

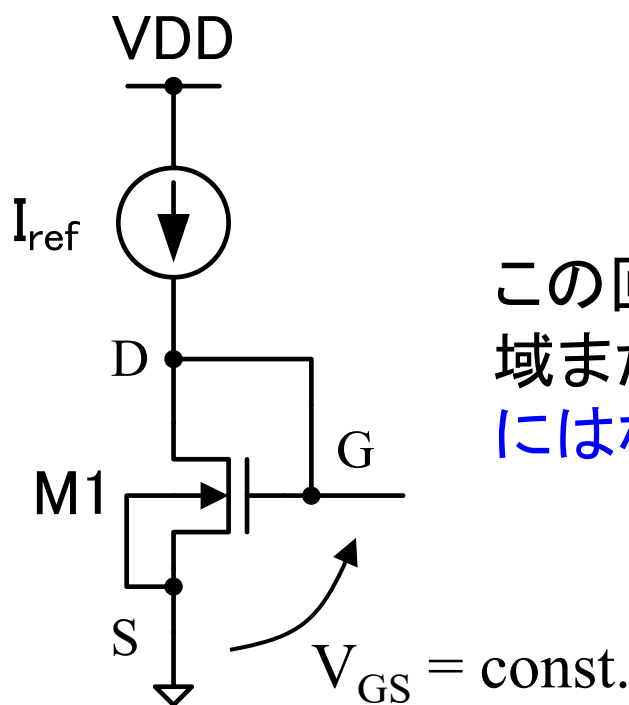
第6章 電圧増幅回路

基本増幅回路の設計と特性解析

最も基本的なアナログ要素回路

6.1 カレントミラー

ダイオード接続MOSFET (Diode-connected transistor)



$$V_{DS} = V_{GS} \text{ より}$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{Tn}$$

この回路は常にサブスレッショルド領域または飽和領域で動作（線形領域にはならない）。飽和領域動作の場合、

$$I_{ref} = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2$$

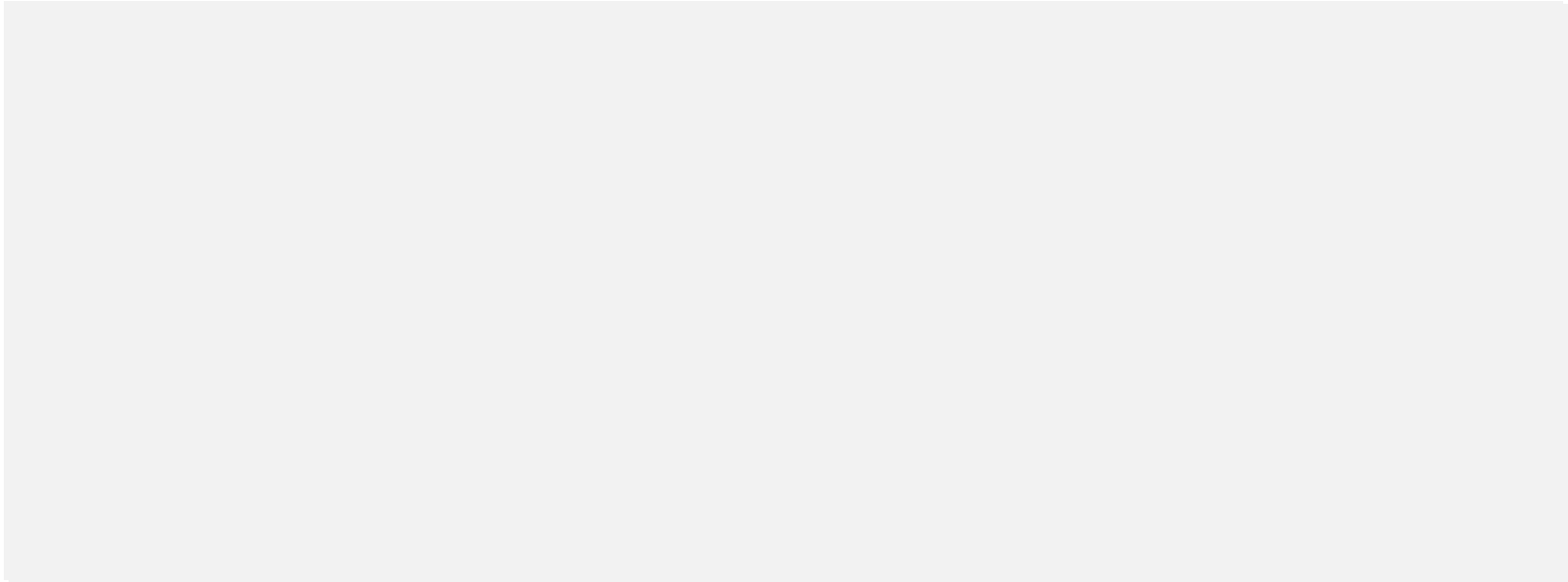
$$V_{GS} = V_{Tn} + \sqrt{\frac{2I_{ref}}{\beta_n}} = V_{Tn} + V_{OV}$$

よく使うので記憶しておくとお便利

I_{ref} に相当する V_{GS} を出力する回路

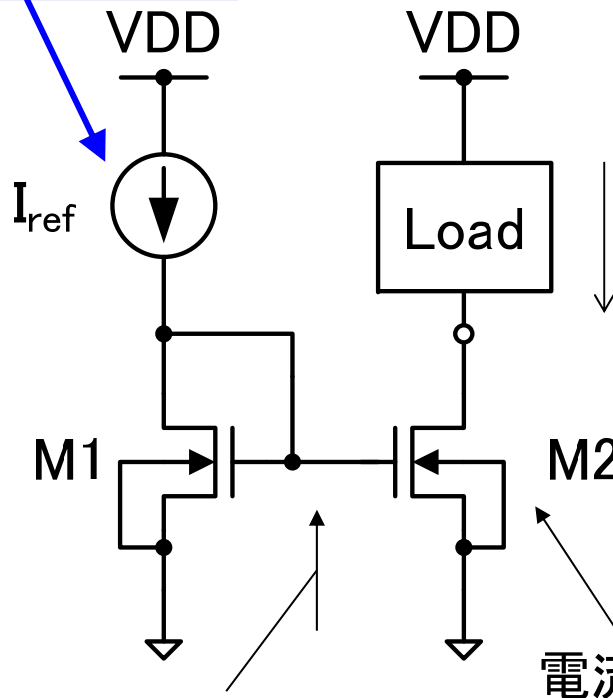
クイズ

なぜ、ドレインとゲートを接続する必要があるのでしょうか。



カレントミラー (Current mirror)

基準電流源
(Current reference)



$$V_{GS} = V_{Tn} + V_{OV}$$

M2が飽和領域にある場合を考える (線形領域ではM2が電流源として動作しない)

$$I_{out} = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2$$

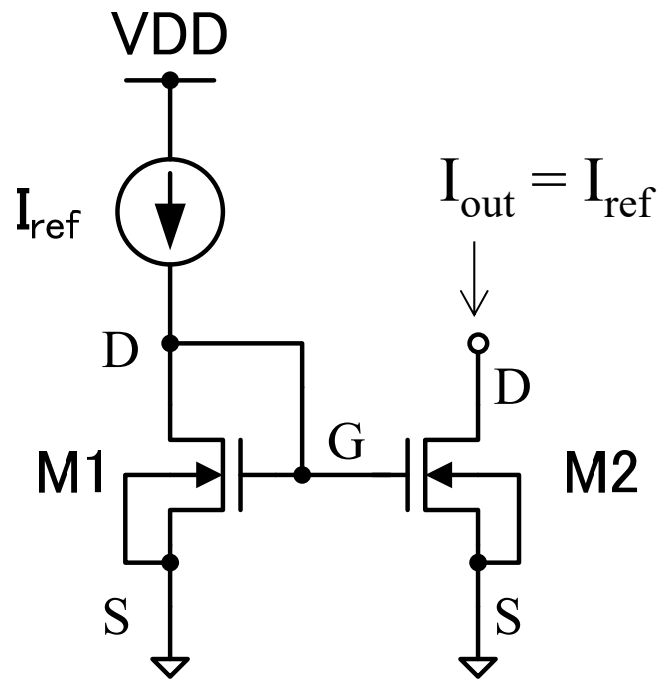
$$I_{ref} = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2$$

電流源 $I_{out} = I_{ref}$

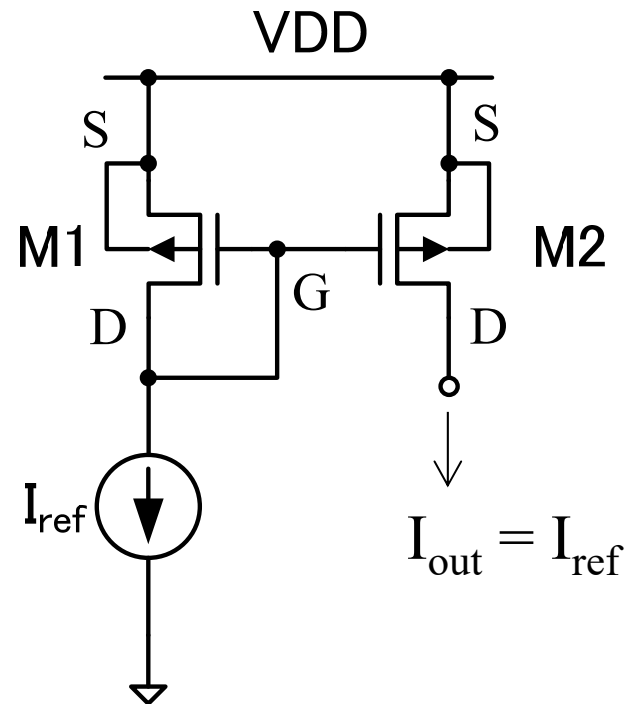
M2は、飽和領域にある限り電流値 I_{ref} の直流電流源として動作する

(注) M1, M2などの記号は、MOSFETを見分けるラベル。

カレントシンクとカレントソース



Current sink



Current source

クイズ

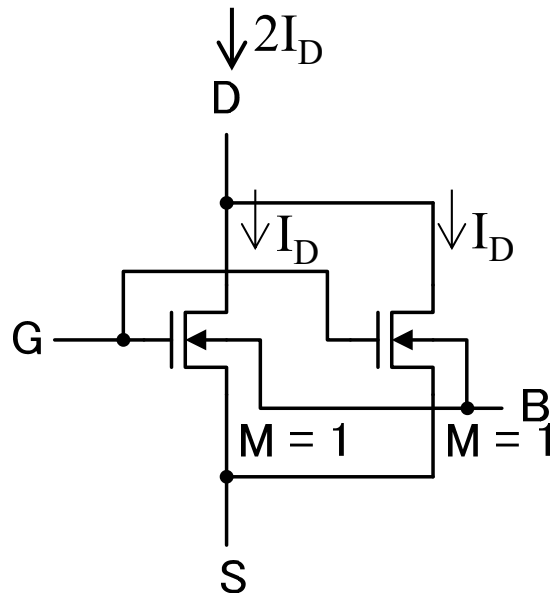
M1のドレインに接続された電流源 I_{ref} を、直接Loadに繋がらないでカレントミラーを使うのは何故？

答えは、この後の説明を見て自分で考えよう。

並列接続数

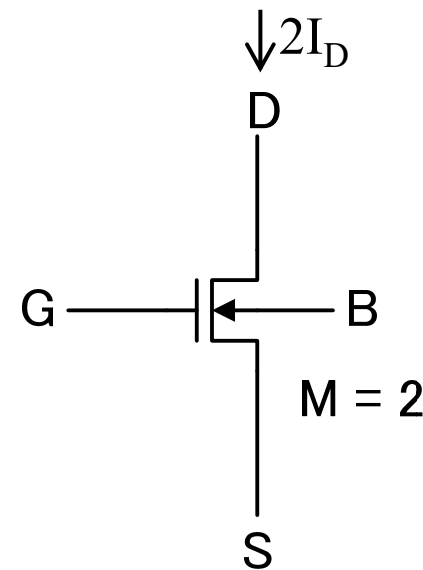
- MOSFETの並列接続数を表すパラメータMはフィンガー数またはMultiplier(乗数)とも呼ばれる(本科目では分かり易い並列接続数の用語を使用する)
- 電子回路シミュレータにパラメータMを設定すると、M個のMOSFETを並列接続してシミュレーションが行われる(デフォルト値は $M = 1$)

実際の配線



=

回路図表記



並列接続数MとMOSFET特性の関係

$$M = 1$$

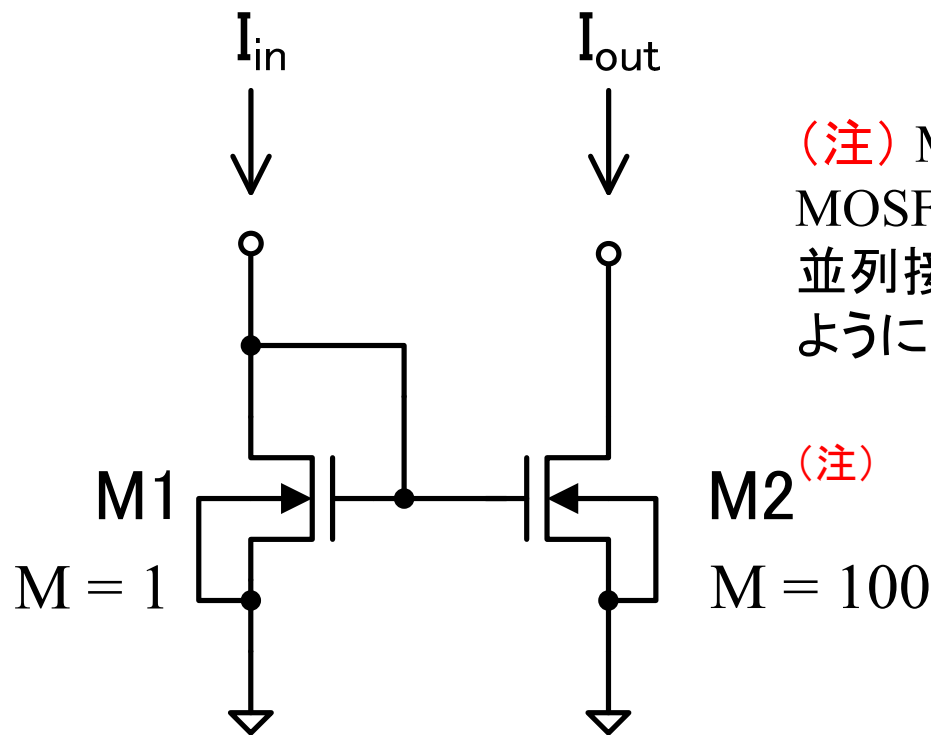
$$M = K$$

$$I_D = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \quad \Rightarrow \quad I_D = K \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2$$

- Mを変えることにより、電圧を変更せずに電流 I_D を整数倍できる
- Mの変更によって正確な整数比の I_D が得られて好都合な場合が多い

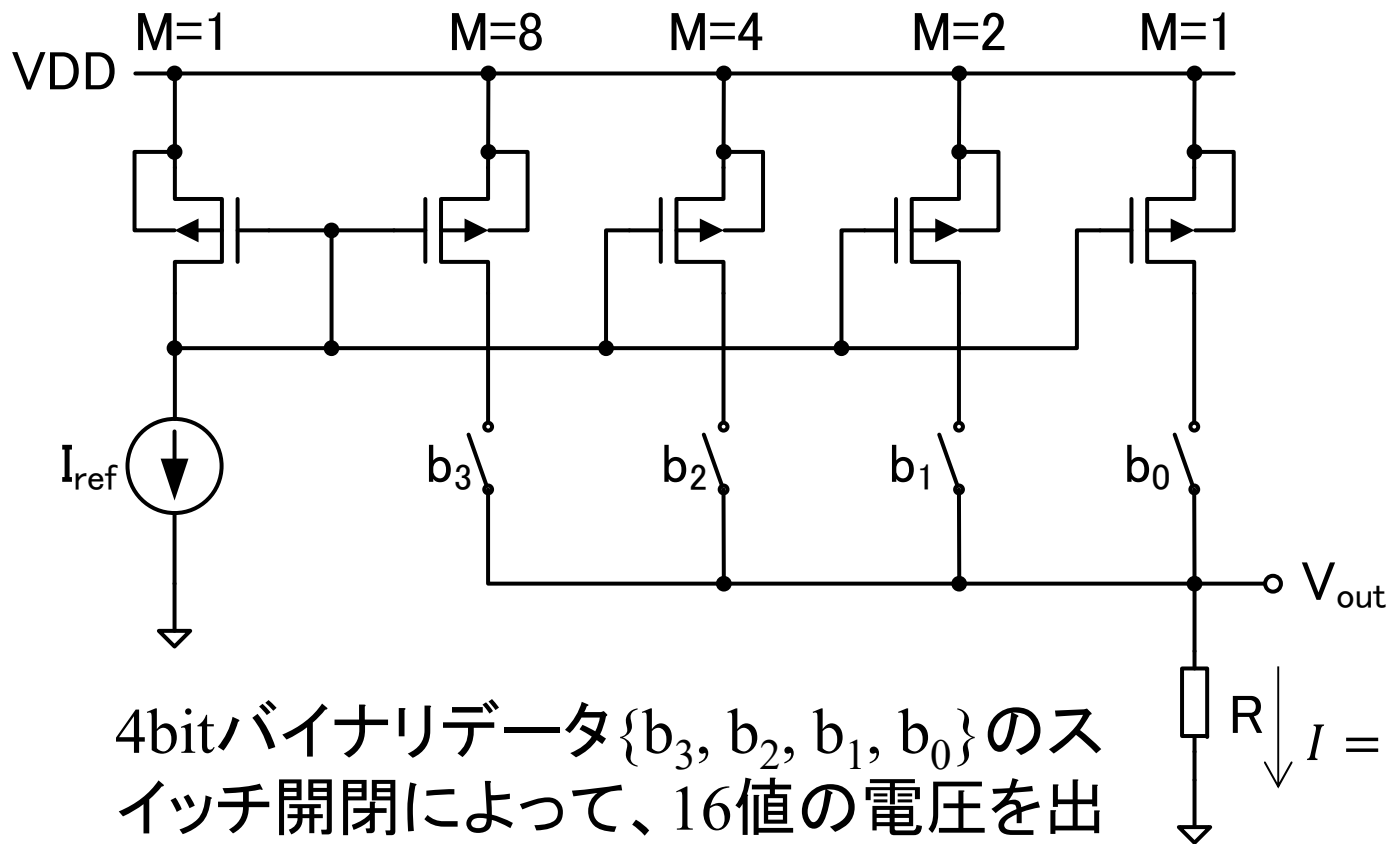
並列接続数Mによるカレントミラー 電流の変更

$$I_{out} = 100I_{in}$$

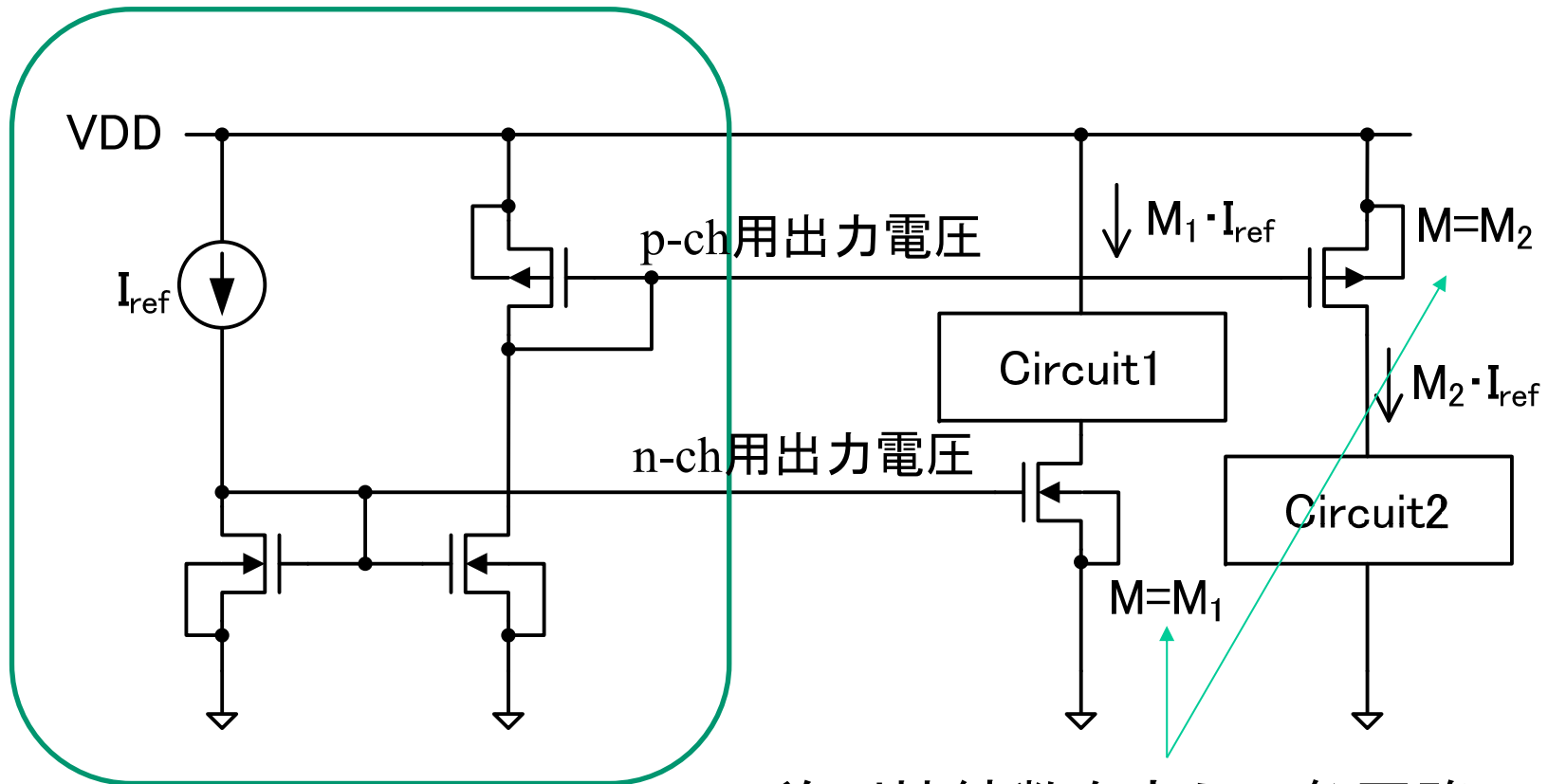


(注) M1, M2などの記号は、MOSFETを見分けるラベル。並列接続数は、 $M = 100$ のように表記する。

並列接続数Mの応用例 (DAC, Digital-to-analog converter)



バイアス回路(Bias circuit)

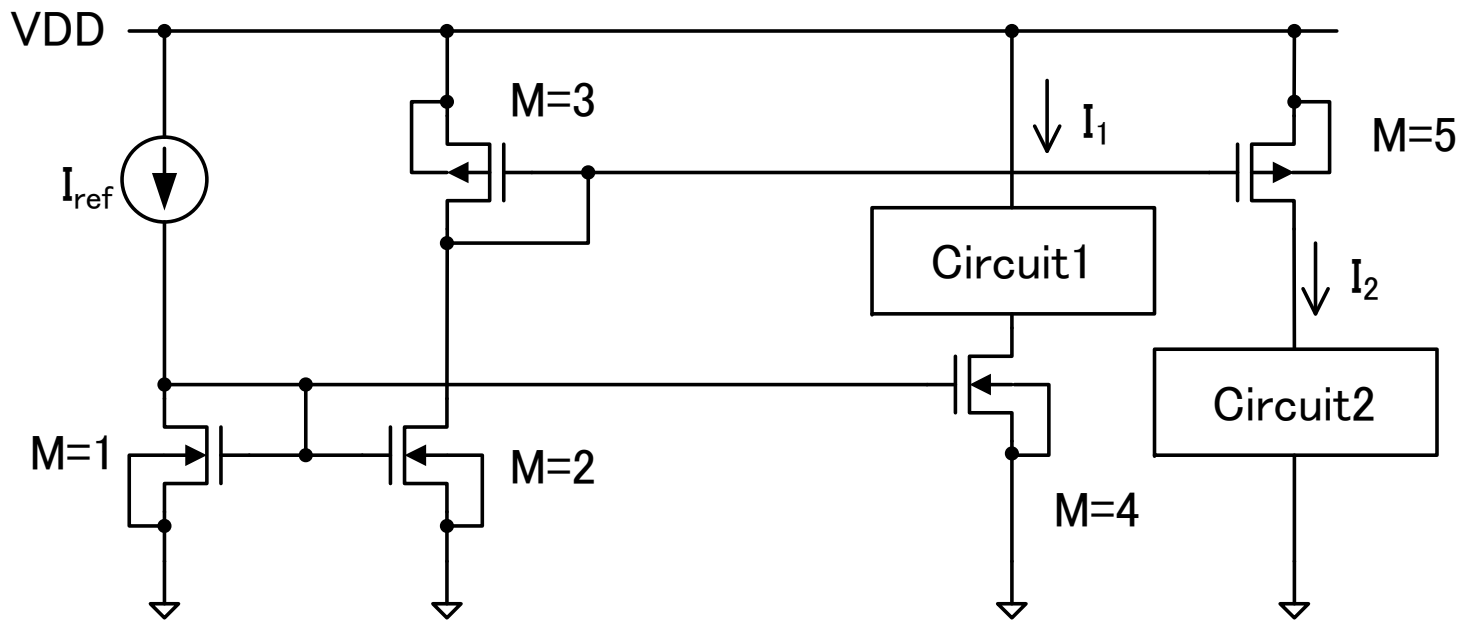


バイアス回路

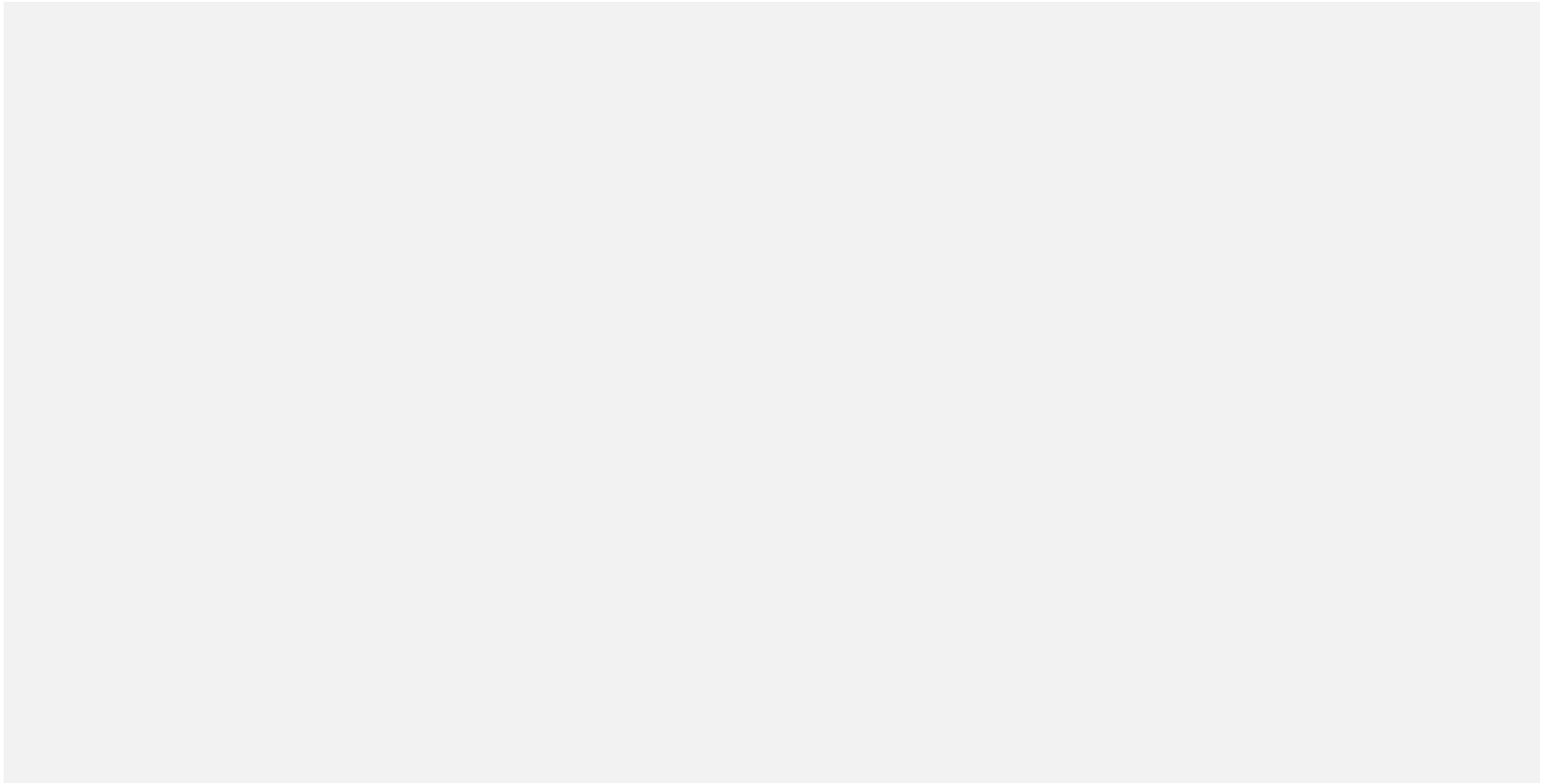
並列接続数を変えて各回路に適切なバイアス電流を与える。

クイズ

Circuit1とCircuit2に流れる電流 I_1 , I_2 の大きさを求めよ。



クイズの解答

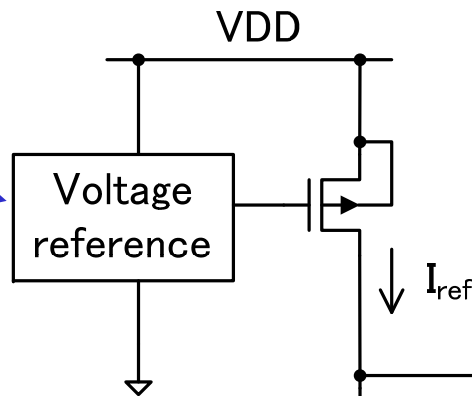


基準電圧回路(Voltage reference)

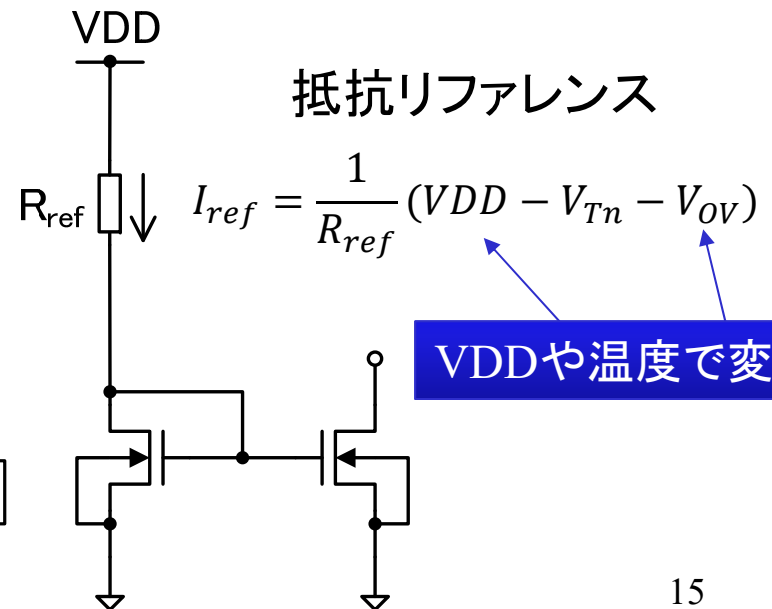
カレントミラーの基準電流源 I_{ref} の実現方法

- 電源電圧VDDや温度の影響を受けない基準電圧回路によって生成(製品化する場合)
- 抵抗によって電流 I_{ref} を決定(電源電圧や温度の変動がない場合)
- 外部計測器から正確な電流を供給(試作や実験の場合)

VDDや温度で変化しない



基準電圧回路の動作原理はやや複雑なのでここでは省略



VDDや温度で変化

6.1節のまとめ

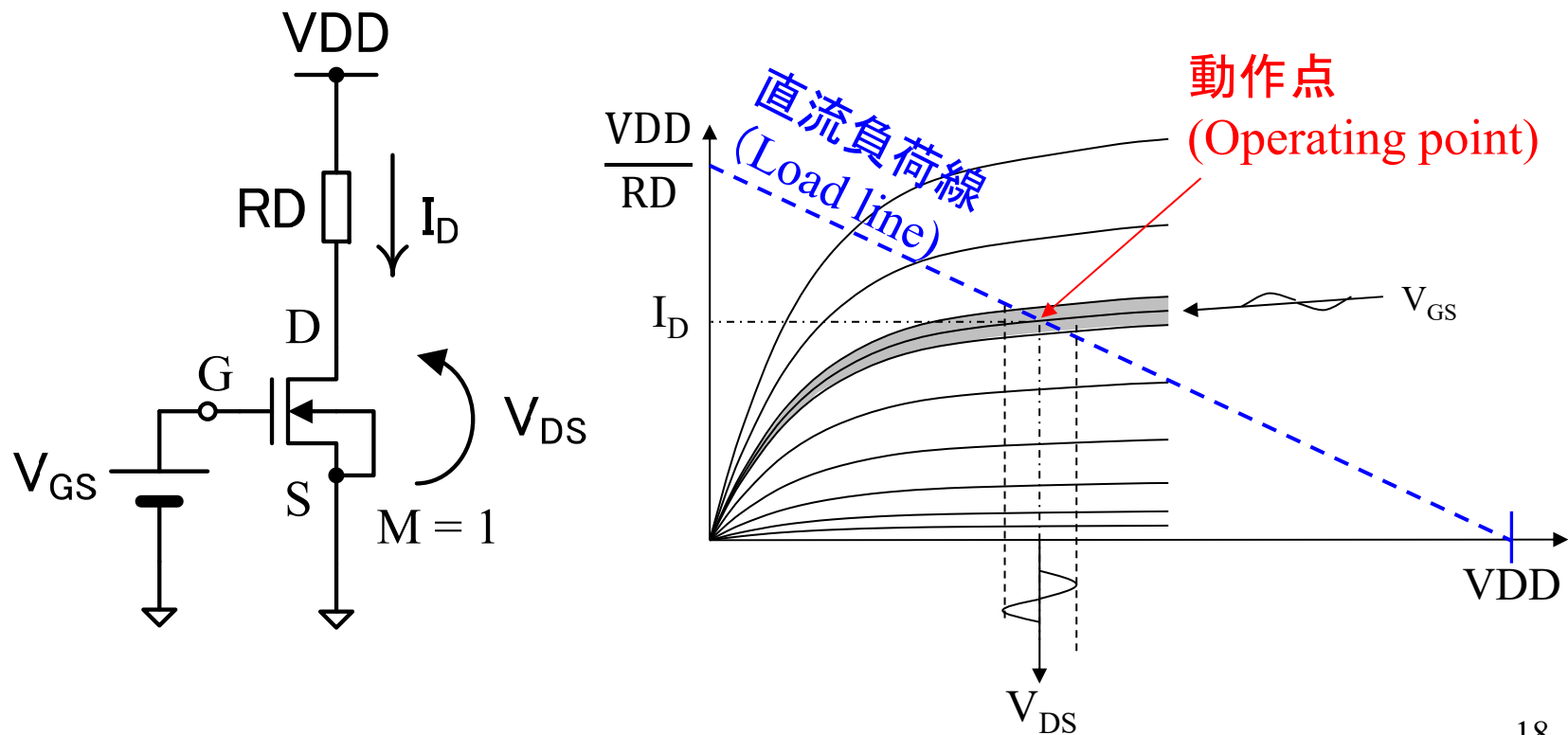
- ダイオード接続MOSFETと電流源MOSFETの組み合わせによりカレントミラーが構成される
 - 左右のMOSFETの β 比に応じた電流出力が得られる
 - n-ch MOSFETのカレントミラーは電流シンク、p-ch MOSFETのカレントミラーは、電流ソースとして動作する
- フィンガー数Mを変更することによりMOSFETのパラメータ β を整数倍に変更することができる
- バイアス回路により、各MOSFETにバイアス電流を正確に与えることができる
- カレントミラーの基準電流 I_{ref} を生成する回路として、基準電圧回路が使用される
 - 基準電圧回路の出力電圧は、電源電圧VDDや温度が変わっても変化しない(その必要が無ければ抵抗等で代用してもよい)

最も基本的な電圧増幅回路

6.2 ソース接地増幅回路

抵抗負荷ソース接地増幅回路

ソース接地増幅回路(Common-source amplifier, CS amplifier)
=MOSFETのソースを基準電位とした増幅回路



バイアスの決定手順

V_{DD} , R_D , V_{DS} , V_{GS} の変数があり、通常、 V_{DD} は事前に決まっている。残りの3変数を決定する手順は2とおり考えられる。

直流負荷線を調整する方式

1. V_{GS} または V_{OV} が与えられている
2. MOSFET の特性式より V_{GS} に対応する I_D を計算
3. 出力動作点電圧 V_{DS} を決定
4. 直流負荷線により R_D を決定

I_D - V_{DS} 特性を調整する方式

1. R_D が与えられている
2. 出力動作点電圧 V_{DS} を決定
3. 直流負荷線により動作点の I_D を計算
4. MOSFET の特性式より I_D を流すのに必要な V_{GS} を計算

動作点の設計(復習)

V_{OV} に対する、バイアス電流 I_D は、

$$I_D = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2 = \frac{\beta_n}{2} V_{OV}^2$$

V_{OV} に対する、入力バイアス電圧 V_{GS} は、

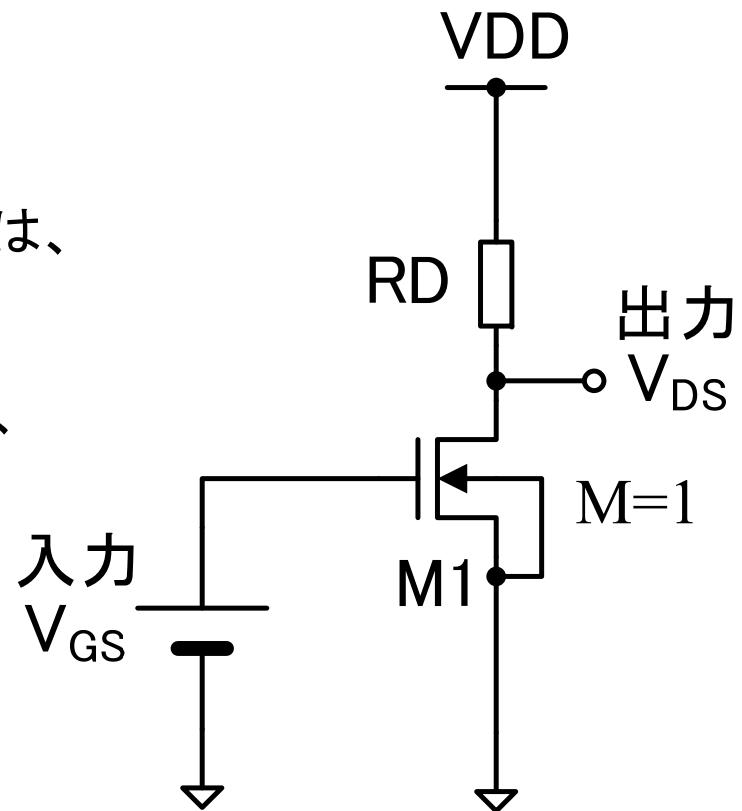
$$V_{GS} = V_{Tn} + V_{OV}$$

出力端子電圧が上下に振れるように、

出力動作点を $V_{DS} = \frac{VDD}{2}$ とするとき、

$$V_{DS} = \frac{VDD}{2} = VDD - RD \cdot I_D$$

$$RD = \frac{VDD}{2I_D}$$



(注意) 回路の解析式や計算手順は、回路や制約条件によって異なるので、丸暗記しないで、毎回必要に応じて求めてください。

V_{OV} の値について

前章で学んだように、RDが大きいほど電圧利得が大きくなる。

$$Gain = -g_m \cdot RD = -\sqrt{2\beta_n I_D} RD = \sqrt{\beta_n VDD \cdot RD}$$

しかし、RDを大きくすると、 V_{OV} が小さくなる。

$$V_{OV} = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta_n}} = \sqrt{\frac{VDD}{\beta_n RD}}$$

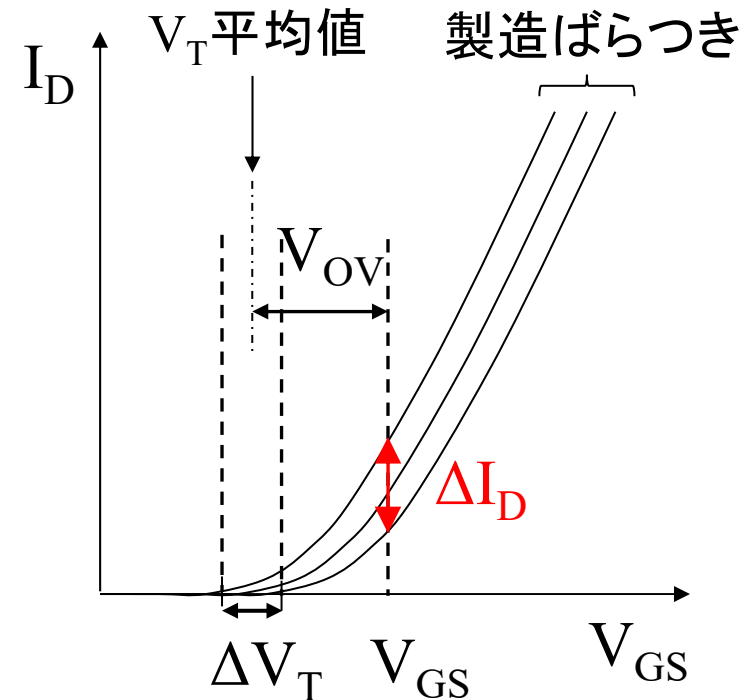
V_{OV} が小さくなるとMOSFETの製造ばらつき(次スライド参照)の影響が大きくなり、回路が動作しない確率が増える(歩留まりが下がる)ため、あまり小さな値にしない。

$V_{OV} = 150\text{mV} \sim 300\text{mV}$ ぐらい(典型的には $V_{OV} = 200\text{mV}$)となるように入力バイアス電圧 V_{GS} を設定する。

V_T の製造ばらつき

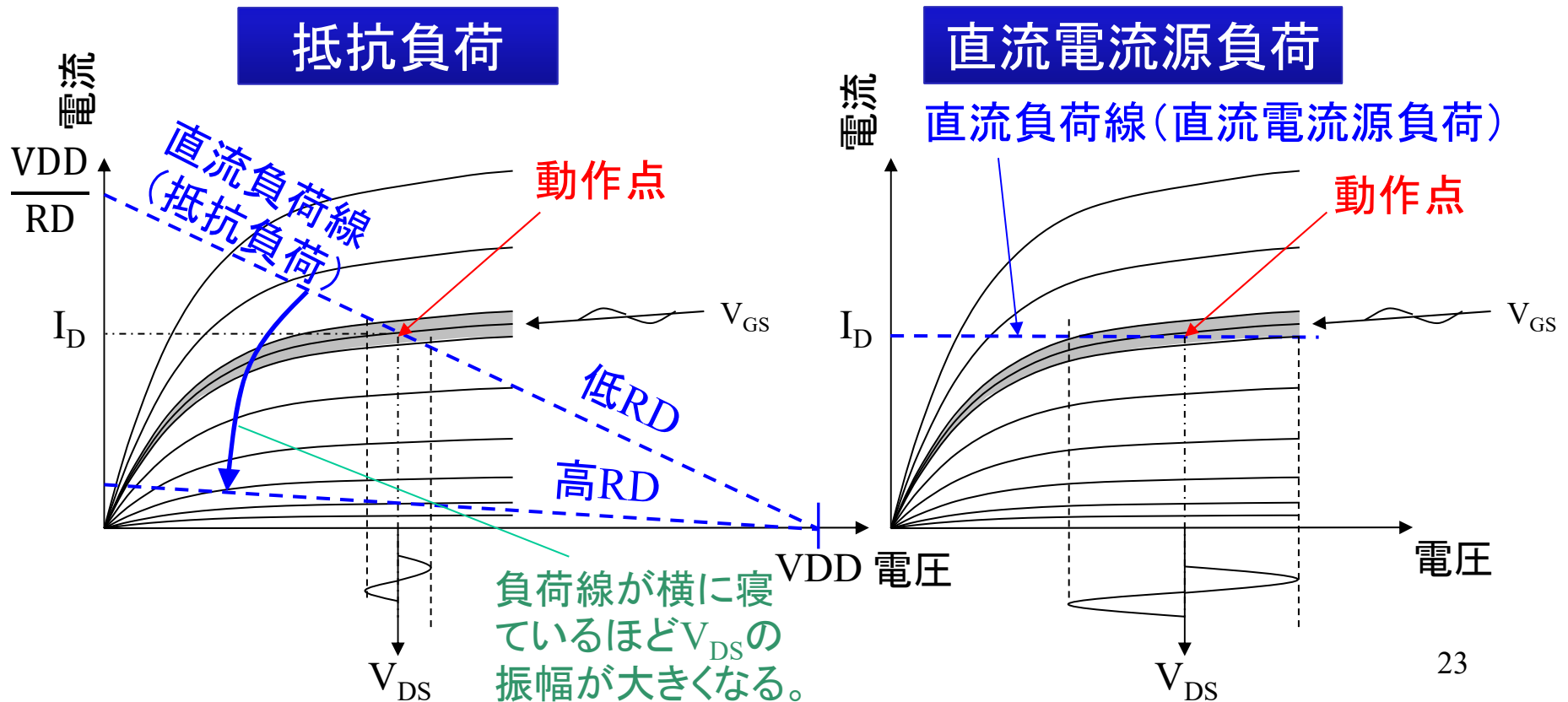
MOSFETの閾値電圧 V_T の値は、数10mVの標準偏差で製造ばらつきがある(微細化するほどばらつきが出やすい)。

V_{OV} が小さい(V_{GS} が V_T に近い)と、ドレイン電流の相対誤差 $\Delta I_D/I_D$ が大きくなり、 g_m , g_{ds} 等の回路特性が変動するため、 V_{OV} は、 V_T ばらつきに比べて十分大きな値にする必要がある。



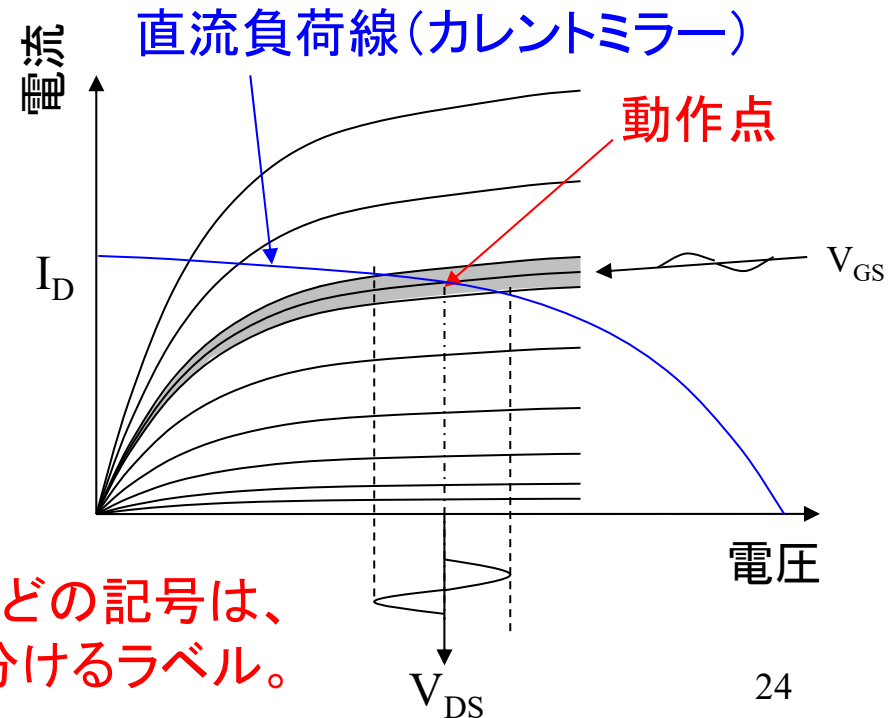
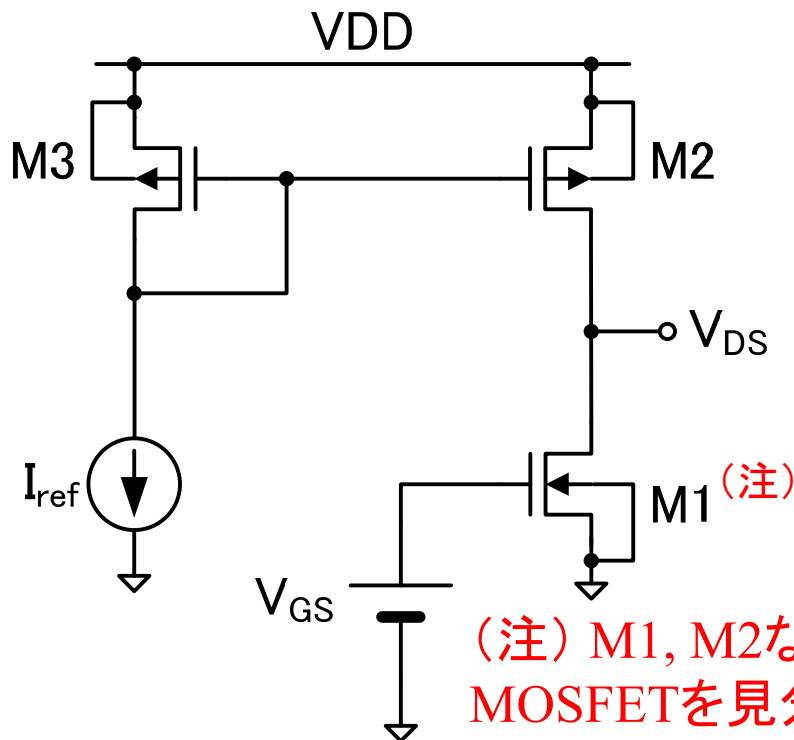
直流電流源負荷ソース接地増幅回路

抵抗負荷では、 R_D を大きくすると電圧利得が大きくなる。しかし、 I_D が小さくなり、サブスレッショルド領域に入るか、または、 V_{OV} が下がりすぎてMOSFET特性ばらつきの影響を受けやすくなる。直流電流源を負荷にすると、問題が発生しない。



カレントミラー負荷ソース接地電圧増幅回路

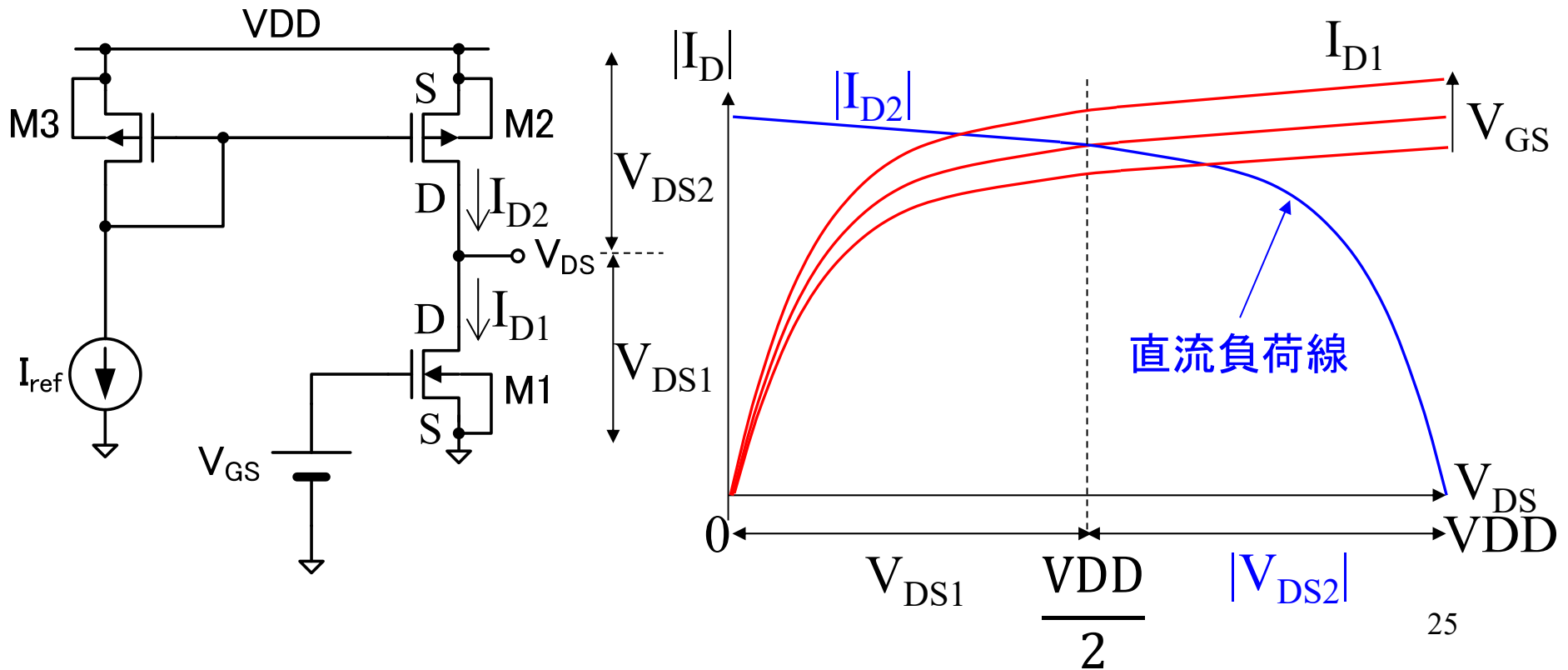
直流電流源負荷の代用として、カレントミラー(M5とM2)を使用し、 I_D を下げずに電圧利得(V_{DS} の電圧振幅)を大きくする。



(注) M1, M2などの記号は、MOSFETを見分けるラベル。

カレントミラー負荷ソース接地増幅回路の出力動作点

$|I_{D2}| = I_{D1}$ なので(赤カーブと青カーブの交点が動作点)、 V_{GS} を調整して、出力動作点のバイアス電圧を $V_{DS1} = |V_{DS2}| = VDD/2$ に調整する。



6.2節のまとめ

- 電圧増幅回路は、電流を制御するMOSFETと電流→電圧変換素子で構成される
- 電流-電圧変換回路は、抵抗負荷を使う方法と直流電流源負荷を使う方法がある
- 直流電流源負荷の代わりとして、MOSFET負荷が使用される
 - 入力MOSFETがn-chの場合は、MOSFET負荷にp-chを使用する
 - 入力MOSFETがp-chの場合は、MOSFET負荷にn-chを使用する
- 出力に適切な出力動作点 V_{DS} を設定するために、適切な入力バイアス電圧 V_{GS} を加える必要がある
 - 入力バイアス電圧 V_{GS} に応じて、MOSFETの電流 I_D が決定される
 - MOSFETの V_T ばらつきの影響を避けるため、通常、 $V_{OV} = V_{GS} - V_T = 0.15V \sim 0.3V$ 程度の範囲に収める

バイアスの方式と回路の安定性

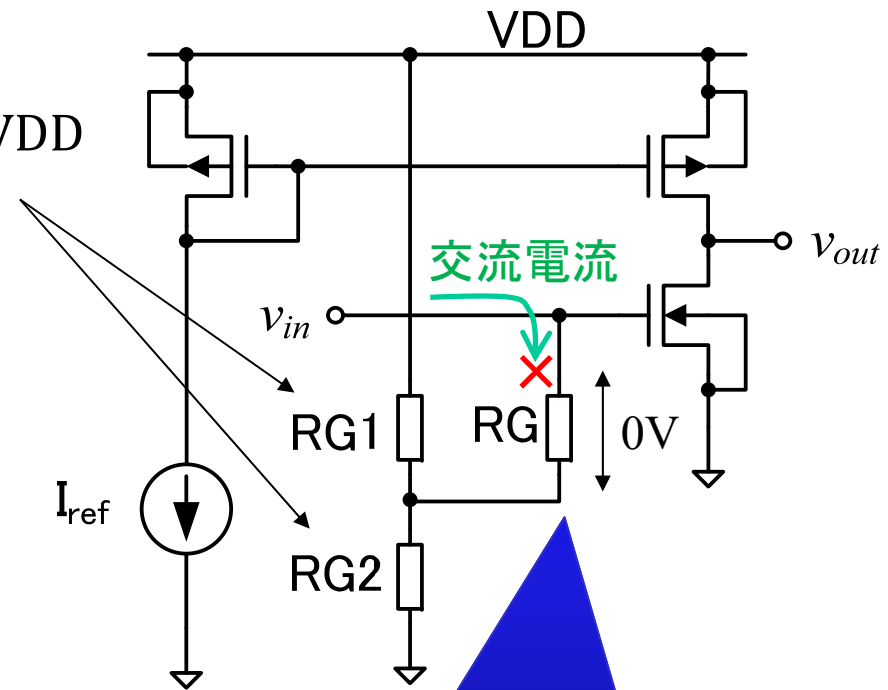
6.3 バイアスの方法

固定バイアス(定電圧バイアス)

MOSFETに入力バイアス電圧 V_{GS} を与える簡便な方法として、VDDを抵抗で分圧する(固定バイアス)。

$$V_{GS} = V_{Tn} + V_{OV} = \frac{RG2}{RG1 + RG2} VDD$$

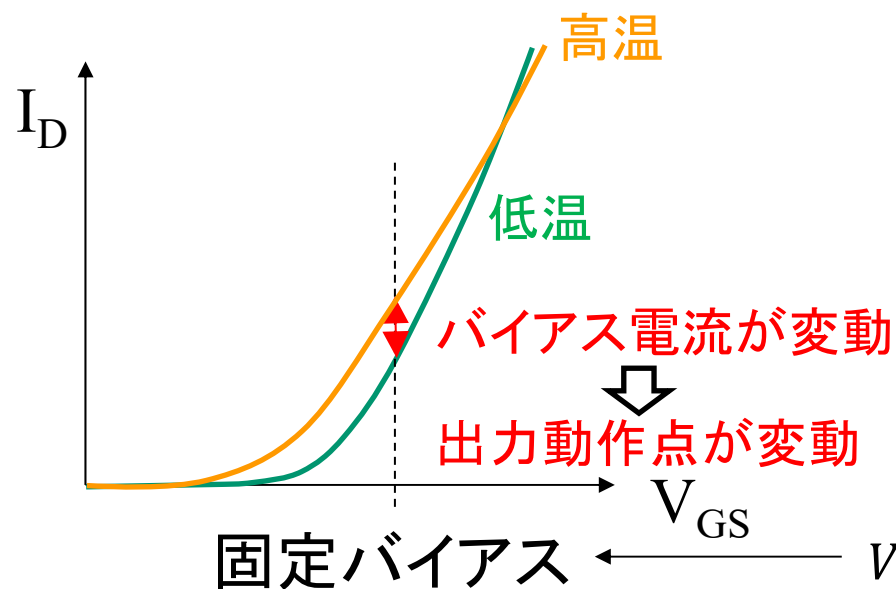
RG1とRG2で、 V_{GS} として必要な電圧値を設定し、RGを通して、M1のゲートに接続する。MOSFETのゲート電極には、直流電流が流れないのでRGの直流電圧 = 0V



RG: 交流電流が流れない大きい抵抗値(交流電圧は加わる)。

動作点の温度安定性

MOSFET(半導体全般)の特性は、温度に敏感なので、常に正常動作させるためには、工夫が必要になる。このため、 V_{GS} を一定とする**固定バイアス**は、実用回路には使用しない。



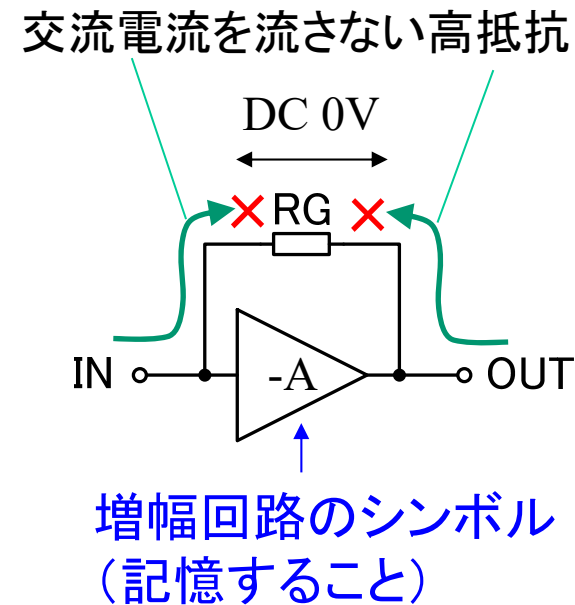
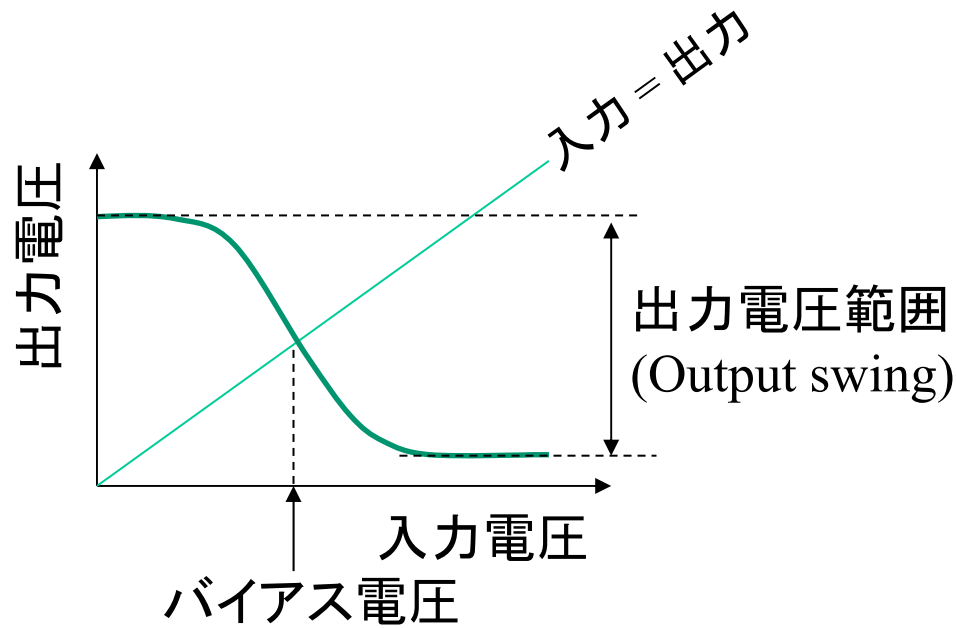
安定化手法

- 電圧帰還バイアス
- 電流帰還バイアス
- MOSFETバイアス

$$V_{GS} = \frac{RG2}{RG1 + RG2} VDD$$

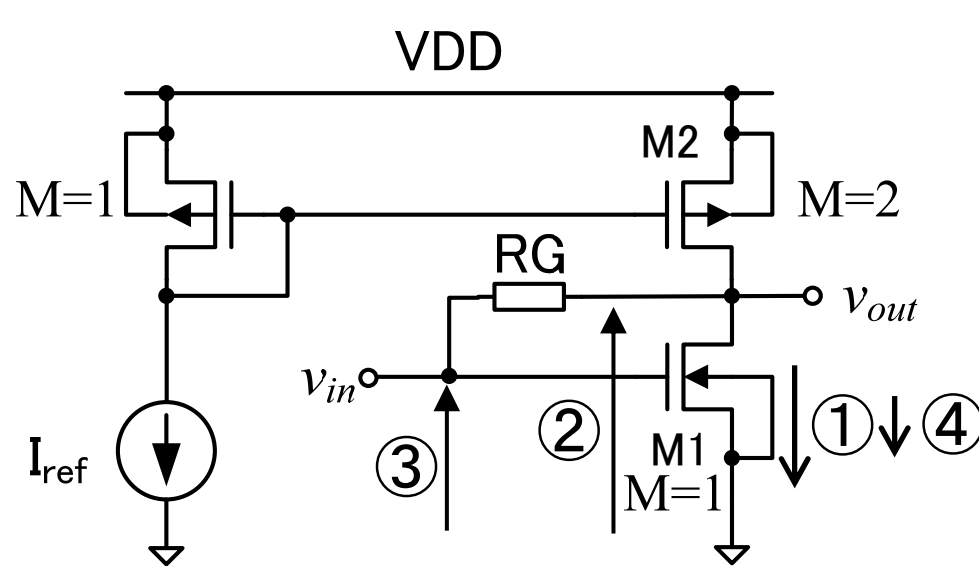
電圧帰還バイアス

MOSFETのゲート端子には直流電流が流れないので、反転増幅器の入力と出力を抵抗を介して接続すると、入出力の直流バイアス電圧が一致する電圧にバイアスが設定される。出力-入力間の信号電流を遮断するため、高い抵抗値を使用する。



電圧帰還バイアスの回路例

MOSFETのゲートには直流電流が流れないので、 V_{DS} と V_{GS} が一致する。 V_{DS} が変化すると、同じ電圧変化が V_{GS} にフィードバック(帰還)される。

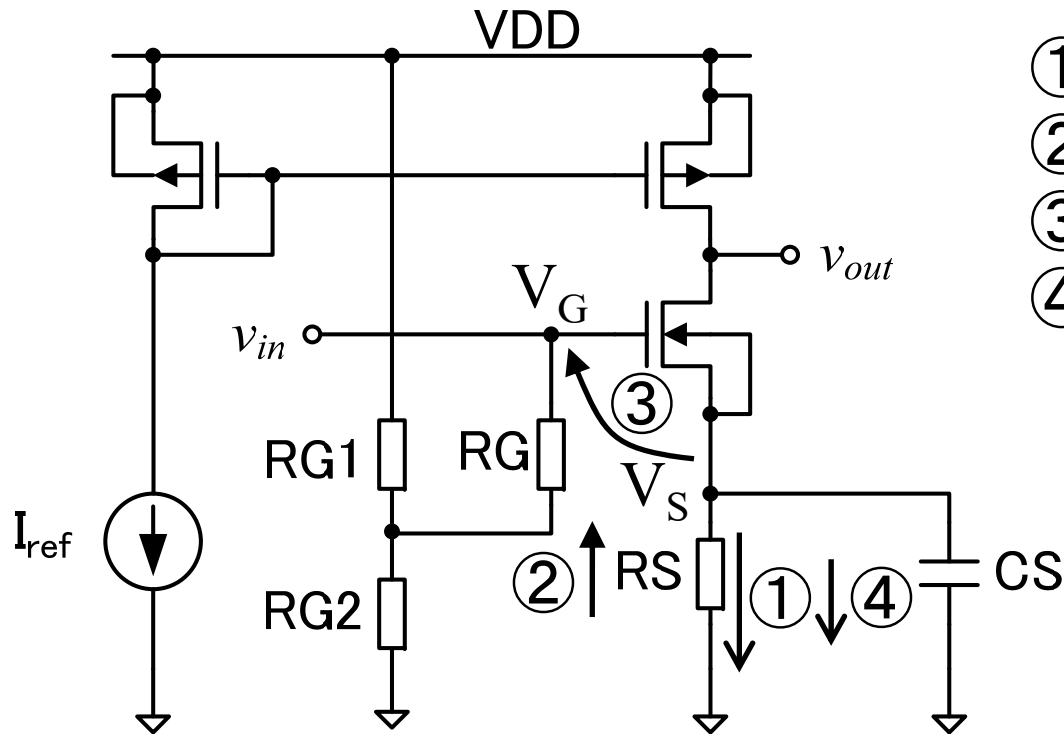


- ① I_D の増加
- ② V_{DS} の減少
- ③ V_{GS} の減少
- ④ I_D の減少

出力バイアス電圧 V_{DS} と入力バイアス電圧 V_{GS} が一致するので、出力バイアス電圧は自由に変更できない(並列接続数で粗く変えることは可能)。

電流帰還バイアス

I_D の変化を検出する抵抗 R_S を挿入し、 V_{GS} にフィードバック (帰還) させる。



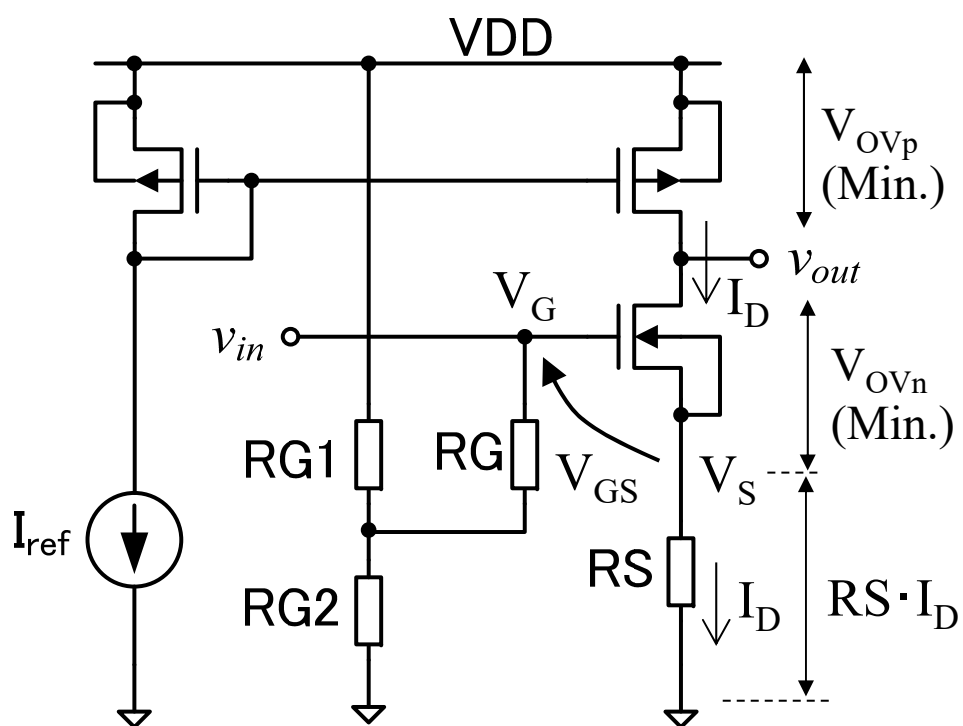
- ① I_D の増加
- ② $V_S = R_S \cdot I_D$ の増加
- ③ $V_{GS} = V_G - V_S$ の減少
- ④ I_D の減少

重要

CS: 交流電流だけを通過させるバイパスキャパシタ (Bypass capacitor)。RS による出力振幅減少を防ぐ。

$1/\omega CS \sim 0$ となるよう十分大きいCSを用いる。

電流帰還バイアスの設計



(直流設計なのでCSは外した)

$$I_D = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2 = \frac{\beta_n}{2} V_{OV}^2$$

$$V_S = RS I_D$$

$$V_G = V_{GS} + V_S = V_{Tn} + V_{OV} + \boxed{RS \cdot I_D}$$

$$= \frac{RG2}{RG1 + RG2} VDD$$

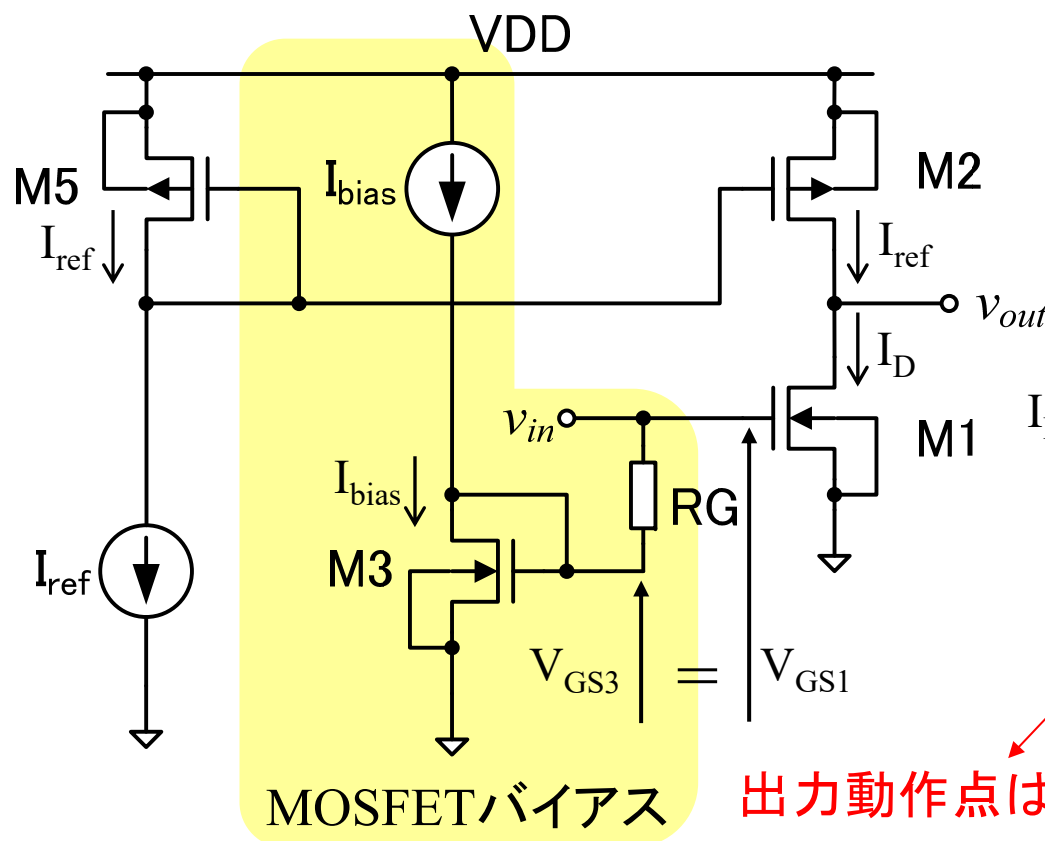
変更点

RSが大きいほど微少な電流変化を検出できるので、高精度に安定化できるが、 V_{DS} が小さくなりすぎて $V_{DS} < V_{OV}$ となる恐れがある(飽和領域でなくなる)。

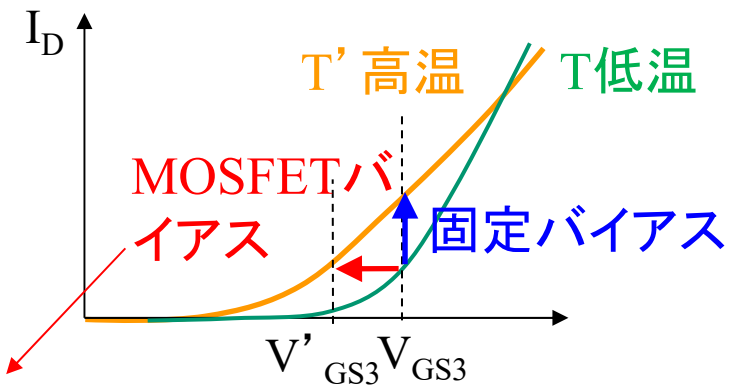
$RS \cdot I_D < VDD - (V_{OVp} + V_{OVn})$ に注意。

MOSFETバイアス(定電流バイアス)

温度に依存しない参照電流源 I_{ref} を使ったカレントミラーで、 I_D が一定になるようにバイアス V_{GS} を変化させる。温度依存性を打ち消す仕組みを、**温度補償 (Temperature compensation)**という。



$V_{GS1} = V_{GS3}$ なので、M1, M3
が同じ温度特性であれば、
温度や電源電圧によらずM1,
M3に同じ電流 $I_D = I_{bias}$ が流
れる。



出力動作点は変えない。

MOSFETバイアスの設計

M1の V_{OV} (約200mV)が与えられたとする。

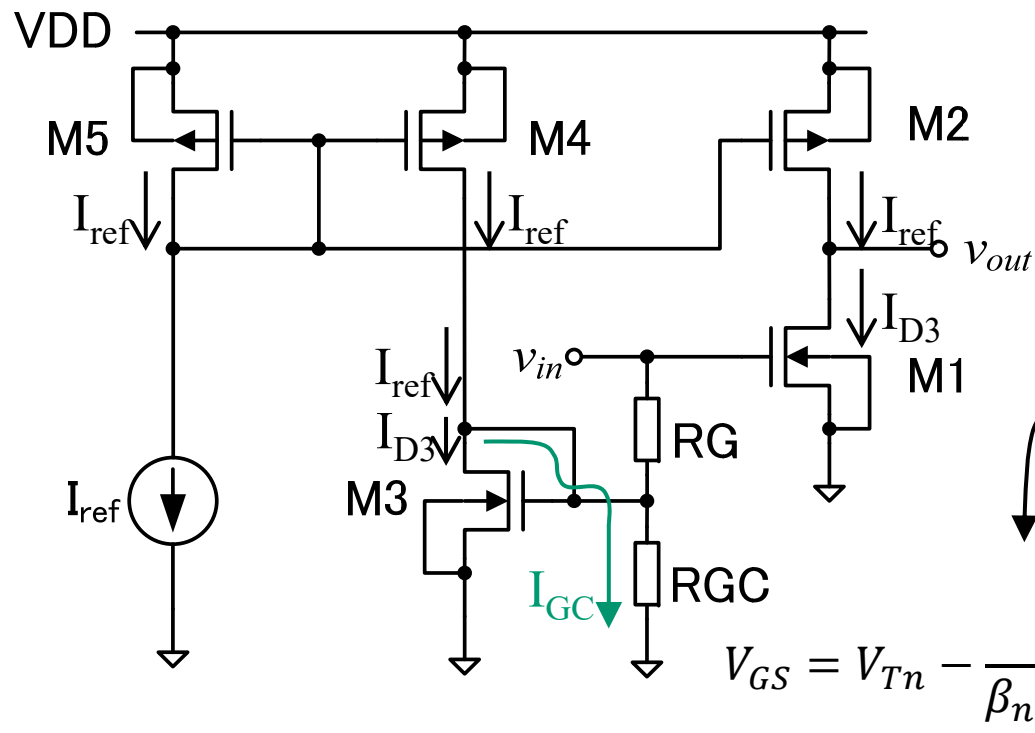
$$I_{D1} = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS1} - V_{Tn})^2 = \frac{\beta_n}{2} V_{OV1}^2$$

$I_{bias} = I_{D1}$ となるように I_{bias} を設定する。

$I_{D1} = I_{D2}$ で、M1とM2がコンプリメンタリの場合、出力動作点のバイアス電圧は、自動的に $V_{DD}/2$ となる。

MOSFETバイアスは、設計がシンプルで安定性がよい。

(参考) MOSFETバイアスの調整



M3の I_D を減らすと、出力動作点電圧が上昇する(理由は各自考えよう)。

$$\begin{cases} V_{GS} = RGC \cdot I_{GC} \\ I_{D3} = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \\ = I_{ref} - I_{GC} \end{cases}$$

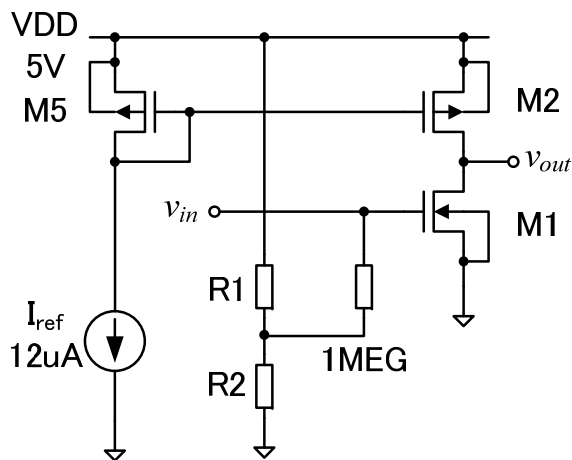
$$V_{GS} = V_{Tn} - \frac{1}{\beta_n RGC} + \sqrt{\frac{2I_{ref}}{\beta_n} + \left(\frac{1}{\beta_n RGC}\right)^2} - \frac{2V_{Tn}}{\beta_n RGC}$$

M2とM1が完全にコンプリメンタリでない場合、 I_{D3} の調整が必要。

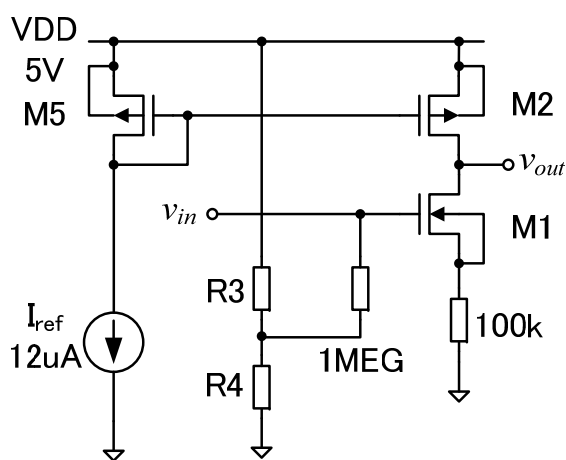
- 集積回路の場合: M3のW/Lを調整(抵抗RGCは不要)
- ディスクリートMOSFETの場合: RGCを追加し、 I_{ref} の一部をRGCに流して、M3の I_D を減らしてやると出力バイアス電圧が上昇。

課題6. 1(1) バイアス回路の設計

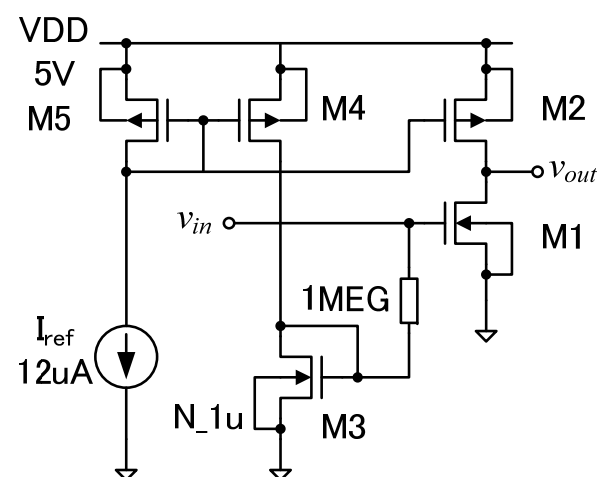
固定バイアス



電流帰還バイアス



MOSFETバイアス



1. $R1, R2, R3, R4$ の値を求めよ。ただし、 $R1 + R2 = 1\text{MEG}$, $R3 + R4 = 1\text{MEG}$ とする。求め方も示すこと。
2. MOSFETバイアス回路のM3をM=2, M4をM=1にした場合と、M3をM=1, M4をM=2にした場合について、全てのMOSFETがM=1の場合に比べて、動作点電圧が大きくなるか小さくなるか答えよ。理由も示すこと。

課題6. 1(2) バイアスの安定性

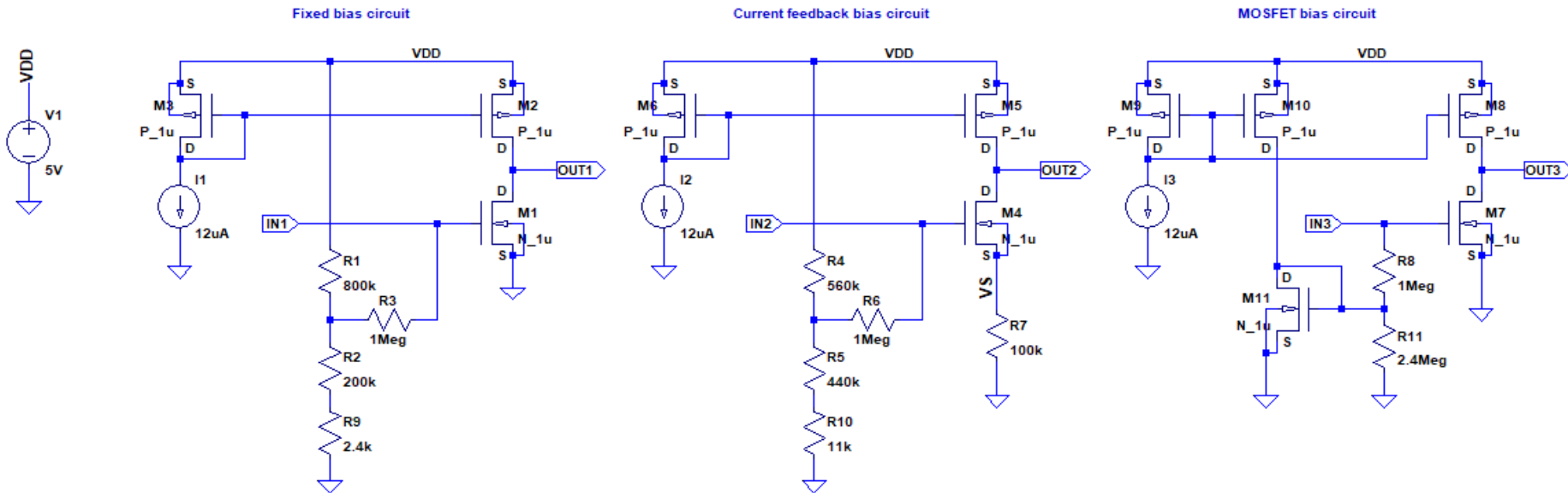
3. 次スライドを参考にして、固定バイアス、電流帰還バイアス、MOSFETバイアスを用いたソース接地増幅回路それぞれについて、動作点解析を実施せよ。
4. (1) 回路図、(2) シミュレーション結果のグラフ、(3) ネットリスト (Expanded List)を提出せよ。
 - 入力バイアス電圧対温度(ただし、電流帰還バイアス回路については、 $V(IN2) - V(VS)$)、出力バイアス電圧対温度、バイアス電流対温度の3枚のグラフを提出せよ。ただし、3種類の回路を比較できるように、各グラフに3種類の回路の温度特性をまとめて表示すること。
5. 各回路について、 25°C における各回路のバイアス電流と出力バイアス電圧の温度係数を求めよ。
6. 各回路について、出力バイアス電圧の温度に対する変化を20%まで許容した場合について、動作上限温度を求めよ。

課題6. 1(2)の回路図

モデルパラメータファイル(自分のファイル名に変更すること)

.step, .measディレクティブは、次スライド参照

```
.lib cmos.lib
.op
.step TEMP -55 125 5
.meas OP tc1i DERIV Id(M1) AT 25
.meas OP tc2i DERIV Id(M4) AT 25
.meas OP tc3i DERIV Id(M7) AT 25
.meas OP tc1v DERIV V(out1) AT 25
.meas OP tc2v DERIV V(out2) AT 25
.meas OP tc3v DERIV V(out3) AT 25
```



R9, R10, R11は、動作点の微調整用(調整済み)。

LTspice実行内容(拡大図)

```
.lib cmos.lib  
.op  
.step TEMP -55 125 5  
.meas OP tc1i DERIV Id(M1) AT 25  
.meas OP tc2i DERIV Id(M4) AT 25  
.meas OP tc3i DERIV Id(M7) AT 25  
.meas OP tc1v DERIV V(out1) AT 25  
.meas OP tc2v DERIV V(out2) AT 25  
.meas OP tc3v DERIV V(out3) AT 25
```

- .op 動作点解析(電圧等の掃引なしで直流電圧と電流を計算)。
- .step TEMP -55 125 5 は、-55°C~125°Cまで5°Cステップで温度を変更。
- .measは、次スライド参照

SPICEディレクティブ(復習)

- .step
 - 各種パラメータを変更しながらシミュレーションを繰り返すコマンド
 - .step TEMP は温度を変更する
 - 詳細は、Helpのキーワードで .step
- .meas (または .measurement)
 - シミュレーション結果のデータから各種の値を自動測定したり計算したりする
 - .meas OP tc1i DERIV Id(M1) at 25 は、「動作点解析の結果を用いて、M1のドレイン電流Idの微分(DERIV)を行え」を意味する。計算式は、

$$tc1i = \frac{dId(M1)}{dTEMP}$$

温度係数を計算する。温度の微分を指定していないが、.stepで温度を掃引したため、自動的にIdが温度の関数と見做される。

.measの結果表示とExpanded List (復習)

1. .measの結果表示

1. シミュレーション結果を表示したグラフウィンドウを選択
2. 右クリックで、コンテキストメニューを表示
3. View - SPICE Error Log を選択
4. 計算時のエラーがなければ、tc1i~tc3i, tc1v~tc3vが表示されているはず

1. ネットリスト(Expanded List)の出力

1. 回路図ウィンドウを選択
2. 右クリックで、コンテキストメニューを表示
3. View > SPICE Netlist を選択
4. Netlistが表示されたウィンドウを右クリックし、**Generate Expanded Listing** を選び、**適当なフォルダに保存する**

6.3節のまとめ

- 適切な動作点を設定するためバイアス V_{GS} を与える回路が必要となる
 - 固定バイアス(安定化制御なし)
 - 電圧帰還バイアス(電圧 V_{DS} を安定化)
 - 電流帰還バイアス(電流 I_D を安定化)
 - MOSFETバイアス
 - カレントミラーにより電流 I_D を一定にする(V_{GS} は、自動的に修正される)
- バイアス回路の方式によって、温度安定性が異なる
 - 固定バイアスは、回路の動作温度範囲が狭く、実用回路としては使用しない
 - MOSFETバイアスは、カレントミラーにより温度補償されており安定性がよい

交流特性の解析方法

6.4 小信号交流解析

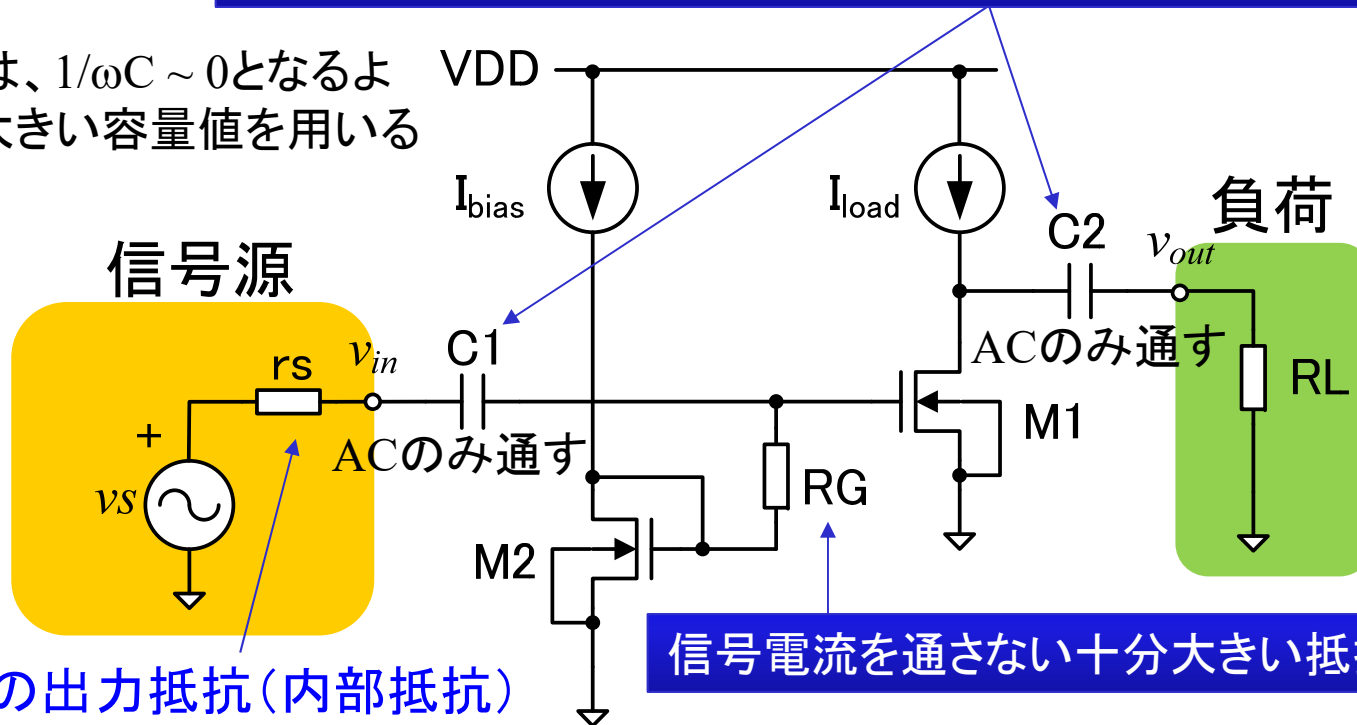
信号の接続

電圧利得などの交流信号の解析を行うために、入力信号源(v_s , r_s)と負荷(R_L)を接続する。

重要

C1, C2: 直流バイアスを乱さないで交流信号だけ通過させるための結合キャパシタ(Coupling capacitor)

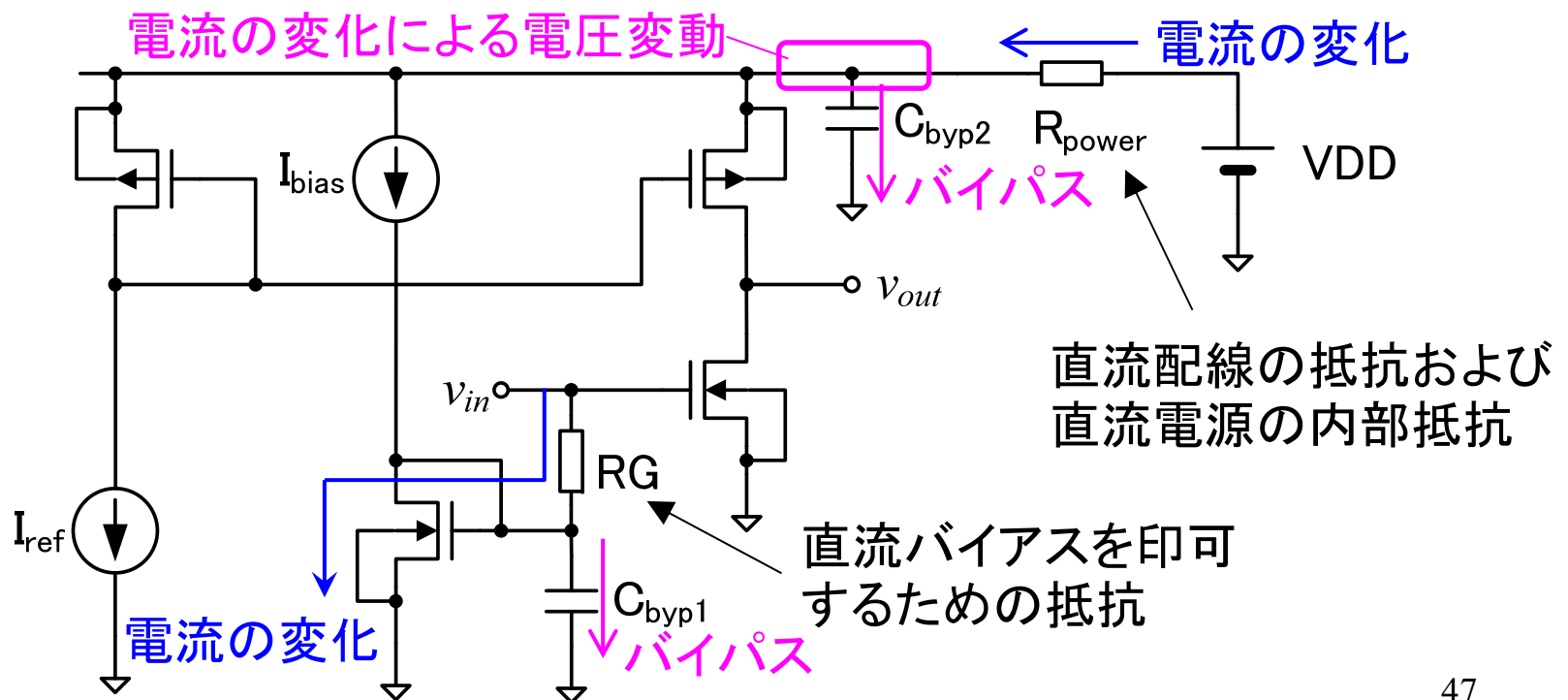
C1, C2は、 $1/\omega C \sim 0$ となるよう十分大きい容量値を用いる



信号源の出力抵抗(内部抵抗)

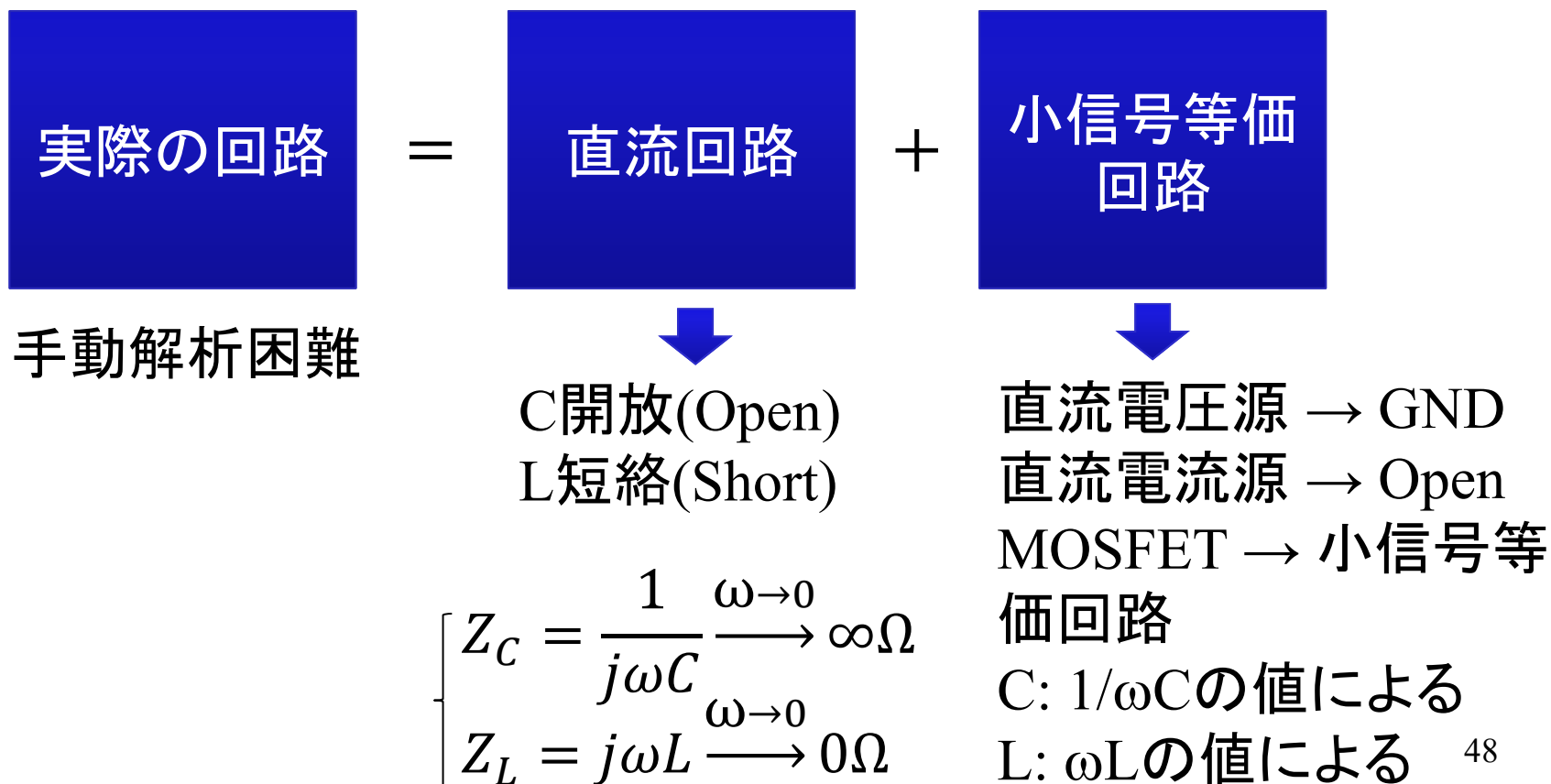
バイパスキャパシタ

電源ノードやバイアス供給ノードの近傍にキャパシタが接続されていることが多い。これは**バイパスキャパシタ(Bypass capacitor)**と呼ばれる。直流電圧のみが印加されるべき電源配線やバイアス配線に交流信号が重畳された場合に、交流電流のみGNDに流して電圧の変動を抑制する役割を持っている。



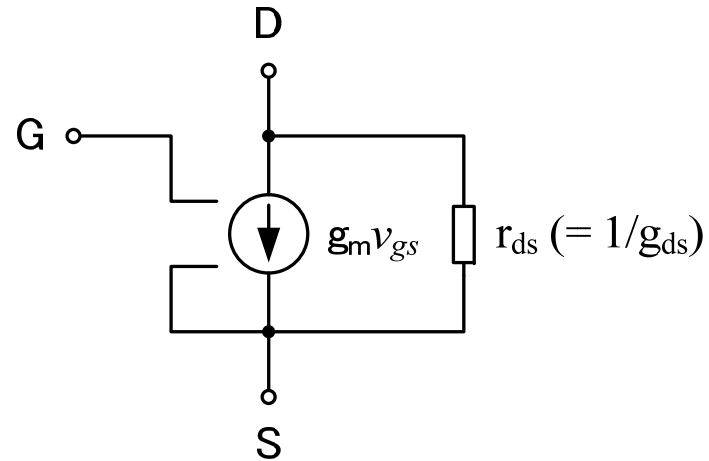
直流回路と小信号交流回路の分離

直流と交流が混じった状態で解析するのは難しいので直流成分と交流成分を分離する。

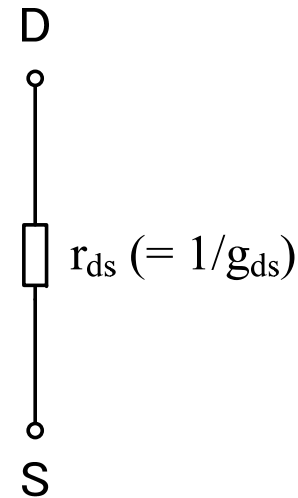


MOSFETの小信号等価回路

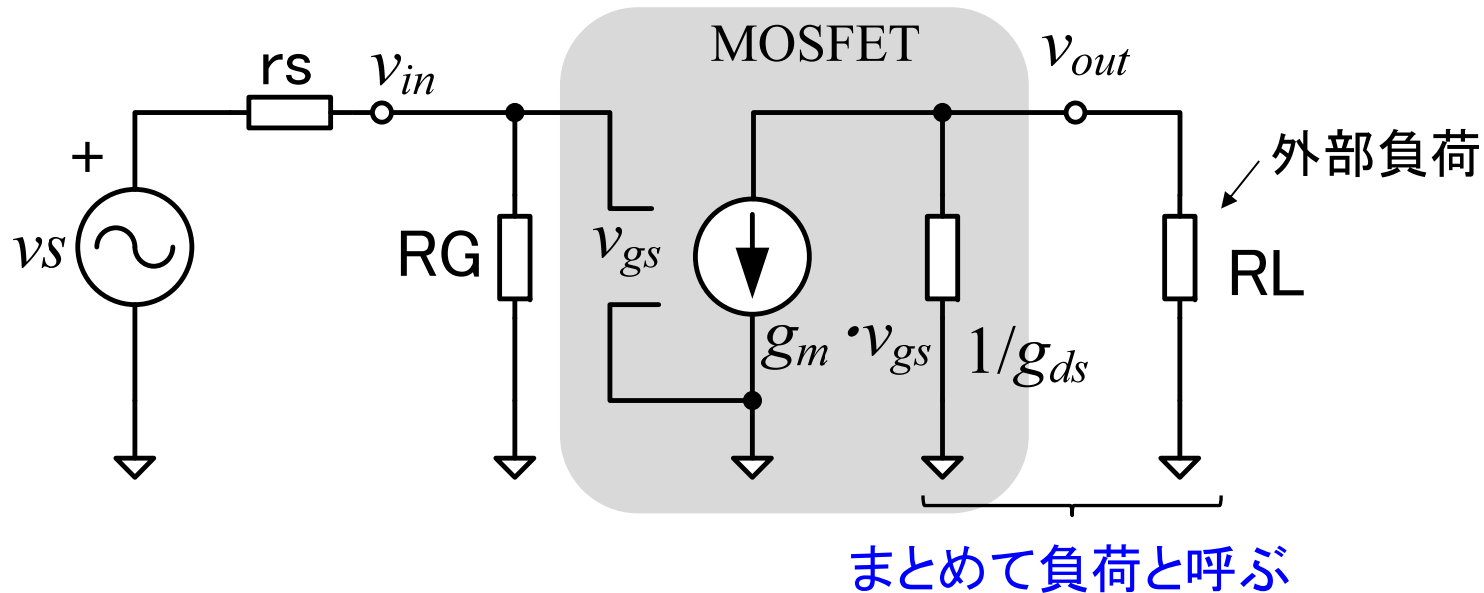
ゲート-ソース間に交流
電圧が加わる場合



ゲート-ソース間の電
圧が直流だけの場合



スライド46の小信号等価回路



C_1, C_2, C_{bias} は十分大きい容量値を想定してショートした。
MOSFETは低周波小信号等価回路を使用した。M2の
 V_{GS} は一定(直流)と見做した。

回路シミュレータのAC解析は、この作業を自動でやってくれている。

小信号等価回路導出手順

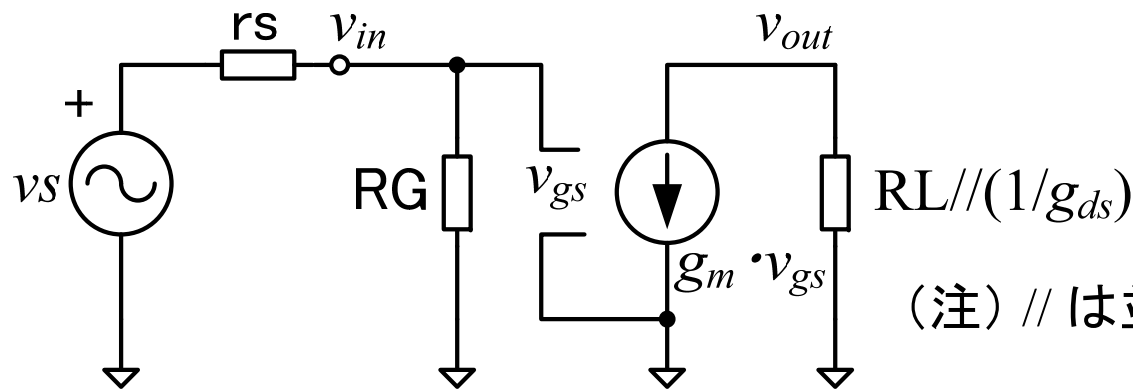
小信号等価回路の作成は、意外と難しいので、講義の板書を参考にして、自分の手で作成して慣れておこう。

正確な電圧利得の見積もり1

前章で電圧利得が、下記の計算式で求められることを示した。

$$Gain = -g_m \cdot R_D$$

しかし、この式は、 I_D が V_{DS} に依存せず、 V_{GS} だけで決まると仮定した近似式であるため、小信号等価回路を用いて、もう少し正確な計算を試みよう。小信号等価回路を整理すると、



(注) // は並列接続演算記号

$$R1//R2 = \frac{R1R2}{R1+R2}$$

正確な電圧利得の見積もり2

- 電圧利得を求めるとき、 v_{out}/v_S で求めるか、 v_{out}/v_{in} で求めるかで、少し結果が違ってくる (v_S は信号源の開放電圧)
- ここでは、入力端子の電圧 v_{in} に対する出力電圧の利得 v_{out}/v_{in} を求める

$$v_{out} = -g_m v_{in} \left\{ RL // \left(\frac{1}{g_{ds}} \right) \right\} \leftarrow (v_{gs} = v_{in})$$

$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m \left\{ RL // \left(\frac{1}{g_{ds}} \right) \right\}$$

通常、MOSFETの $r_{ds} = 1/g_{ds}$ は非常に大きい値である。小さい値のRLを出力端子に接続すると、電圧利得が下がってしまうことに注意。

(クイズ) 電圧利得の計算

抵抗負荷電圧増幅回路について、電圧利得の解析式を使って、電圧利得の値を計算しなさい。倍率とデシベルで示すこと。

$$V_{DD} = 5V$$

$$R_D = 200k$$

$$R_L \doteq \infty \text{ として無視してよい}$$

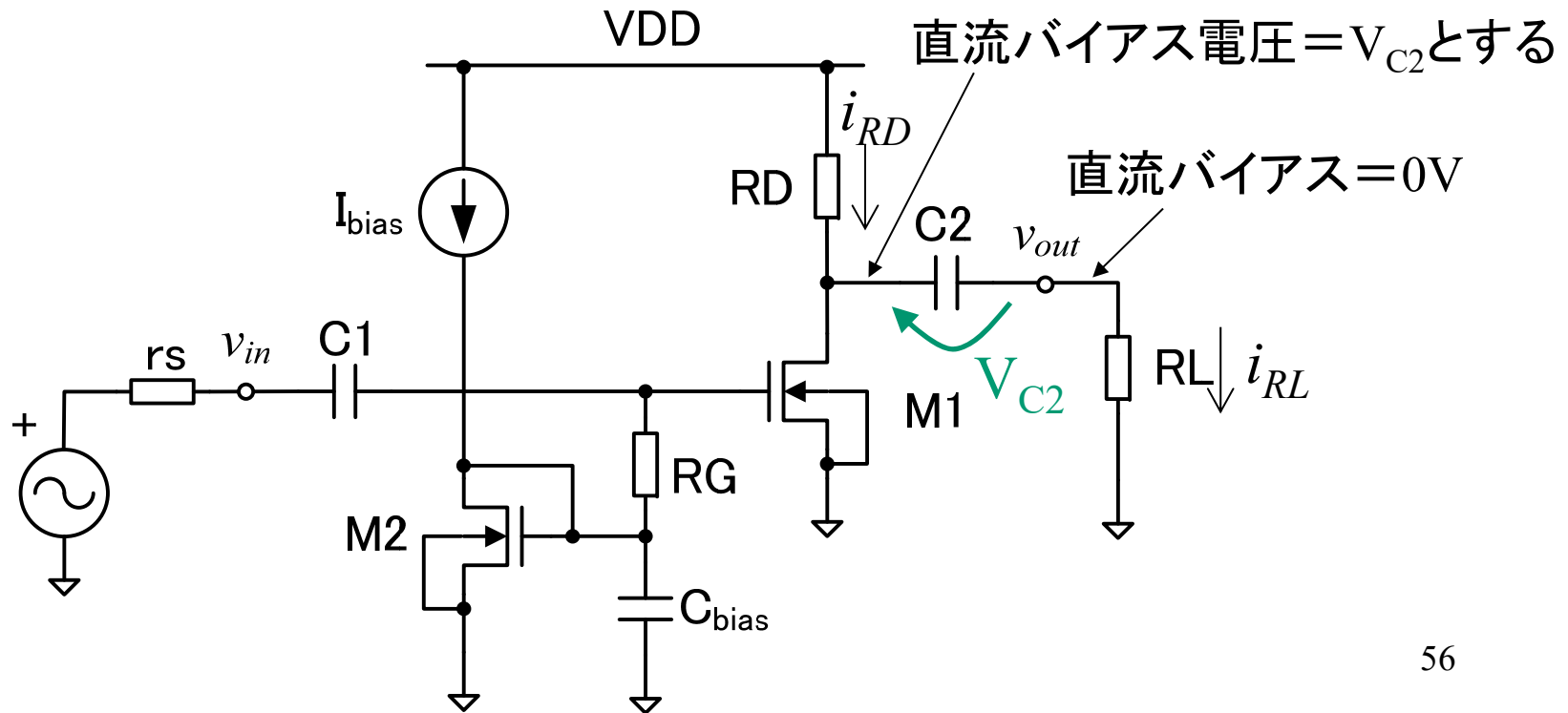
$$M = 1$$

$$\text{(ヒント)} \quad I_D = \frac{V_{DD}}{2R_D} \longrightarrow \begin{cases} g_m = \sqrt{2M\beta_n I_D} \\ r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{1}{\lambda I_D} \end{cases}$$

クイズの解答

(参考) 交流負荷線1

直流電流 I_D は、負荷(下記の回路ではRD)のみに流れ、RLに流れないが、交流電流は、RDとRLの両方に流れる。この影響で、動作点が少しずれる。 $Z_{out} \ll RL$ であれば無視してよいが、厳密性を求める人のために、RLを含めた出力動作点の設計法を説明する。



(参考) 交流負荷線2

M1がOFFの時、 i_{RL} が最大 i_{max} とおく

M1がOFFの時、 $i_{RD} = i_{RL}$ なので、

$$VDD = RD i_{RD} + V_{C2} + RL i_{RL} = (RD + RL) i_{max} + V_{C2}$$

$$i_{max} = \frac{VDD - V_{C2}}{RD + RL}$$

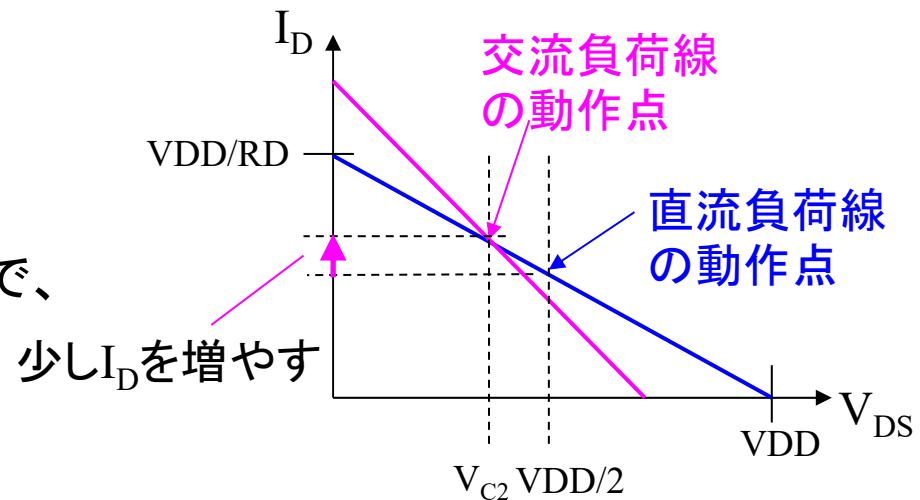
M1がONの時、 i_{RL} が負方向に最大 i_{min} とおく

M1がONの時、 $V_{DS} = 0V$ なので、

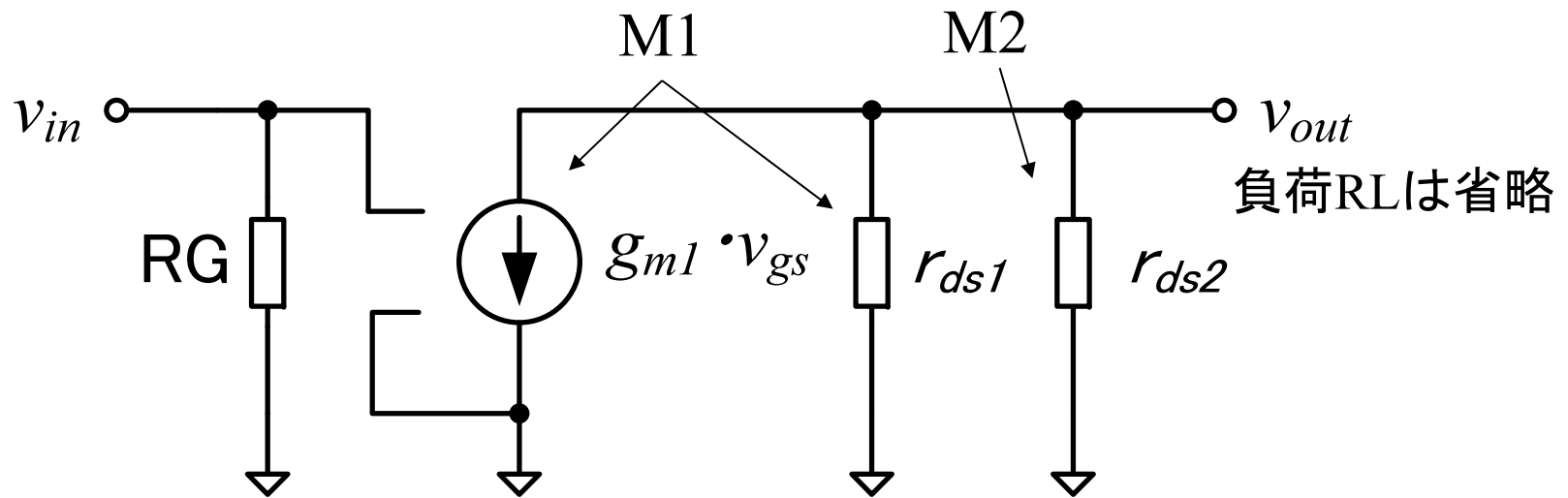
$$RL i_{min} = -V_{C2}$$

$$i_{min} = -\frac{V_{C2}}{RL}$$

$|i_{max}| = |i_{min}|$ なので、 $V_{C2} = \frac{VDD}{2 + \frac{RD}{RL}}$ ← 交流負荷線上の最適動作点



カレントミラー負荷ソース接地増幅回路の小信号等価回路



この小信号等価回路を求めるのはやや難しいので、手順をメモしておくこと。

カレントミラー負荷ソース接地増幅回路の電圧利得

$$g_m = \sqrt{2\beta_n I_D} \quad g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} = \lambda I_D \quad I_D = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2 = \frac{\beta_n}{2} V_{OV}^2$$

$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_{m1} \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}} = -\sqrt{2\beta_n I_D} \frac{1}{\lambda_n I_D + \lambda_p I_D} = -\sqrt{\frac{2\beta_n}{I_D}} \frac{1}{\lambda_n + \lambda_p}$$

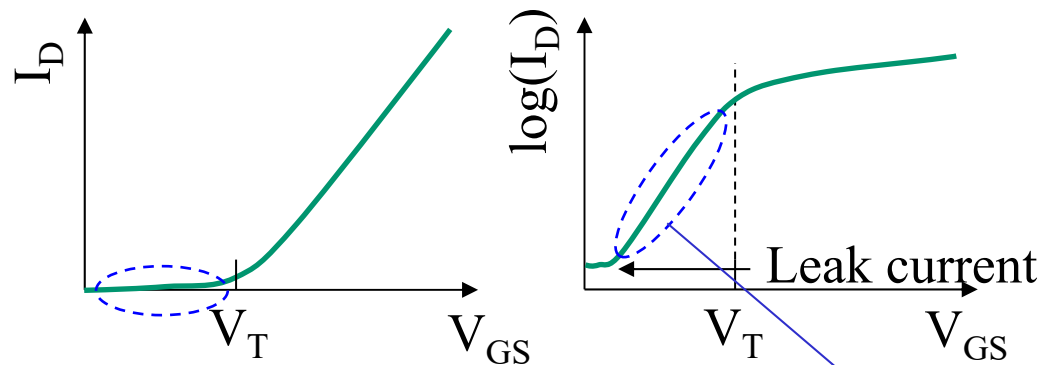
$V_{OV} = 200\text{mV}$ の場合、 $I_D = 12.0\mu\text{A}$

$$Gain = -\sqrt{\frac{2\beta_n}{I_D}} \frac{1}{\lambda_n + \lambda_p} = -\sqrt{\frac{2 \cdot 600\mu}{12.0\mu}} \frac{1}{0.01 + 0.0125} = -444$$

高電圧利得の原因は、 $r_{ds1} = 1/g_{ds1} = 8.3\text{MEG}$, $r_{ds2} = 1/g_{ds2} = 6.7\text{MEG}$ という MOSFET の高い r_{ds} による。また、電流源が負荷なので、 I_D は減らない。ただし、出力端子に低抵抗の RL を接続すると電圧利得が下がる。

(参考) $V_{GS} < V_T$ における電圧利得

前スライドの結果より I_D を小さくすると電圧利得が大きくなる。
では、 $V_{GS} < V_T$ にして I_D をゼロにすると電圧利得は無限大か？



$$I_D = I_0 \frac{W}{L} e^{\frac{q}{nkT}(V_{GS}-V_T)} (1 - e^{-\frac{q}{kT}V_{DS}}) \cong I_0 \frac{W}{L} e^{\frac{q}{nkT}(V_{GS}-V_T)}$$

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{q}{nkT} I_D$$

$$g_{ds} = \frac{dI_D}{dV_{DS}} \cong \lambda I_D$$

(飽和領域の λ と異なる)

$$Gain = -\frac{g_m}{g_{ds}} = -\frac{q}{nkT} \frac{1}{\lambda}$$

電圧利得は I_D に依存しない定数になる

サブスレッショルド領域でもS-D間のnpnまたはpnp構造に電流が僅かに流れ、飽和領域と同じように回路が動作する。ただし、 I_D - V_{GS} 特性は指数関数。

並列接続数の利得への影響

$$M = 1$$

$$M = K$$

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$I_D^{(K)} = K \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$g_m = \frac{dI_D^{(K)}}{dV_{GS}} = K\beta(V_{GS} - V_T) = \sqrt{2K\beta I_D^{(K)}} = K\sqrt{2\beta I_D}$$

$$g_{ds} = \frac{dI_D^{(K)}}{dV_{DS}} = \lambda I_D^{(K)} = K\lambda I_D$$

$$Gain = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} = -\frac{K\sqrt{2\beta_n I_D}}{K\lambda_n I_D + K\lambda_p I_D} = -\frac{\sqrt{2\beta_n I_D}}{\lambda_n I_D + \lambda_p I_D}$$

電圧利得は、Mを変えても変化しない。

6.4節のまとめ

- 電子回路は、直流特性と交流特性を別々に解析することができる
 - 直流特性の解析やバイアスの設計は、 I_D - V_{GS} , I_D - V_{DS} 特性を用いて行う
 - 交流特性の解析や利得等の交流設計は、小信号等価回路を用いて行う
- 小信号等価回路は、交流振幅が十分小さいという仮定のもと、RLC, 電圧制御電流源などの線形素子で表される
 - 直流電圧配線(電圧が時間変化しない配線)はGNDに接続
 - インダクタとキャパシタは、インピーダンスが十分小さければショート、インピーダンスが十分大きければオープンにしてよい(扱う信号の周波数に依存する)