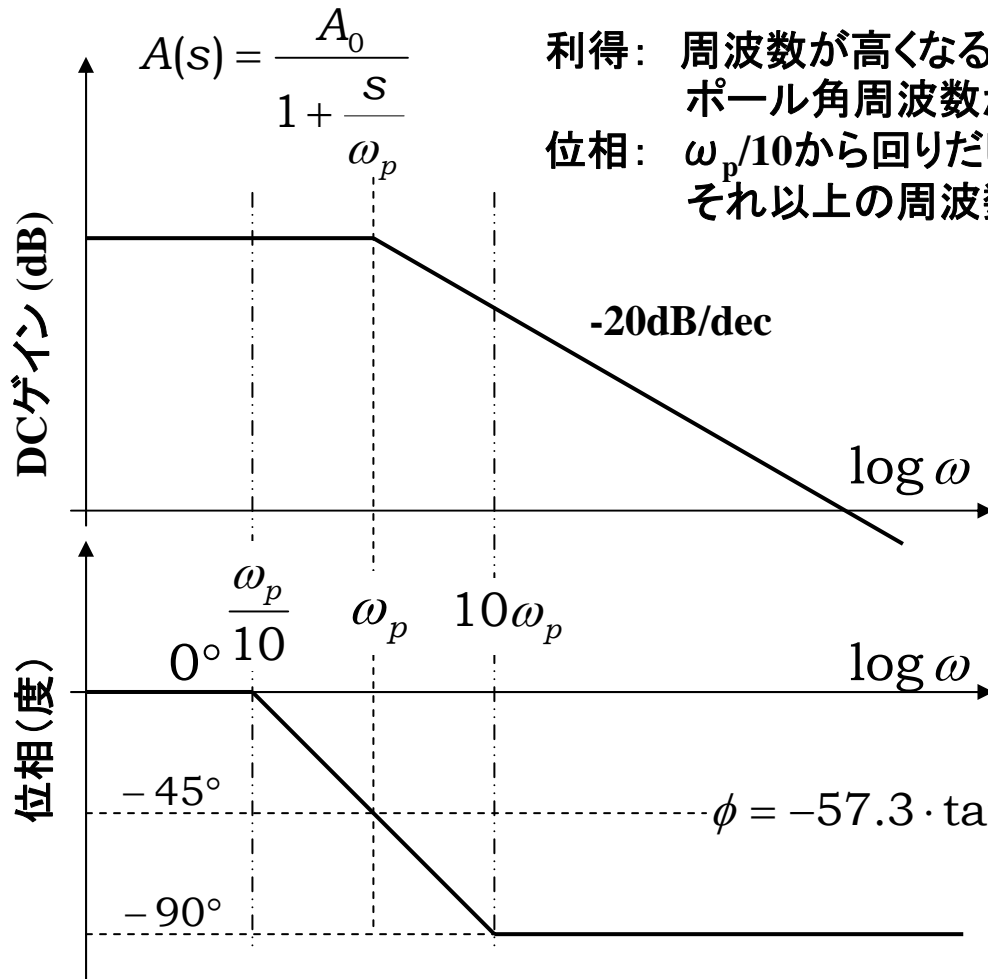
抵抗が高く、容量が大きいノードは
 ポール角周波数が低い



(a) カスコード型演算増幅器

(b) 演算増幅器のポールの位置

ポールの性質



利得: 周波数が高くなると
 ポール角周波数から-20dB/decで単調減少
 位相: $\omega_p/10$ から回りだし、 ω_p で -45° 、 $10\omega_p$ で -45° 回転するが
 それ以上の周波数では -90° を保つ。

$$-20 \log \left| 1 + j \frac{\omega}{\omega_p} \right| = -10 \log \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right)$$

$$= 0\text{dB} \quad (\omega \ll \omega_p)$$

$$= -20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right) \quad (\omega \gg \omega_p)$$

位相補償のポイント

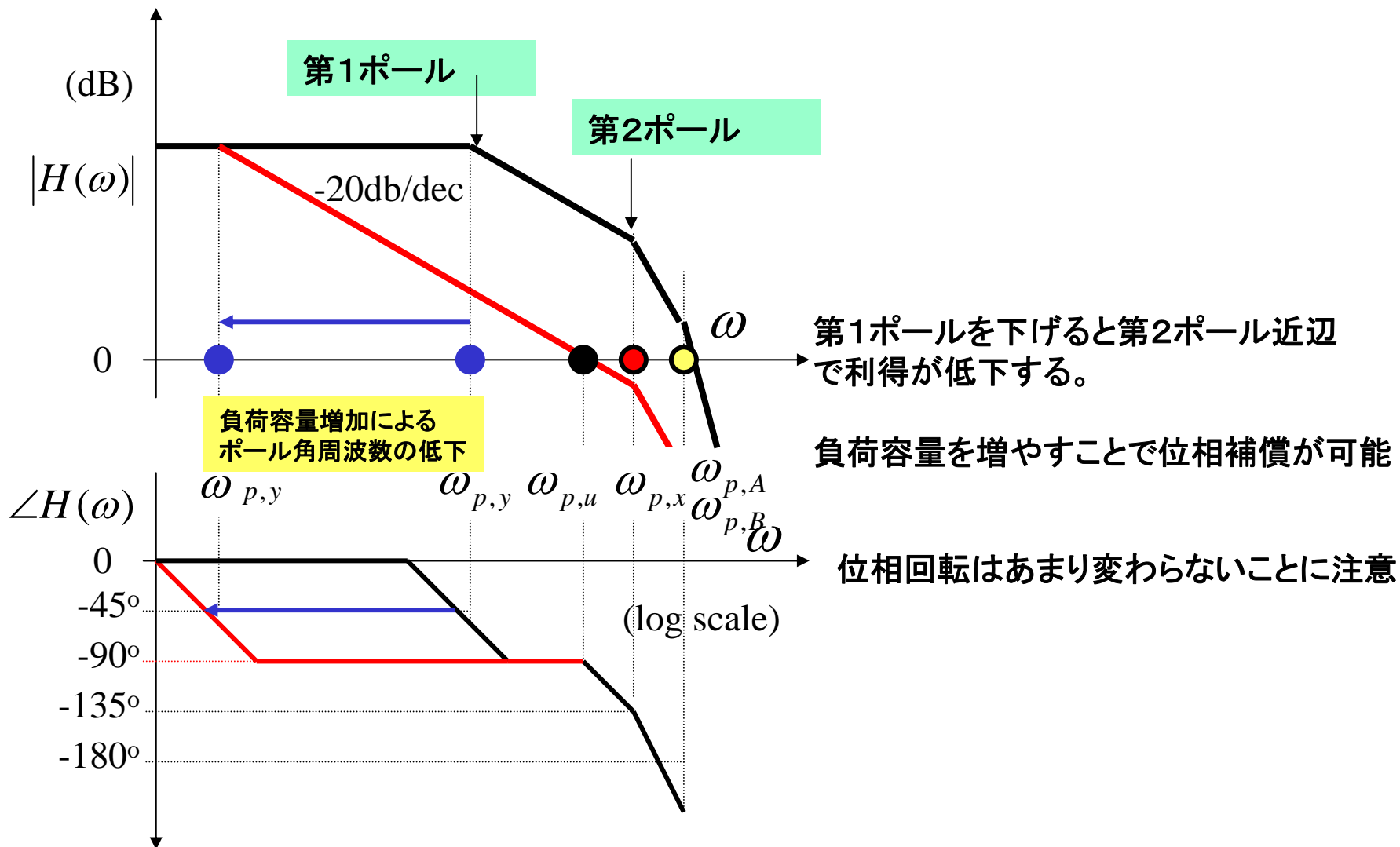
- 第1ポールと第2ポールを十分に離して
第2ポール付近の周波数で利得をゼロ以下にする。
 - 安定動作：利得が1(0dB)のときに-130度以上位相が回転しない。
 - 第1ポールだけでは発振しない。(せいぜい-90°)
第2ポール付近で位相が-135°に達する
- 手段
 - 容量を付加するなどして第1ポールの角周波数を下げる。
第2ポール付近で位相が-135°だが、利得が下げられる。

位相補償条件：ユニティゲイン角周波数が第2ポール角周波数の1/2よりも小さいこと

位相補償条件

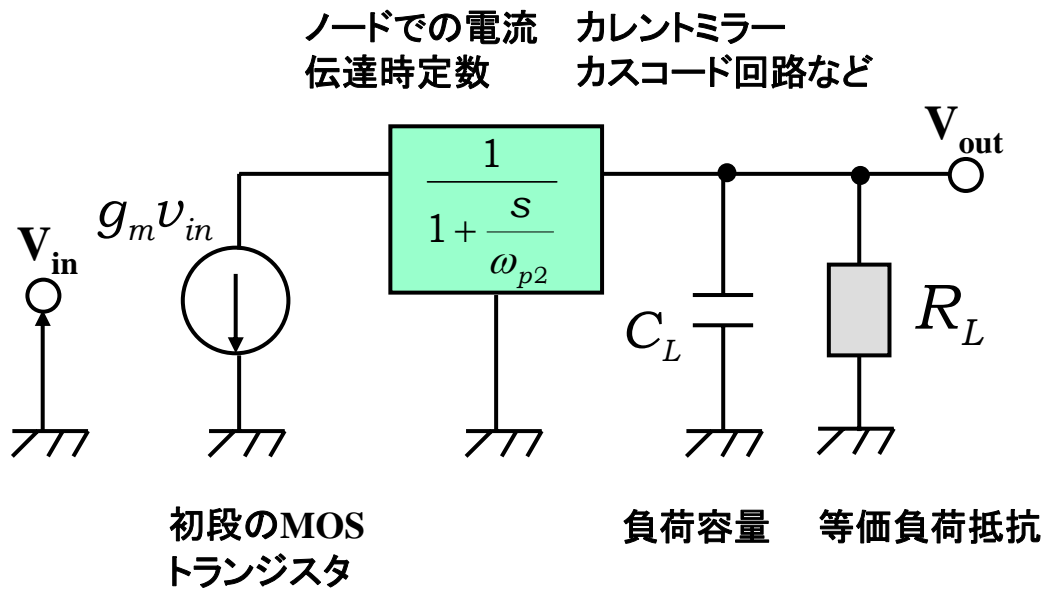
$$\omega_u < \frac{\omega_{p2}}{2}$$

第1ポール角周波数を低下させる。



信号伝達パスと時定数

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m R_L}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_L C_L}$$



DC利得 $g_m R_L$

ユニティゲイン角周波数

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| \approx \frac{g_m R_L}{\left(\frac{\omega_u}{\omega_{p1}} \right)} = 1 \quad \therefore \omega_u = \frac{g_m}{C_L}$$

負荷容量のアドミッタンスがMOSのgmと等しくなる周波数

安定増幅の帯域を上げるには第2ポールの角周波数を上げる必要がある。

ノイズとミスマッチ電圧

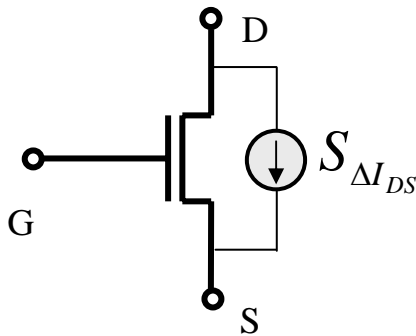
ノイズ

3) トランジスタのサーマルノイズ

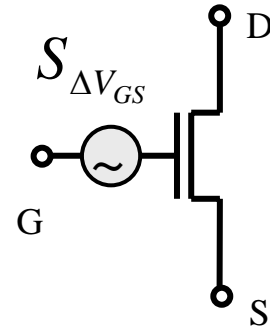
$$V_n^2 = \gamma \frac{8kT}{3g_m} f_{bw}, \quad V_n = \sqrt{\gamma \frac{8kT}{3g_m} f_{bw}}$$

0.25以下の微細Trでは
 γ は2程度になる

$g_m=1\text{mS}$, $f_{bw}=2\text{GHz}$ では $\gamma=2$ として、 $V_n=210\mu\text{V}$



等価変換



$$S_{\Delta I_{DS}} = 4\gamma k_B T \cdot \frac{2}{3} \cdot g_m$$

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

$$S_{\Delta V_{GS}} = \frac{S_{\Delta I_{DS}}}{g_m^2} = \gamma \frac{8k_B T}{3g_m}$$

OPアンプのノイズ

M_1, M_2 の単位周波数帯域での入力換算電圧ノイズは

$$V_{n1,n2}^2 (V^2 / \text{Hz}) = 2 \left(\frac{8\gamma kT}{3g_{m1}} + \frac{K_n}{(WL)_1 C_{ox} f} \right)$$

γ :ノイズ増加係数

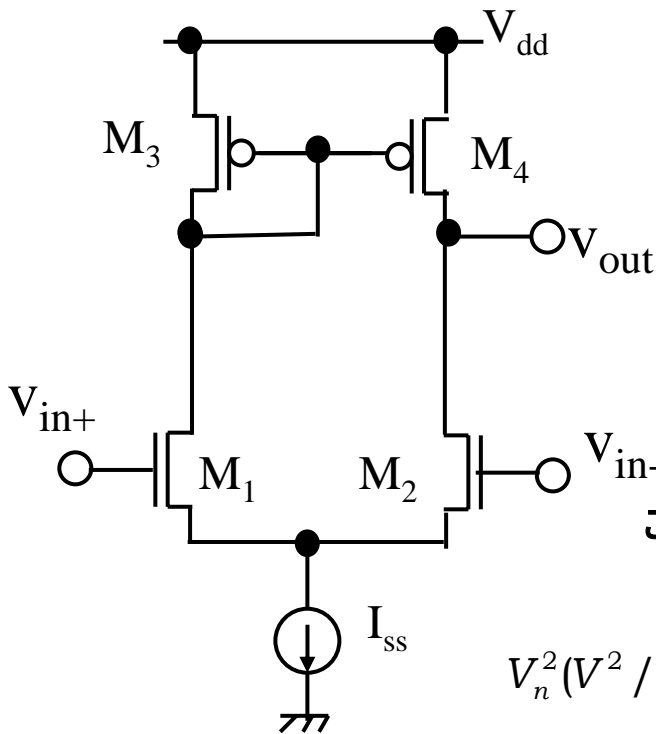
M_3, M_4 の単位周波数帯域での電流ノイズは

$$I_{n3,n4}^2 (A^2 / \text{Hz}) = 2 \left(\frac{8\gamma kT}{3} g_{m3} + \frac{K_p}{(WL)_3 C_{ox} f} g_{m3}^2 \right)$$

この電流性ノイズは M_1, M_2 で入力換算雑音電圧に変換される。

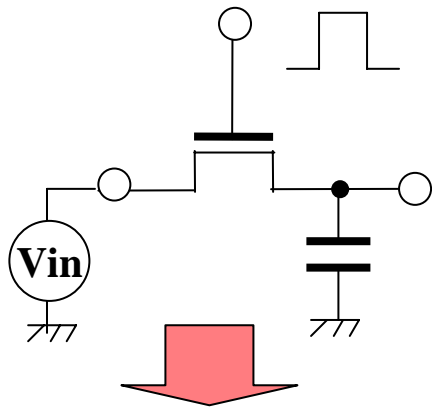
$$V_n^2 (V^2 / \text{Hz}) = 2 \left(\frac{8\gamma kT}{3g_{m1}} \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right) + \frac{1}{C_{ox} f} \left(\frac{K_n}{(WL)_1} + \frac{K_p}{(WL)_3} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right)^2 \right) \right)$$

したがって低ノイズ化は、 g_{m1} を大きく、 g_{m3} を小さくし、 $1/f$ ノイズはゲート面積に注意する。



ノイズ：容量

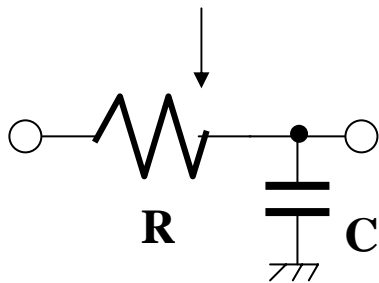
2) スイッチのノイズ 使用可能な容量の最小値はノイズで決まる



$$V_n = \sqrt{\frac{kT}{C}}$$

C=1pFでは、64uV_{rms}

C=10fFでは、640uV_{rms}



$$S_{out}(f) = \frac{4kTR}{1 + (2\pi RCf)^2}$$

$$P_{n,out} = \int_0^{\infty} \frac{4kTR}{1 + (2\pi RCf)^2} df = \frac{2kT}{\pi C} \tan^{-1} u \Big|_0^{\infty} = \frac{kT}{C}$$

ローパスフィルタを形成する

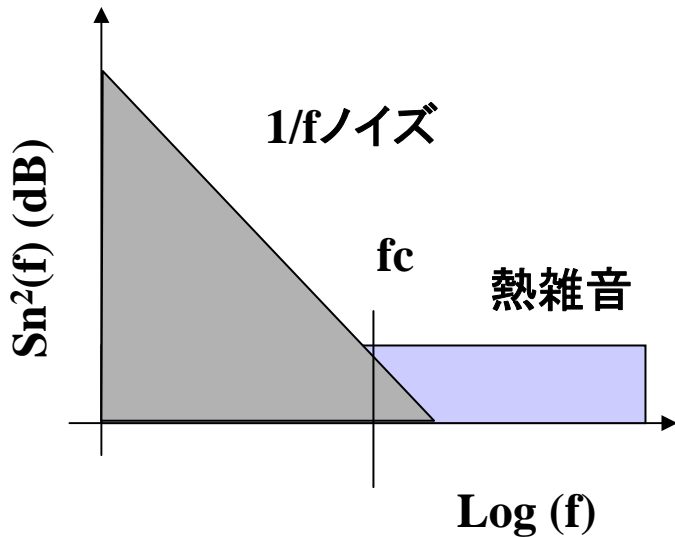
ノイズ

4) 1/fノイズ(フリッカーノイズ)

キャリアの表面散乱などにより発生するノイズ
低周波側で大きく、周波数が高くなるほど減少する

$$S_n^2(f) = \frac{K}{C_{ox}LW} \cdot \frac{1}{f}$$

$$V_n^2(f) = \frac{K}{C_{ox}LW} \cdot \int_{f_L}^{f_H} \frac{df}{f} = \frac{K}{C_{ox}LW} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)$$



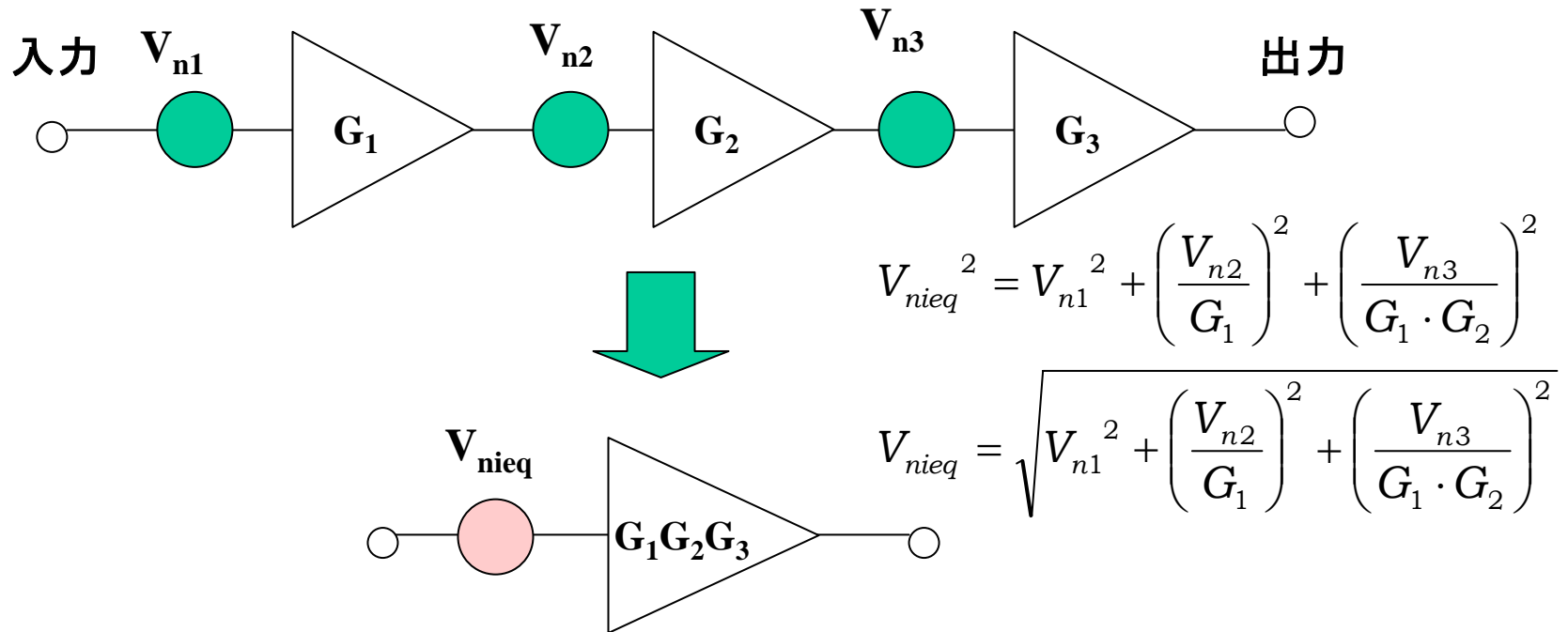
f_H をかなり高く、 f_L を低く取ると相当大きくなるので、
通常 f_H はコーナ周波数まで取り、 f_L は10Hz位に取る

Kはおよそ $10^{-25}V^2F$ (LWを μm 単位で取ったとき)

f_c :コーナ周波数

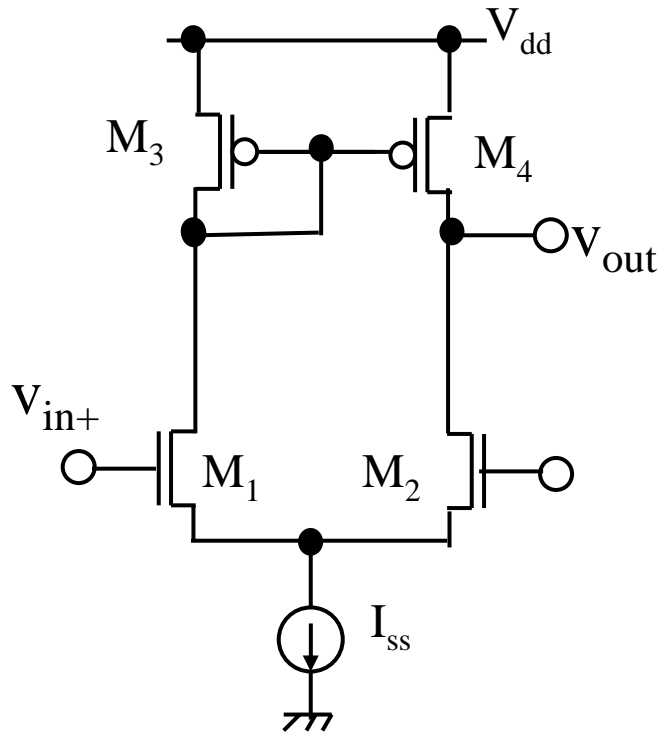
2つのノイズのスペクトラム密度が等しい周波数

入力換算ノイズ



- ・どんなノイズも入力換算ノイズに変換できる
- ・初段のノイズで殆ど決まる。オフセットも同様。

OPアンプのオフセット電圧

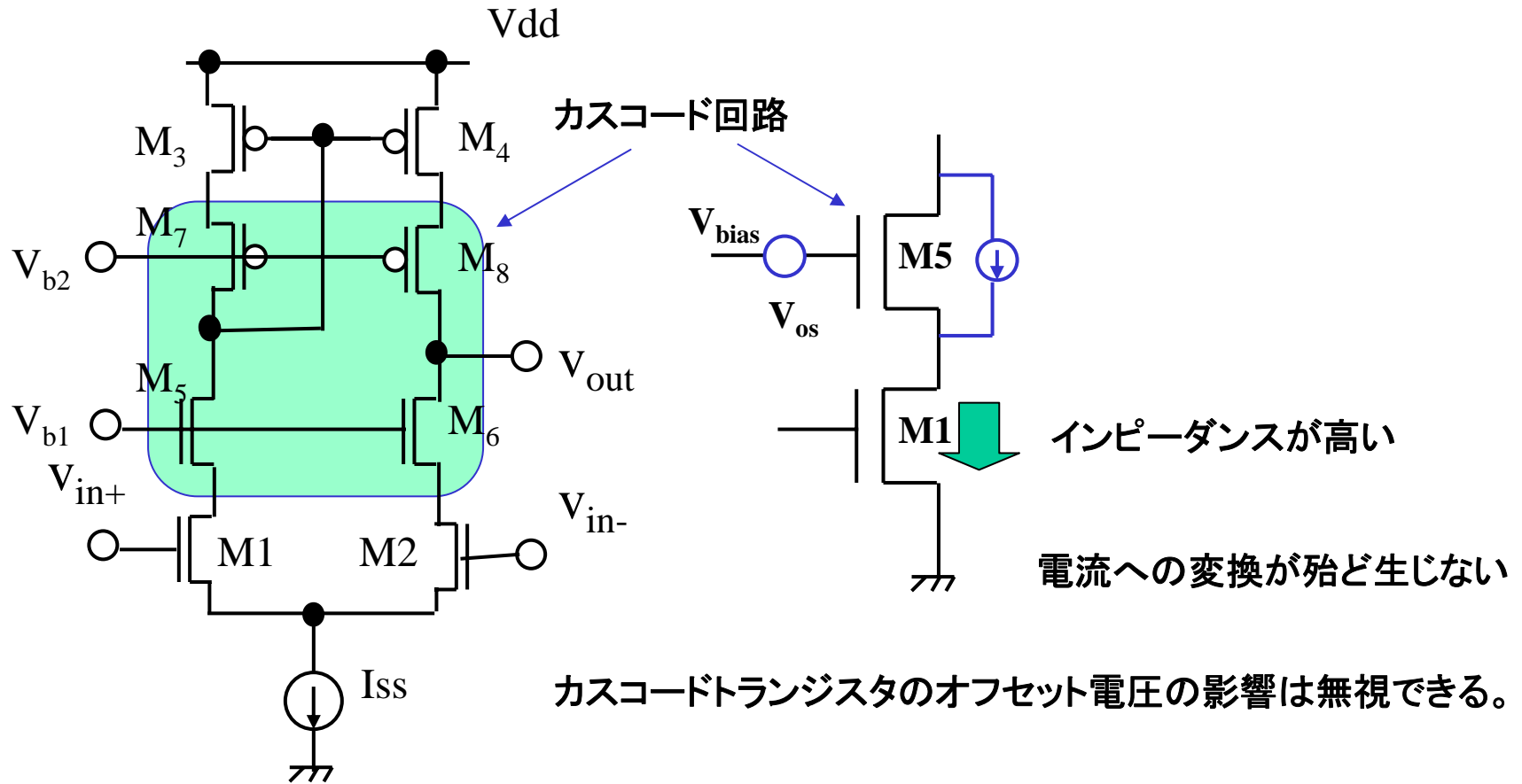


$$\sigma_{V_{off}}^2 = 2 \left(\sigma_{VT1}^2 + \sigma_{VT3}^2 \left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right)^2 \right)$$

$\sigma_{VT1}, \sigma_{VT3}$ (V_T ミスマッチ電圧の標準偏差)

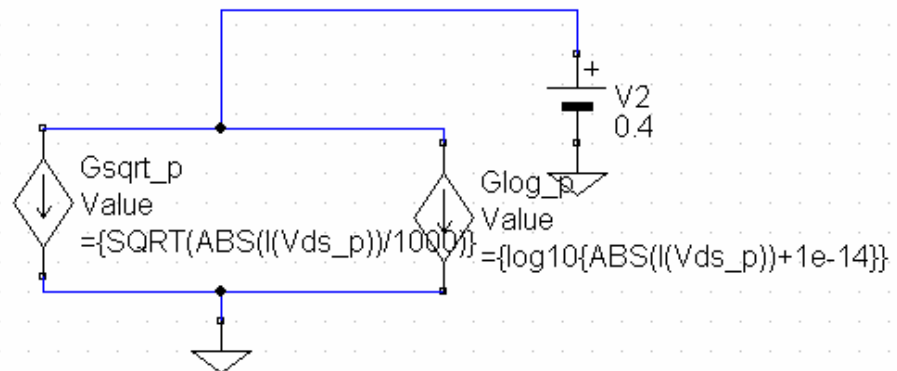
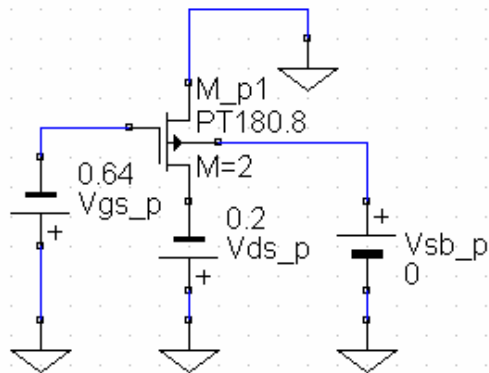
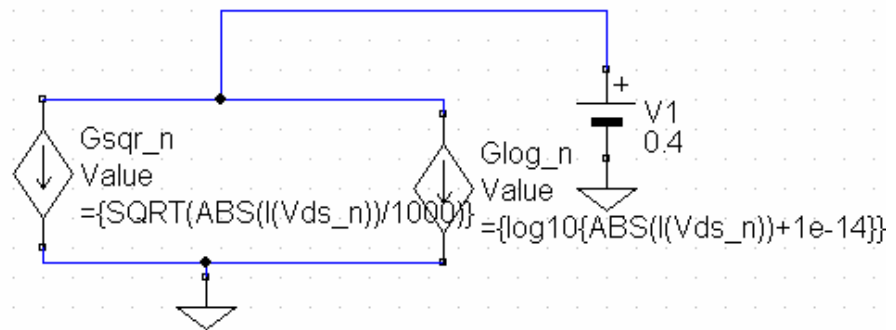
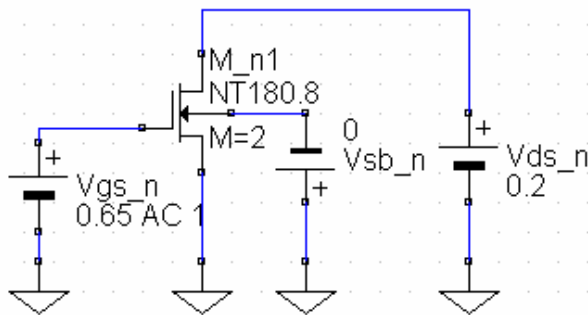
g_{m1} は大きく、 g_{m3} は小さく
トランジスタのLは大きいほうが良い

カスコード型OPアンプの雑音・オフセット電圧

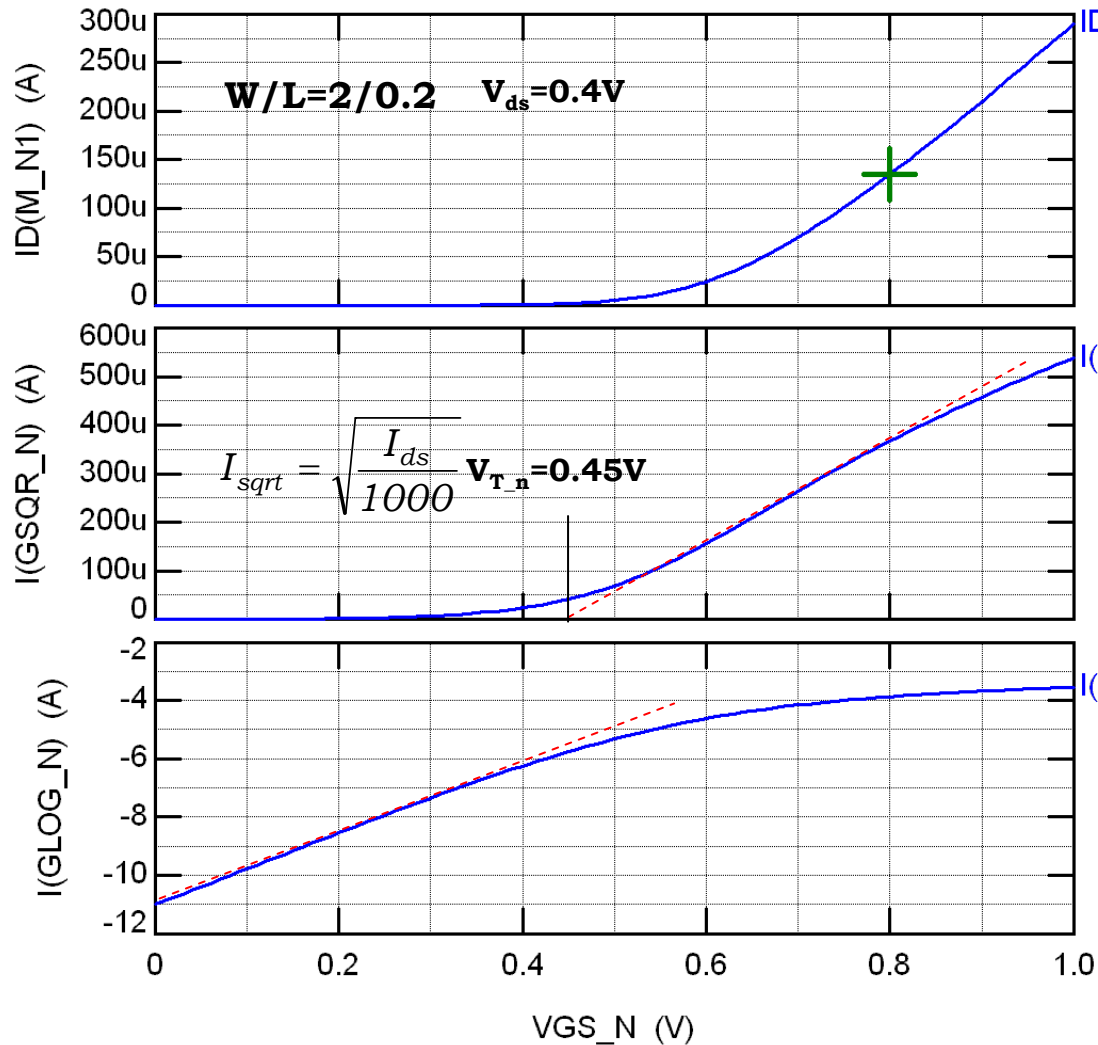


MOSTランジスタのキャラクタライズ

キャラクタライズ用回路



Trのキャラクタライズ: Nch



$$\text{リニア: } I_{ds} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left\{ \left(V_{gs} - V_T - \frac{V_{ds}}{2} \right) V_{ds} \right\}$$

$$\text{飽和: } I_{ds} = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_T)^2$$

これに $I_{ds}=135\mu A$, $V_{gs}=0.8V$, $V_T=0.45V$, $V_{ds}=0.4V$, $W/L=10$ を代入すると

$$\begin{aligned} \mu C_{ox} &= 220 \times 10^{-6} \text{ (A/V}^2\text{)} @ \text{飽和} \\ &= 225 \times 10^{-6} \text{ (A/V}^2\text{)} @ \text{リニア} \end{aligned}$$

ただし、 $L=0.4\mu m$ では $270\mu A/V^2$

Spice fileより $T_{ox}=4.1e^{-9}$

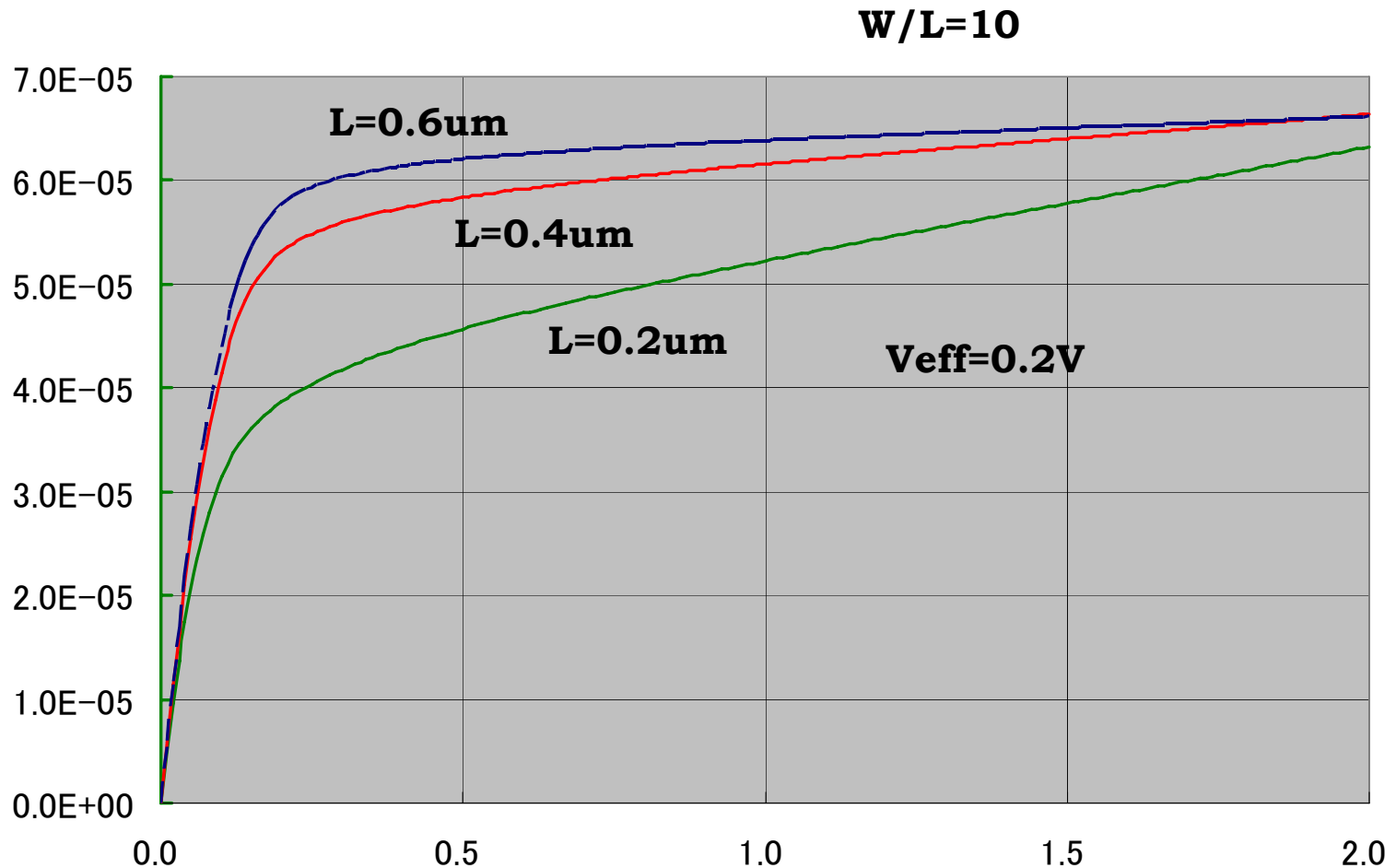
$$\begin{aligned} C_{ox} &= \frac{4 \times 8.85 \times 10^{-14}}{4 \times 10^{-7}} \\ &= 8.85 \times 10^{-7} \text{ (F/cm}^2\text{)} = 8.85 \text{ fF/}\mu m^2 \end{aligned}$$

$$n = \frac{V_{gs1} - V_{gs2}}{2.3 \log \left(\frac{I_{ds1}}{I_{ds2}} \right) \times U_T}$$

これより $n=1.4$

Trのキャラクタライズ: Nch

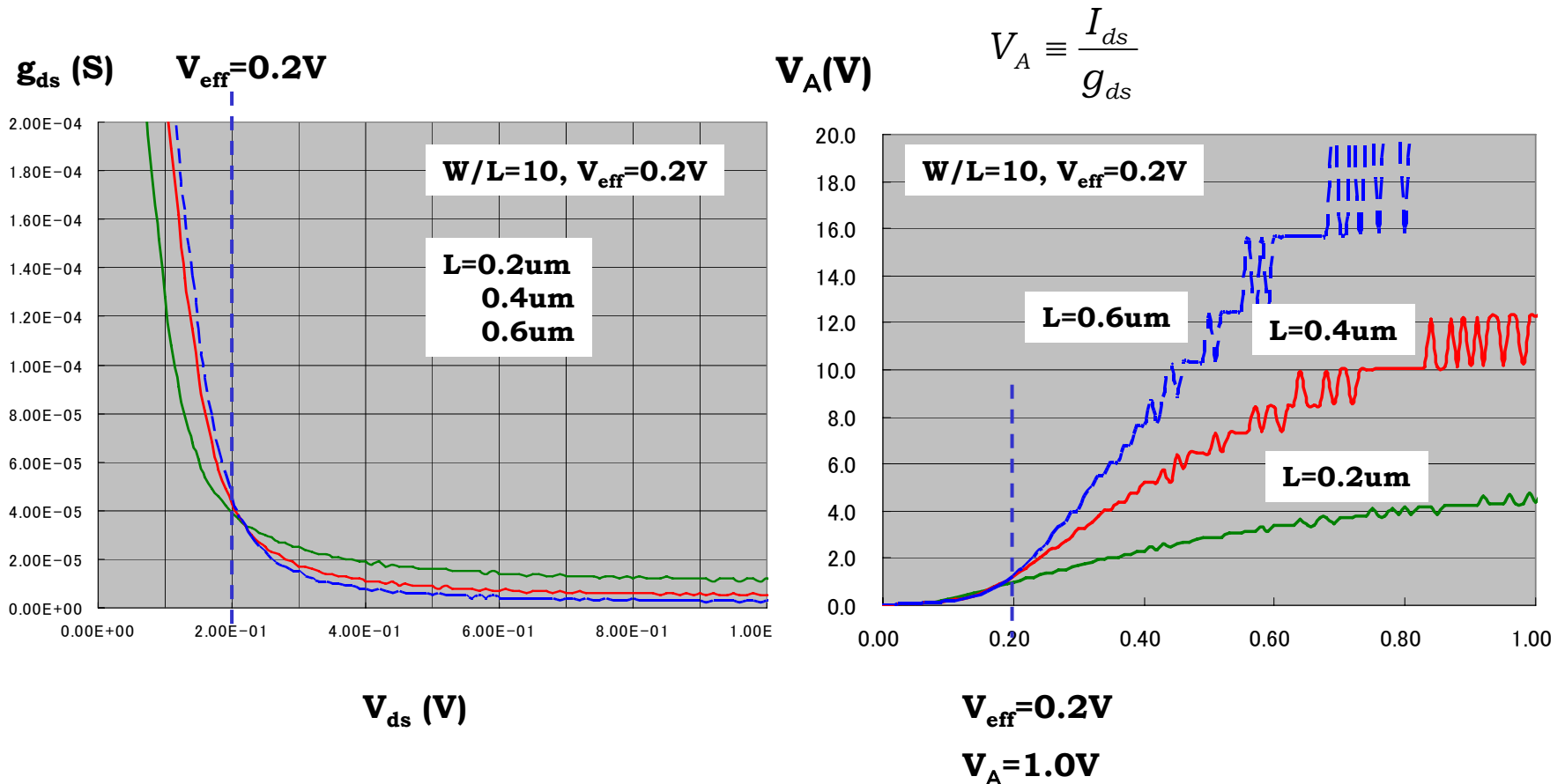
最小チャネル長に近いチャネル長では電流値が低く、 g_{ds} も大きい



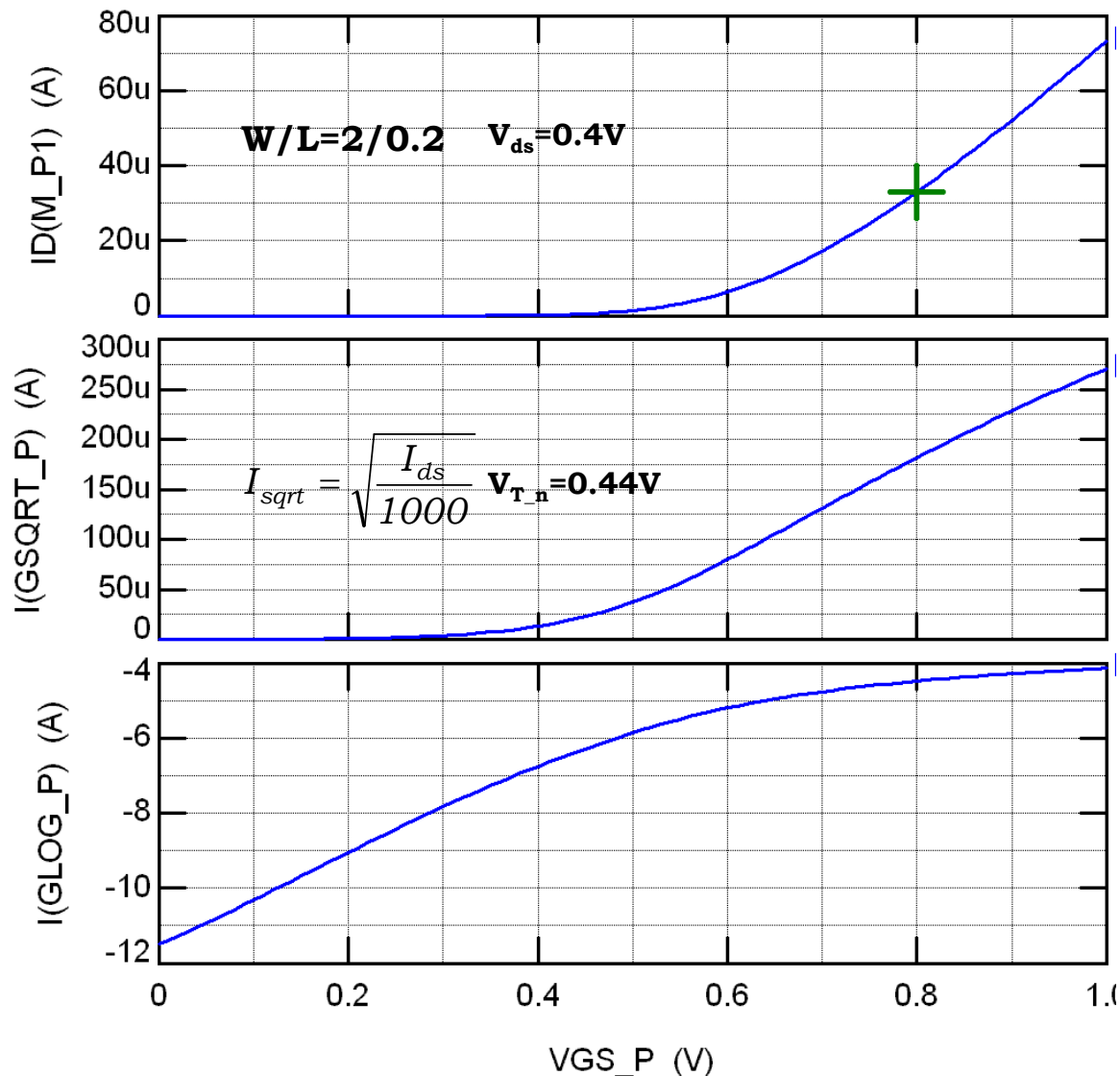
Trのキャラクタライズ: Nch

g_{ds} はチャンネル長が異なっても V_{eff} で一致し、その後チャンネル長が長いほど小さくなる

V_A は V_{eff} 近傍でチャンネル長に依らず 1V程度で、 V_{ds} が大きくなると数V程度に上昇する



Trのキャラクタライズ: Pch



$I_{ds}=33\mu A$, $V_{gs}=0.8V$, $V_T=0.44V$,
 $V_{ds}=0.4V$, $W/L=10$ を代入すると

$$\mu C_{ox} = 52 \times \mu A / V^2$$

チャネル長依存は殆ど無い

Spice fileより $T_{ox}=4.1e^{-9}$

$$C_{ox} = \frac{4 \times 8.85 \times 10^{-14}}{4 \times 10^{-7}} \\ = 8.85 \times 10^{-7} \text{ (F / cm}^2\text{)} = 8.85 \text{ fF / } \mu\text{m}^2$$

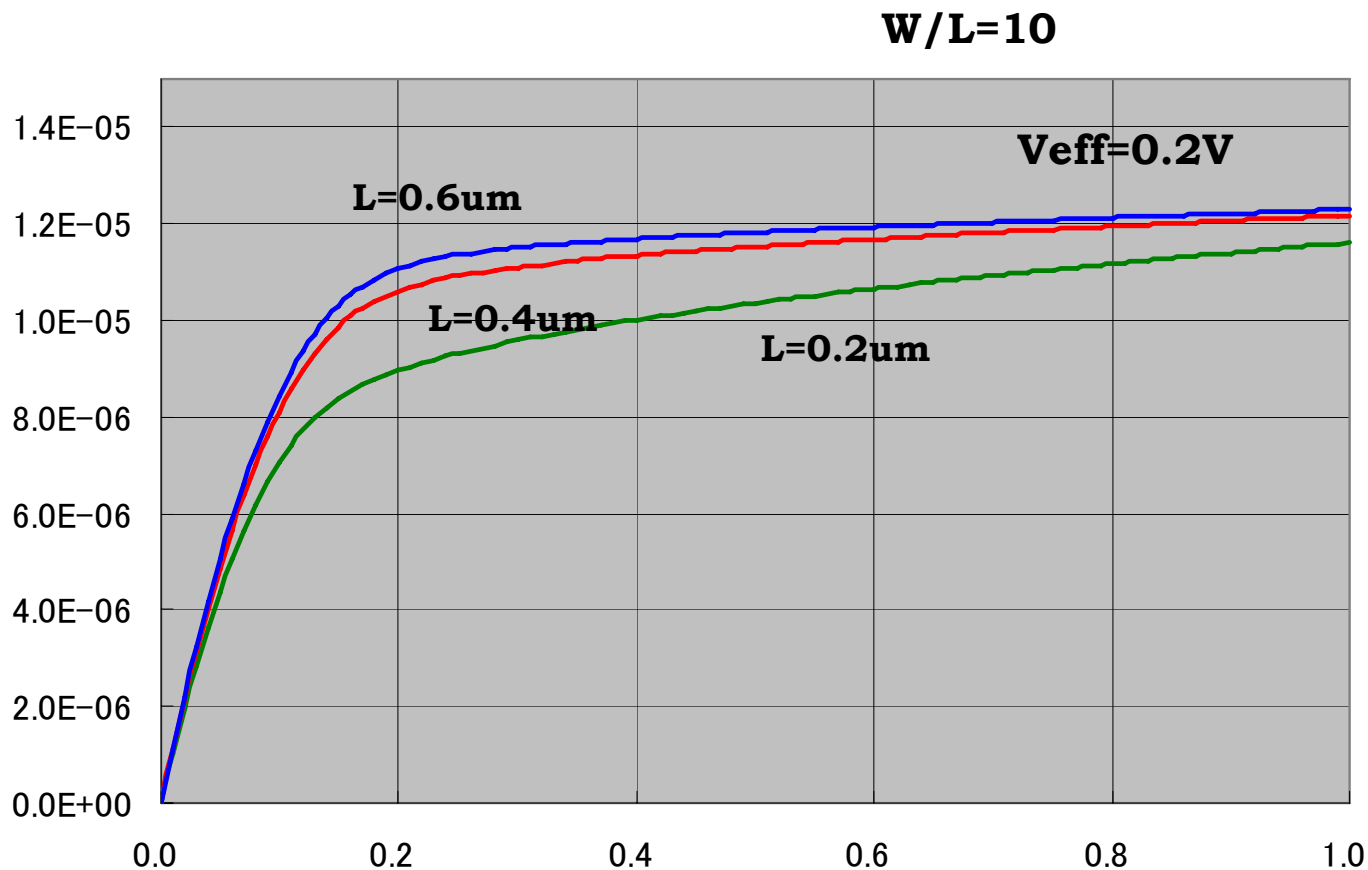
$$n = \frac{V_{gs1} - V_{gs2}}{2.3 \log\left(\frac{I_{ds1}}{I_{ds2}}\right) \times U_T}$$

これより $n=1.34$

$$\Delta V_T \approx 0.3V_{bs}$$

Trのキャラクタライズ: Pch

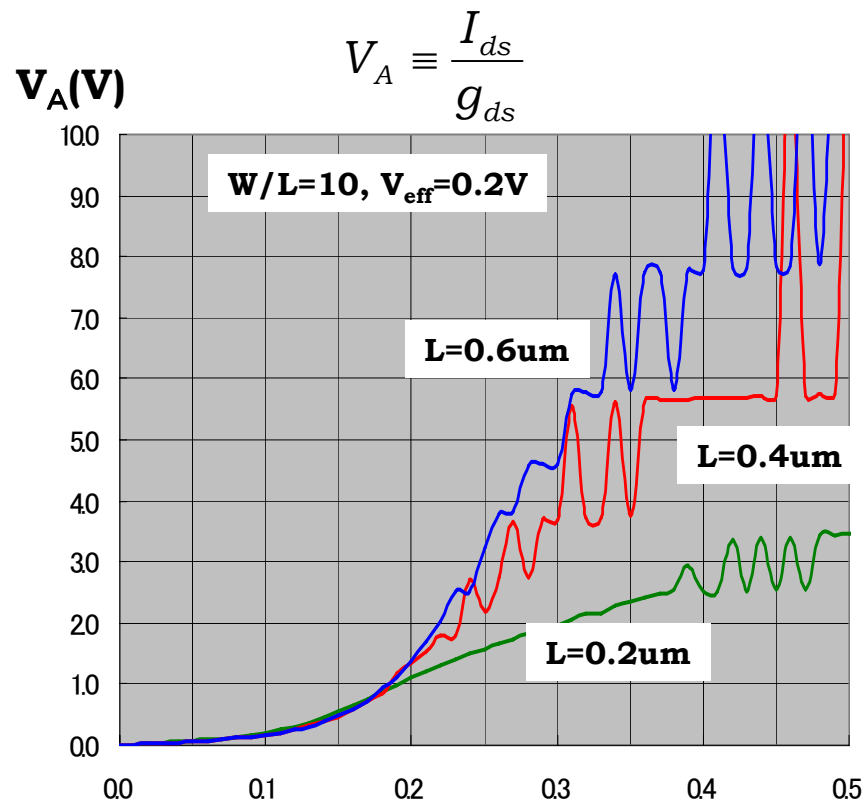
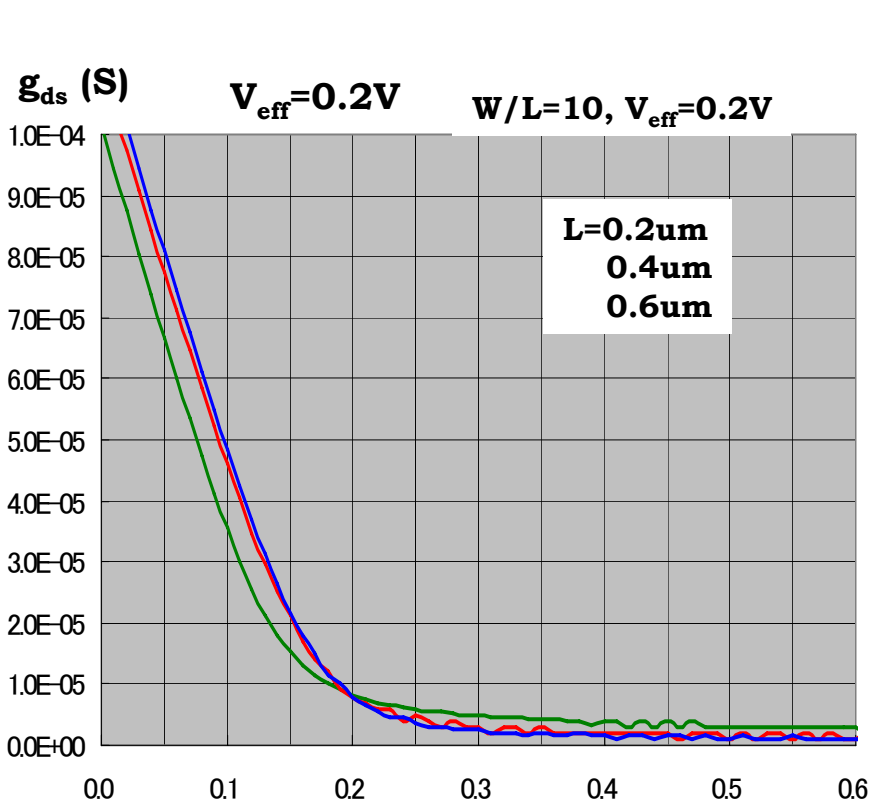
最小チャネル長に近いチャネル長では電流値が低く、gdsも大きい



Trのキャラクタライズ: Pch

g_{ds} はチャンネル長が異なっても V_{eff} で一致し、その後チャンネル長が長いほど小さくなる

V_A は V_{eff} 近傍でチャンネル長に依らず 1V程度で、 V_{ds} が大きくなると数V程度に上昇する



動作電流とW/L

$$I_{ds} \approx \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{eff}^2 \quad \therefore V_{eff} \approx \sqrt{\frac{2I_{ds}}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}} \quad \text{あるいは} \quad \frac{W}{L} \approx \frac{2I_{ds}}{\mu C_{ox} V_{eff}^2}$$

Nch, L=0.2umでは

$$W(\text{um}) \approx \frac{0.2 \times 2I_{ds}(\text{uA})}{220 \times V_{eff}^2} = 0.0018 \frac{I_{ds}(\text{uA})}{V_{eff}^2}$$

$$V_{eff} = 0.2V \text{では } W(\text{um}) = 0.045 \cdot I_{ds}(\text{uA})$$

$$V_{eff} = 0.3V \text{では } W(\text{um}) = 0.02 \cdot I_{ds}(\text{uA})$$

$$V_{eff} = 0.4V \text{では } W(\text{um}) = 0.011 \cdot I_{ds}(\text{uA})$$

Nch, L=0.4um以上では

$$W(\text{um}) \approx \frac{L \times 2I_{ds}(\text{uA})}{270 \times V_{eff}^2} = 0.0074L \cdot \frac{I_{ds}(\text{uA})}{V_{eff}^2}$$

$$V_{eff} = 0.2V \text{では } W(\text{um}) = 0.185L \cdot I_{ds}(\text{uA})$$

$$V_{eff} = 0.3V \text{では } W(\text{um}) = 0.082L \cdot I_{ds}(\text{uA})$$

$$V_{eff} = 0.4V \text{では } W(\text{um}) = 0.046L \cdot I_{ds}(\text{uA})$$

Pchでは

$$W(\text{um}) \approx \frac{L \times 2I_{ds}(\text{uA})}{52 \times V_{eff}^2} = 0.038L \cdot \frac{I_{ds}(\text{uA})}{V_{eff}^2}$$

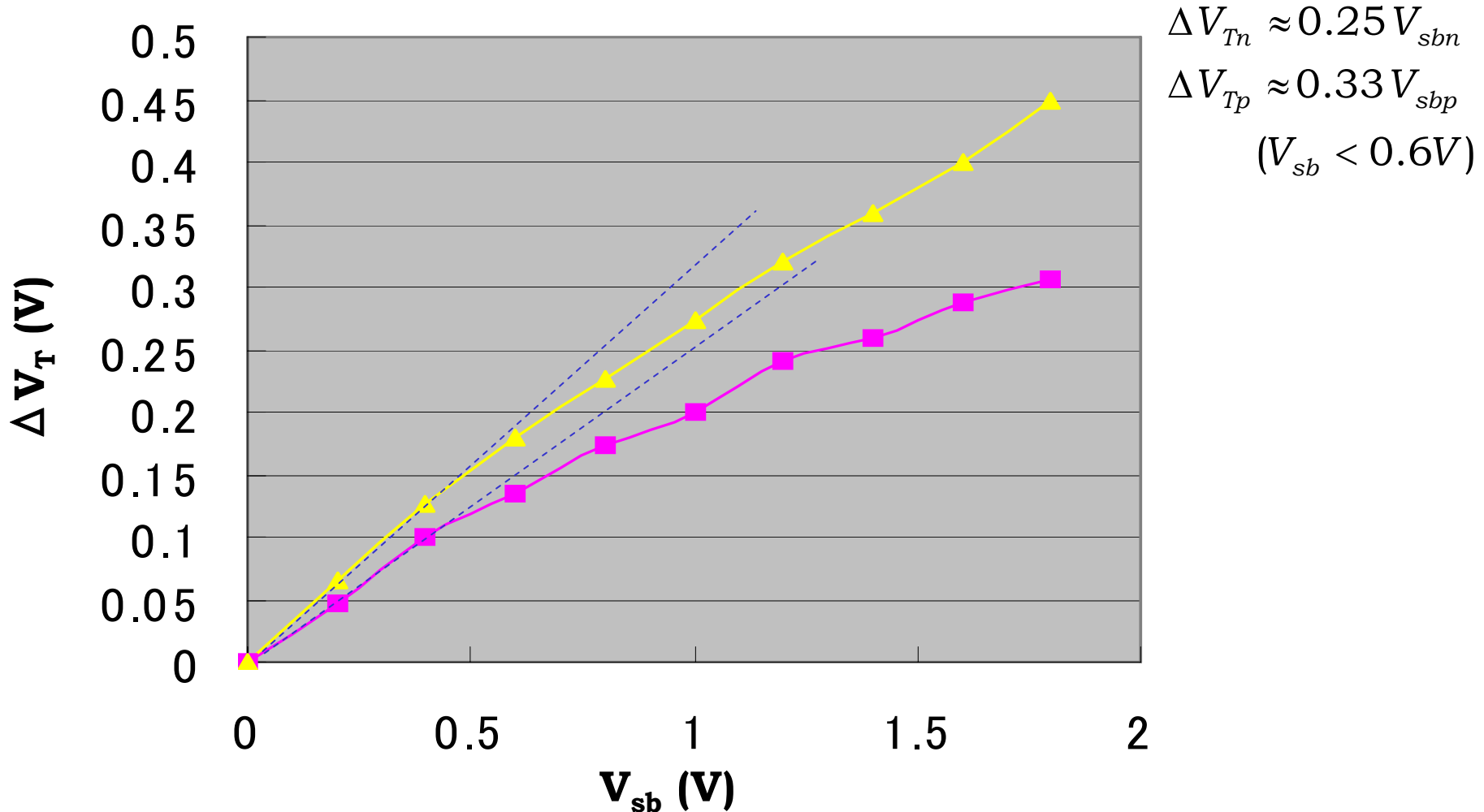
$$V_{eff} = 0.2V \text{では } W(\text{um}) = 0.95L \cdot I_{ds}(\text{uA})$$

$$V_{eff} = 0.3V \text{では } W(\text{um}) = 0.42L \cdot I_{ds}(\text{uA})$$

$$V_{eff} = 0.4V \text{では } W(\text{um}) = 0.24L \cdot I_{ds}(\text{uA})$$

バックゲートバイアス効果

直線で近似してもそれほど大きな誤差にはならない。



トランジスタの容量

Nch, L=0.2 μ m, W=2 μ m, $V_{\text{eff}}=0.2\text{V}$ にて

$C_{\text{ox}}=8.85\text{fF}/\mu\text{m}^2$

$$C_{\text{gs}}=2.9\text{fF}$$

$$C_{\text{gd}}=0.72\text{fF}$$

$$C_{\text{ds}}=1.82\text{fF}$$

Pch, L=0.2 μ m, W=2 μ m, $V_{\text{eff}}=0.2\text{V}$ にて

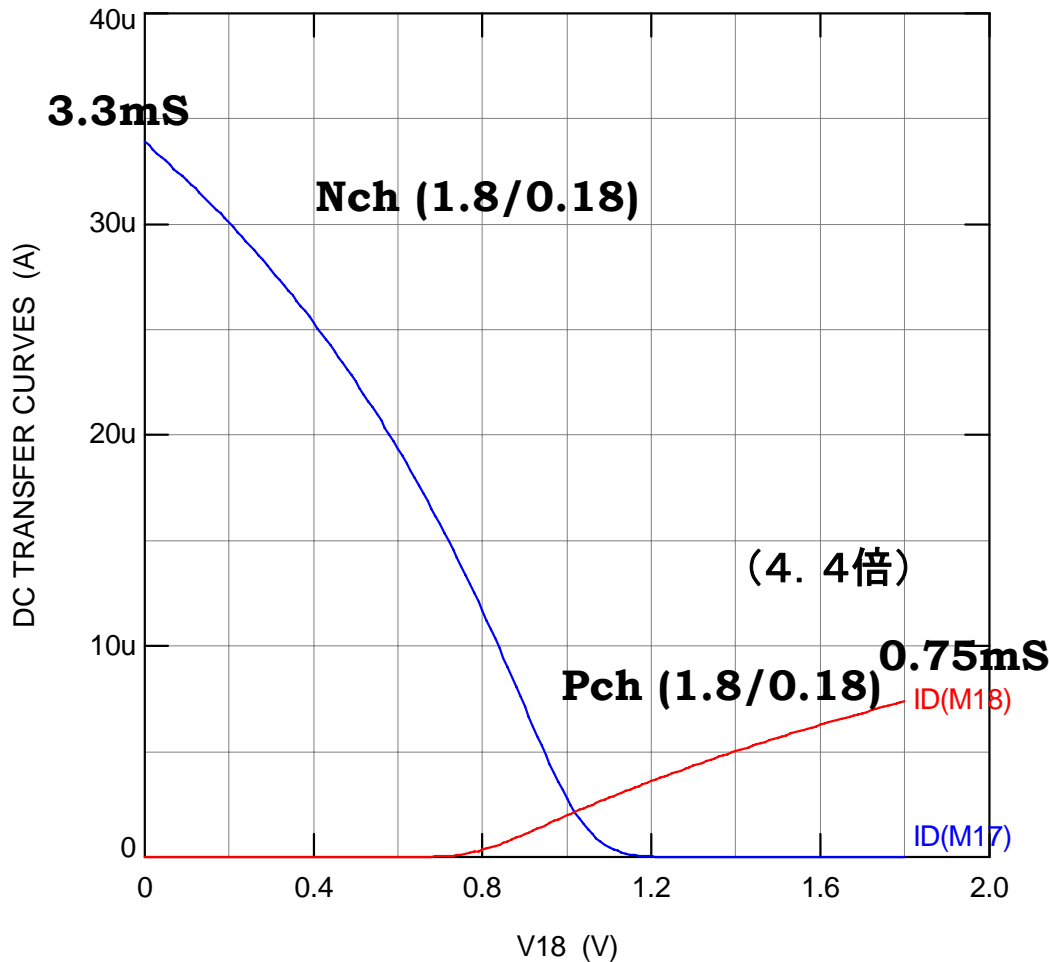
$$C_{\text{gs}}=3.0\text{fF}$$

$$C_{\text{gd}}=0.63\text{fF}$$

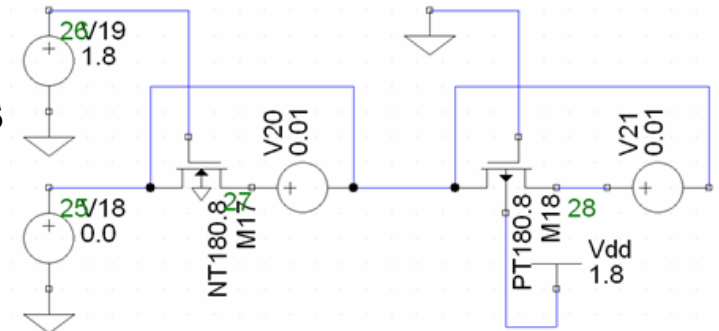
$$C_{\text{ds}}=2.2\text{fF}$$

スイッチのコンダクタンス

スイッチのオンコンダクタンスの入力電圧依存性をキャラクタライズしておく



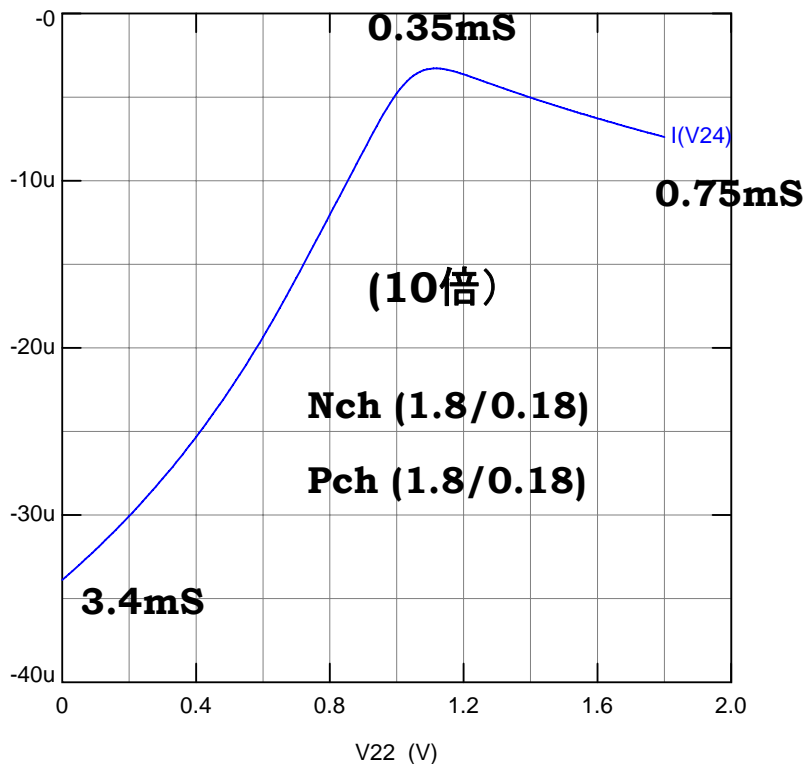
この設定の場合、オンコンダクタンスは表示の電流を10mVで割ることで得られる。



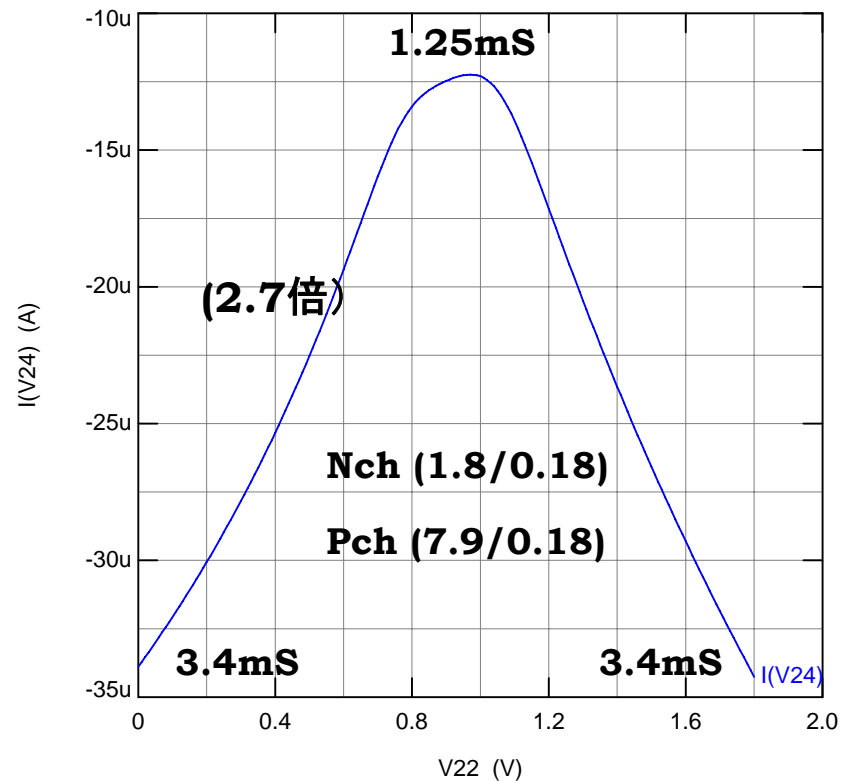
スイッチのコンダクタンス

スイッチのオンコンダクタンスは $V_{dd}/2$ のときに最小値を取る。
電圧依存の対称性を取ると W_p は W_n の4倍程度に設定しなければならない。

$W_p = W_n$ のとき



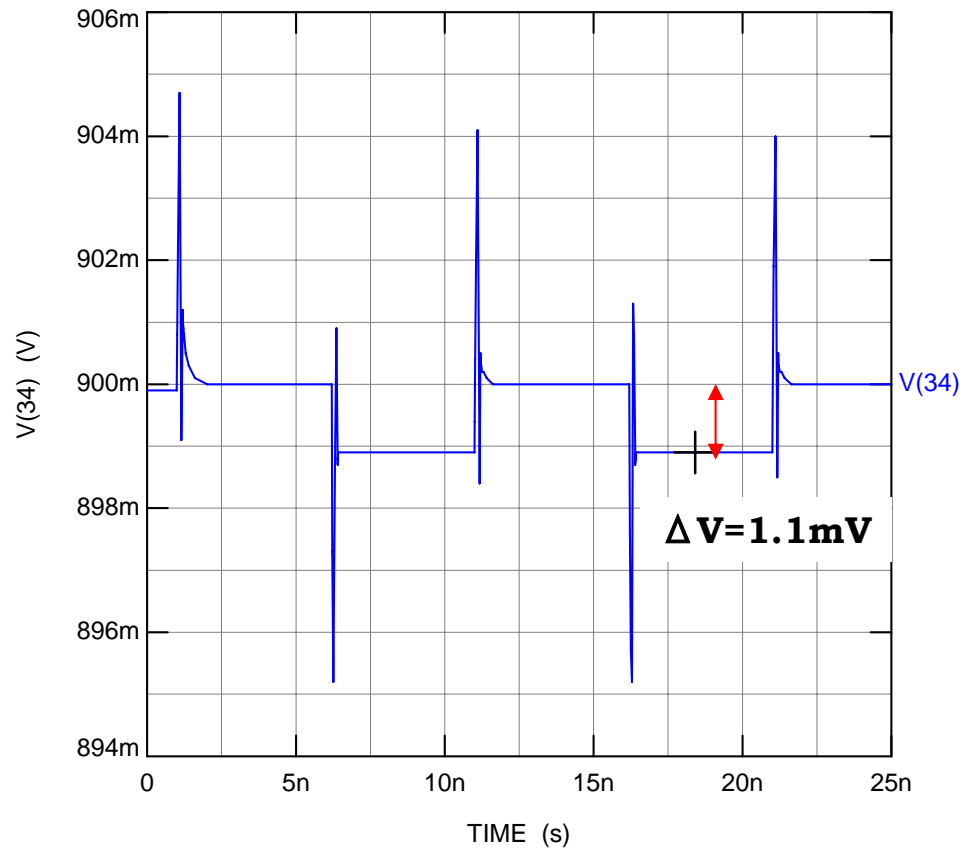
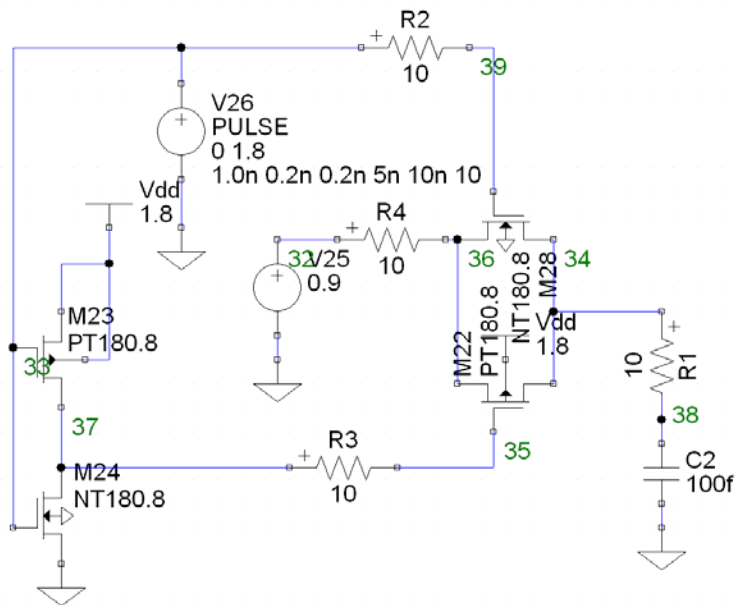
$W_p = 4.4W_n$ のとき



スイッチのフィードスルー

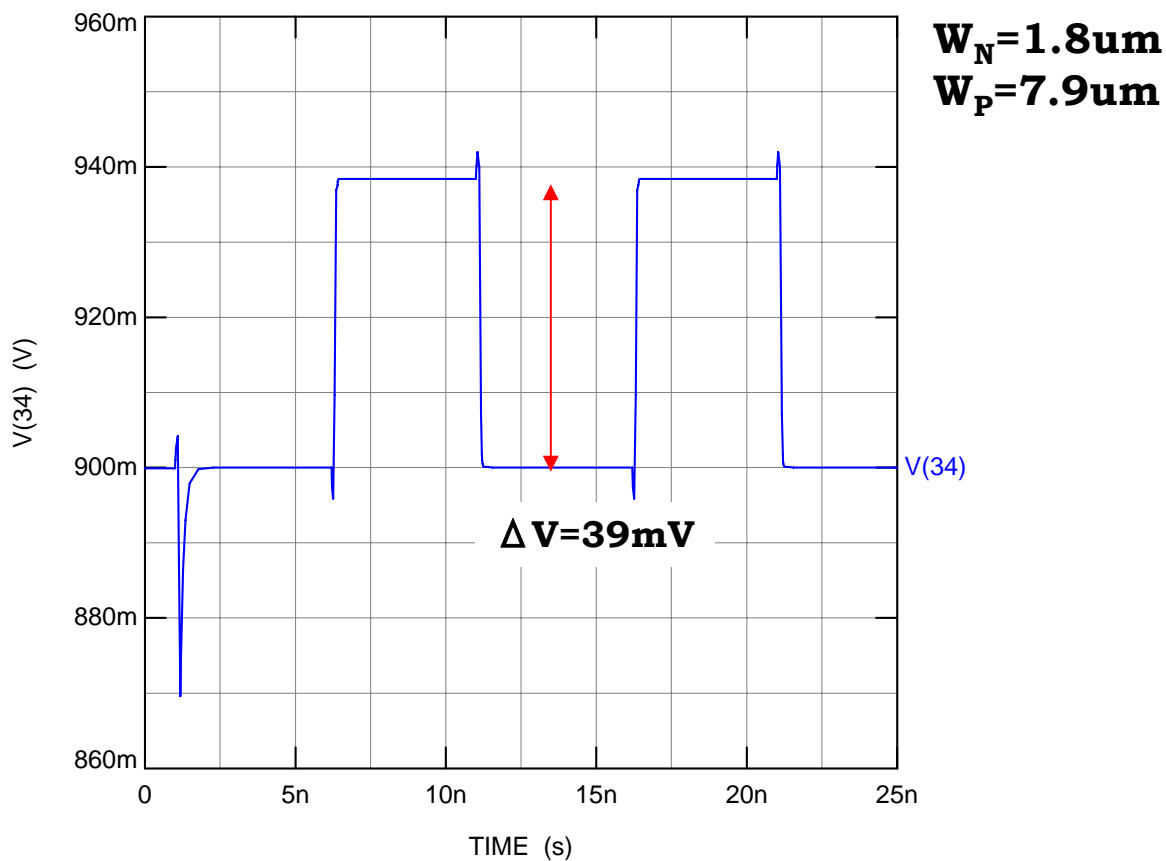
SCF回路ではスイッチオフ時のフィードスルーが問題になる。

$$W_P = W_N = 1.8 \mu\text{m}$$



スイッチのフィードスルー

W_p と W_n をアンバランスにすると電圧誤差は大きくなる。

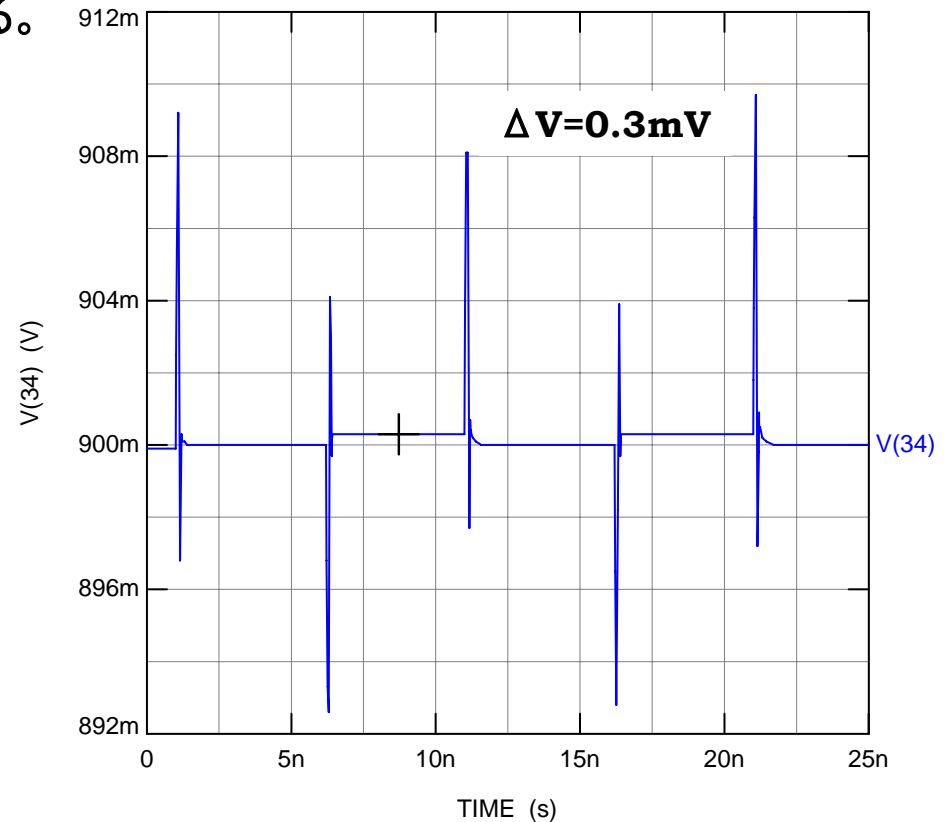
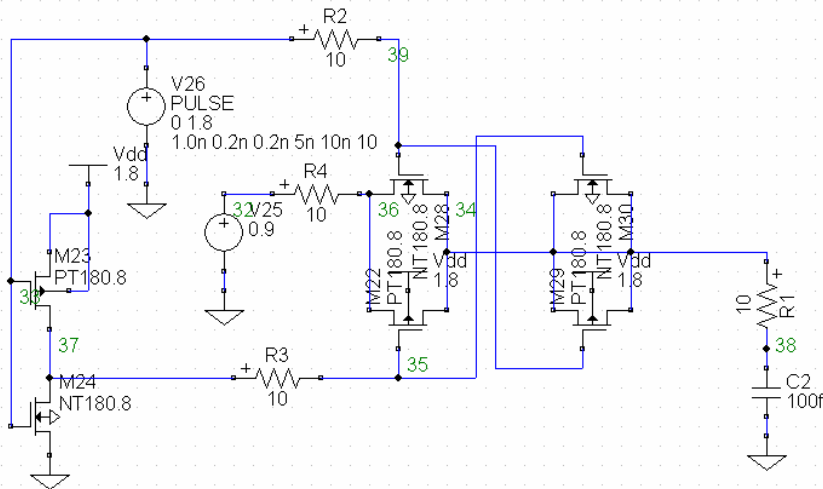


スイッチのフィードスルー

ダミースイッチを入れることでオフセット電圧を減らすことができるが、微妙なバランスで成り立っているので、過信しないこと。
また、ダミーを入れると容量が増加して、応答が遅くなることがある。
スイッチの大きさはセットリング時間が満足できる範囲で比較的小さなスイッチが良いようである。

スイッチ
 $W_P = W_N = 1.8\mu\text{m}$

ダミースイッチ
 $W_P = W_N = 0.9\mu\text{m}$



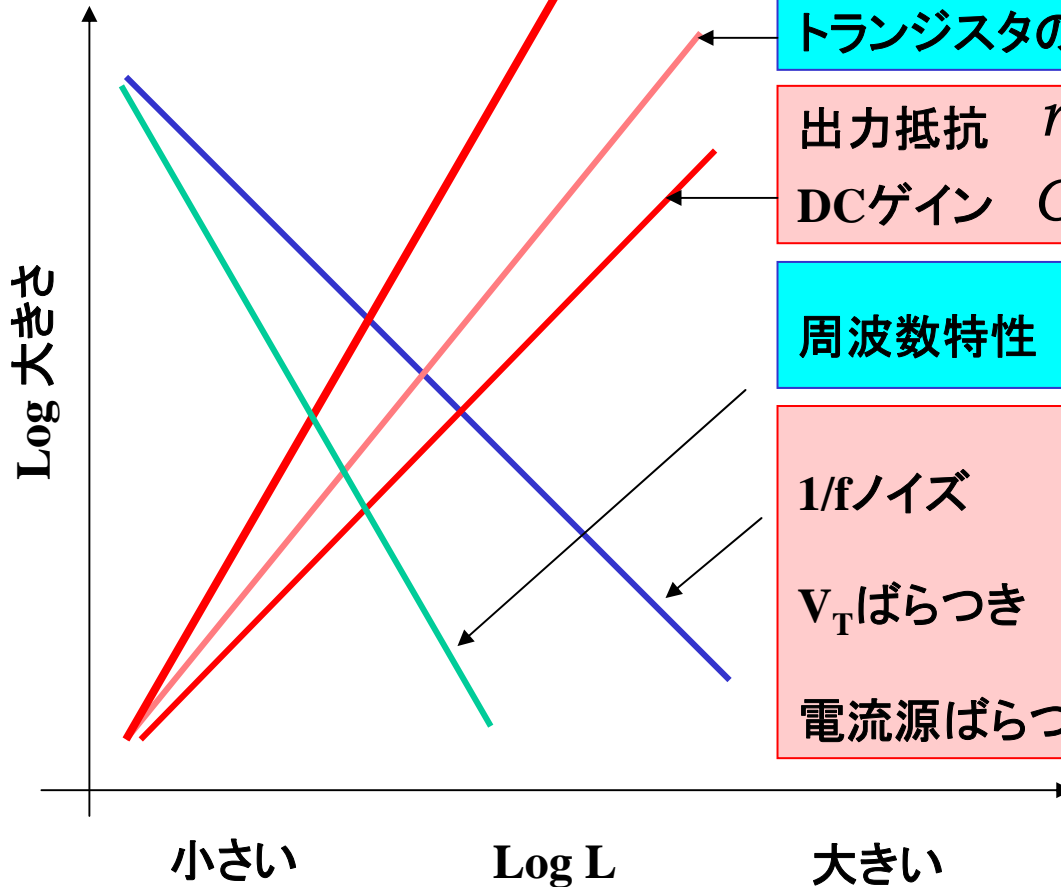
参考文献

- P.R.Gray, P.J.Hurst, S.H. Lewis, R. G. Meyer, “ Analysis and Design of Analog Integrated Circuits,” Fourth Edition, John Wiley & Sons.
- D. A. Johns, K. martin, “Analog Integrated Circuit Design,” John Wiley & Sons.
- B. Razavi, “ Design of Analog CMOS Integrated Circuits,” McGraw-Hill.
- P. E. Allen, D. R. Holberg, “CMOS Analog Circuit design,” Second Edition, OXFORD University Press.
- R. J. Baker, H. W. Li, D. E. Boyce, “CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation,” IEEE Press.
- R. Gregorian, “Introduction to CMOS OP-AMPS and Comparators,” John Wiley & Sons.
- J. H. Huijsing, “Operational Amplifiers, Theory and Design,” Kluwer Academic Publishers.

TRパラメータの決め方

Lにより性能が変わる。
 さまざまな考慮で最適点を決めていく。

W/L比は求まったがどのようにして、W,Lを決めるか？



ゲート容量 $C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} L W \propto L^2$

トランジスタの面積 $S \approx L^{1.3}$

出力抵抗 $r_o \approx L$

DCゲイン $G = g_m r_o \propto L$

周波数特性 $\omega_T \propto \frac{g_m}{C_p + C_{ox} L^2 + G C_{gd} L}$

1/fノイズ $V_n \propto \frac{1}{\sqrt{LW}} \approx \frac{1}{L}$

V_T ばらつき $\Delta V_T \propto \frac{1}{\sqrt{LW}} = \frac{1}{\sqrt{\alpha} L} \quad \therefore \alpha \equiv \frac{W}{L}$

電流源ばらつき $\frac{\Delta I_{ds}}{I_{ds}} = \frac{2\Delta V_T}{V_{eff}} \approx \frac{\sigma_{VT}}{L} \sqrt{\frac{2\mu C_{ox}}{I_{ds}}}$

Lの決定

通常的设计法のテキストではW/Lの決定までは述べている。
しかし、これは比率であり、実際にL,Wを決定するのはどうしたら良いか。

回路の仕様とゲート長Lの関係を見してみる

トランジスタ面積 $S \approx LW = L^2 \left(\frac{W}{L} \right)$

ゲート容量 $C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} LW = \frac{2}{3} C_{ox} L^2 \left(\frac{W}{L} \right)$

カットオフ周波数 $f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_p)} \approx \frac{2I_{ds}}{2\pi\left(\frac{2}{3}C_{ox}LW + C_p\right)V_{eff}}$
 $\approx \frac{I_{ds}}{\pi\left(\frac{2}{3}C_{ox}L^2\left(\frac{W}{L}\right) + C_p\right)V_{eff}}$

これらはすべてゲート長Lを短くした方がその2乗に比例して良くなる

Lの決定

V_T ばらつき

$$\Delta V_T = \frac{1}{C_{ox} \sqrt{LW}} = \frac{1}{C_{ox} L \sqrt{\frac{W}{L}}} = \frac{V_{eff}}{L} \sqrt{\frac{\mu}{2C_{ox} I_{ds}}} \quad L \text{に反比例}$$

電流源の電流ばらつき

$$\frac{\Delta I_{ds}}{I_{ds}} = \frac{2\Delta V_T}{V_{eff}} \approx \frac{2}{V_{eff} C_{ox} \sqrt{LW}} = \frac{2}{V_{eff} C_{ox} L \sqrt{\frac{W}{L}}} = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{2\mu C_{ox}}{I_{ds}}} \quad L \text{に反比例}$$

1/fノイズ

$$V_{nf} = \sqrt{\frac{K_F}{C_{ox} LW} \frac{\Delta f}{f}} = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{K_F}{C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} \frac{\Delta f}{f}} \quad L \text{に反比例}$$

ドレインコンダクタンス g_{ds}

$$g_{ds} = \lambda I_{ds} = \frac{K_{ds} I_{ds}}{2L \sqrt{V_{ds} - V_{eff} + \phi_0}} \quad L \text{に反比例}$$

バラツキ、1/fノイズ、ドレインコンダクタンスを良くするにはゲート長Lを長くする

g_b

バックゲート電圧が変化しても I_{ds} は変化する。この係数が g_b である。

$$g_b \equiv \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{bs}} \approx (n-1)g_m$$

