

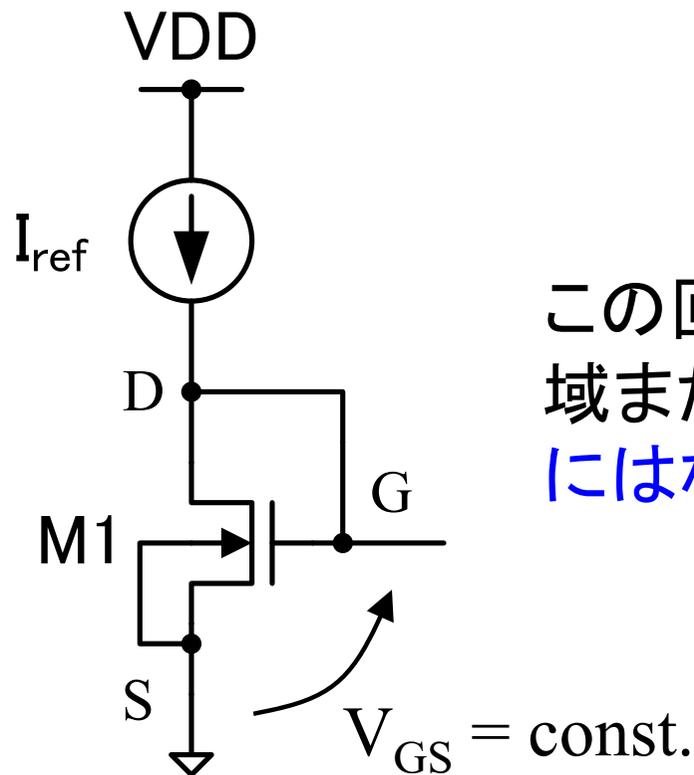
第11章 電圧増幅回路

増幅器の内部設計と特性解析

最も基本的なアナログ要素回路

11.1 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、

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

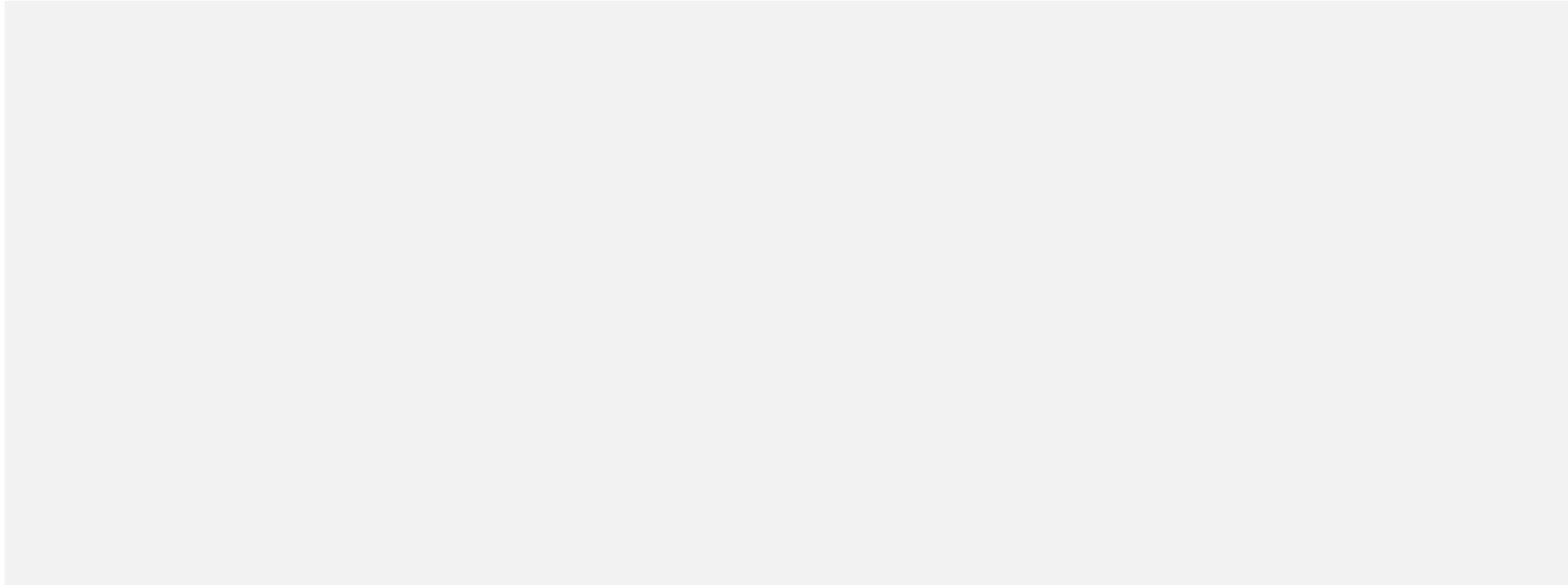
$$V_{GS} = V_{Tn} + \sqrt{\frac{2I_{ref}}{\beta_n}} = V_{Tn} + V_{OV}$$

I_{ref} によって V_{GS} を出力する回路

よく使うので記憶しておくとも便利

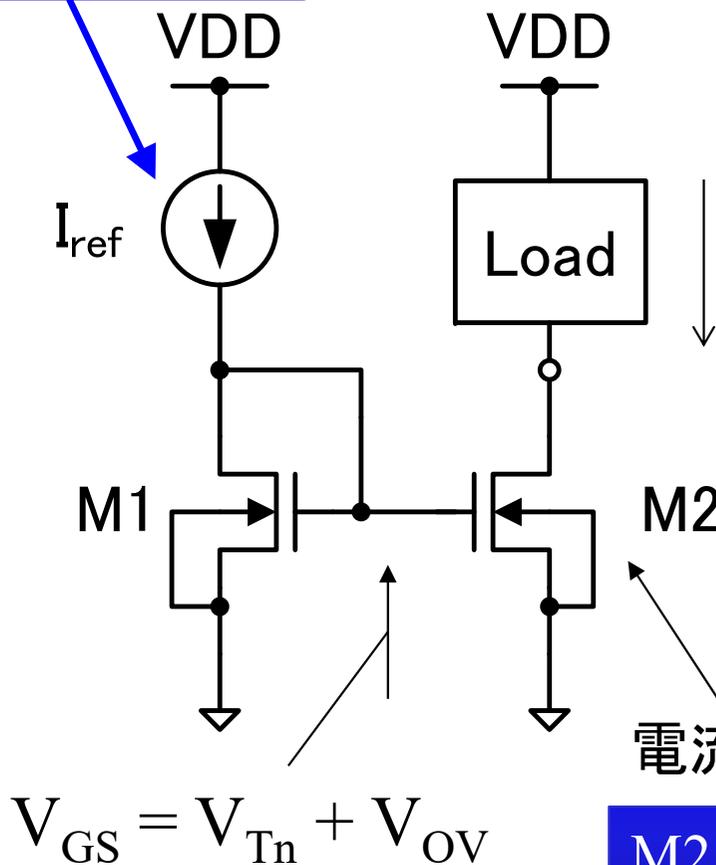
クイズ

なぜ、ドレインとゲートを接続する必要があるのか。



カレントミラー(Current mirror)

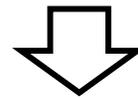
基準電流源
(Current reference)



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)

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

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

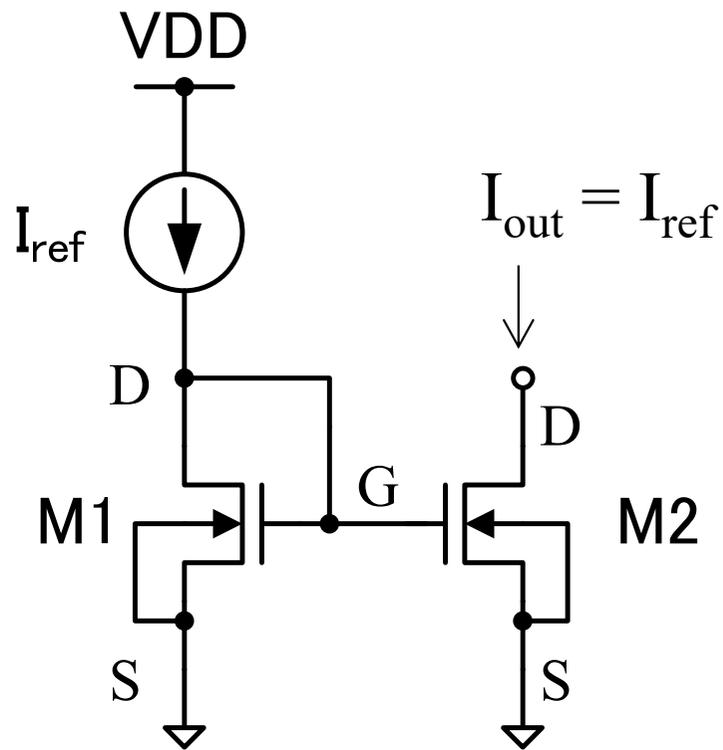


電流源 $I_{out} = I_{ref}$

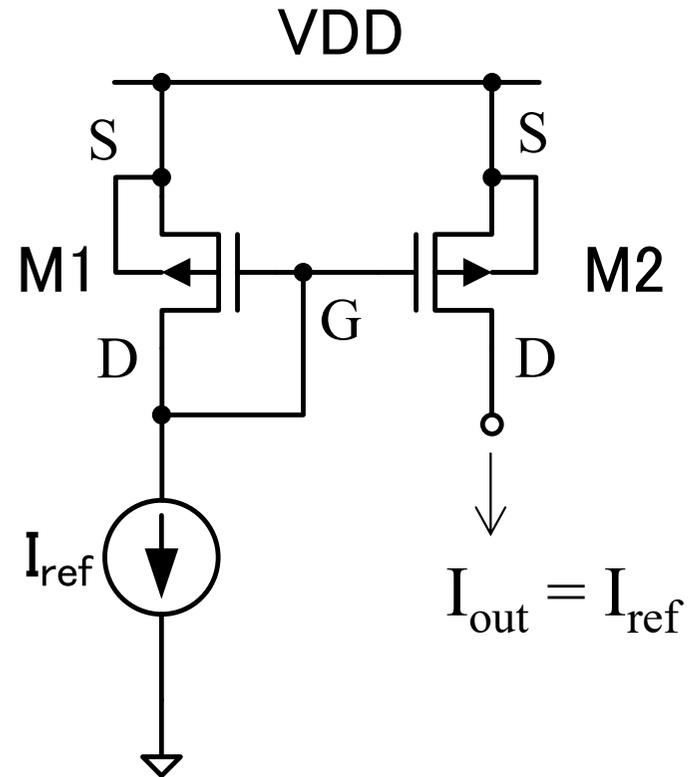
M2は、飽和領域にある限り電流値 I_{ref} の直流電流源として動作する

(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

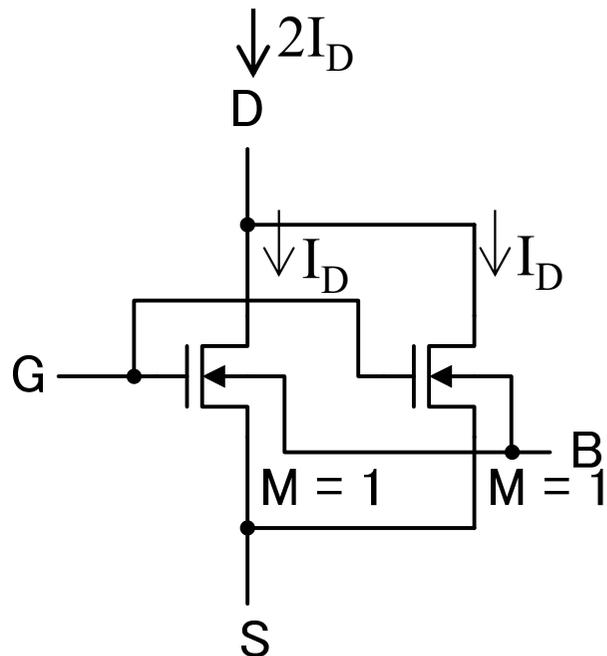
M1のドレインに接続された電流源 I_{ref} を、直接Loadに繋がらないでカレントミラーを使うのは何故？

答えは、この後の説明を見て自分で考えよう。

並列接続数

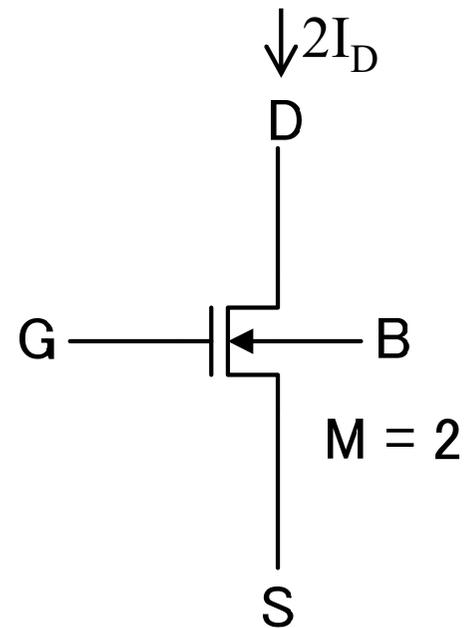
- MOSFETの並列接続数を表すパラメータMはMultiplier(乗数)とも呼ばれる
- 電子回路シミュレータにパラメータMを設定すると、M個のMOSFETを並列接続してシミュレーションが行われる(デフォルトでは $M = 1$)

実際の回路



=

回路図表記



並列接続数MとMOSFET特性の関係

$$M = 1$$

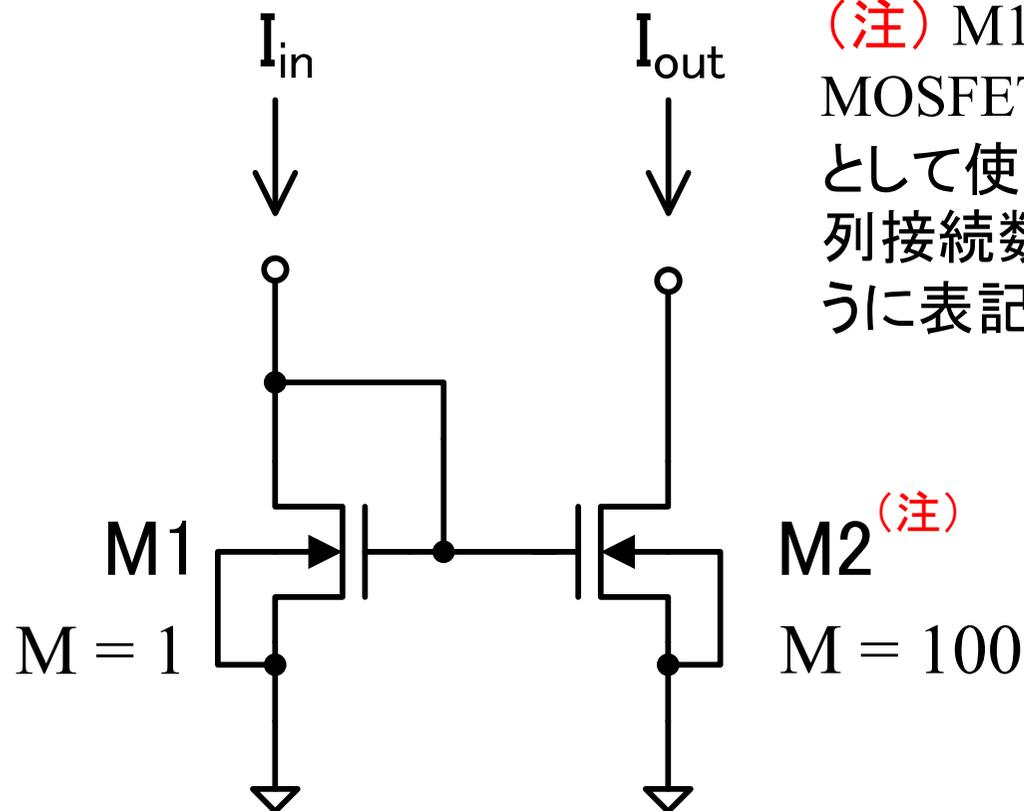
$$M = K$$

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

- 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の変更によって電流を変更することにより、正確な整数比の I_D が得られて好都合な場合が多い

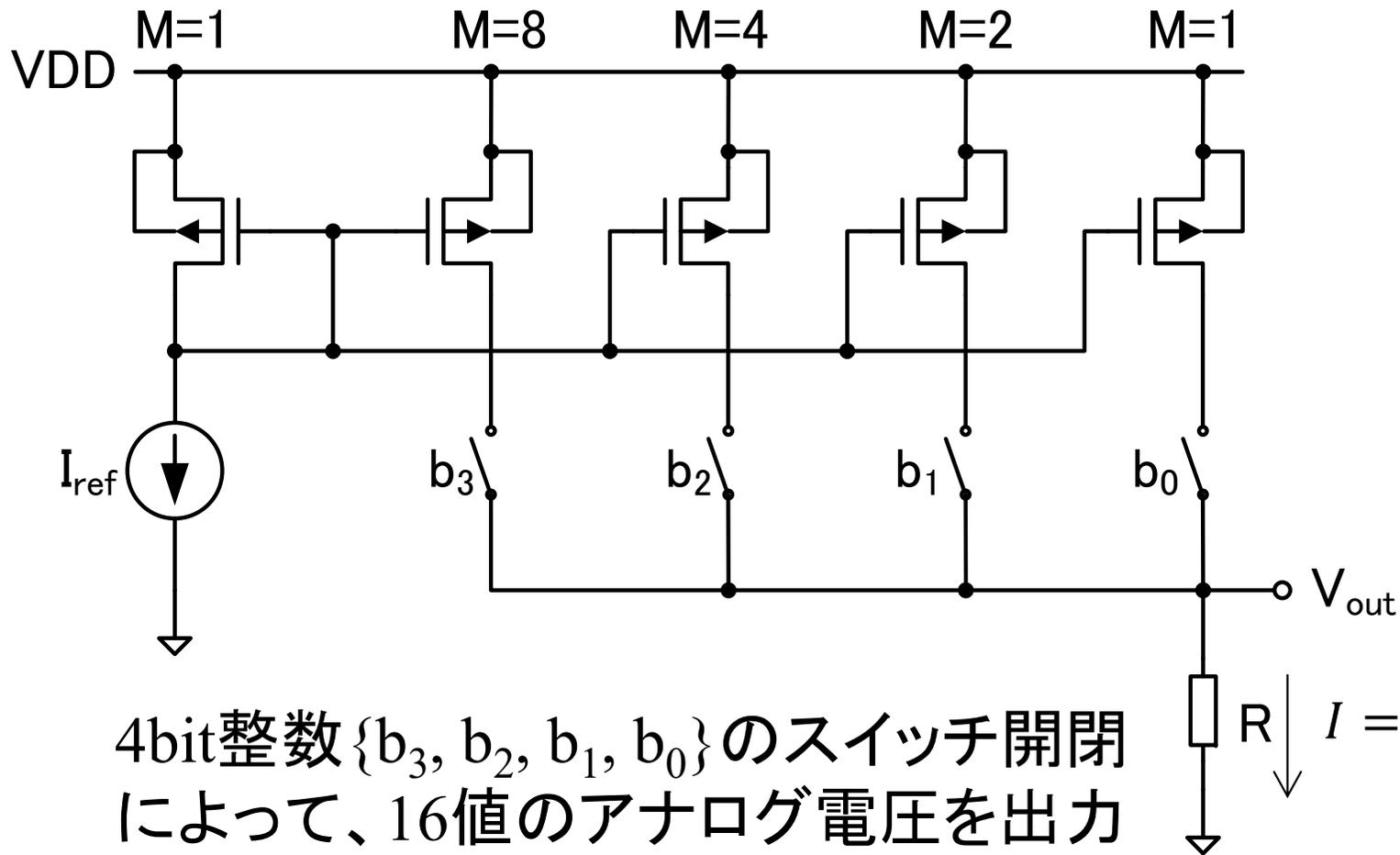
並列接続数Mによるカレントミラー 電流比の変更

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



(注) M1, M2などの記号は、MOSFETを見分けるラベルとして使用されるため、並列接続数は、 $M = 100$ のように表記するとよい。

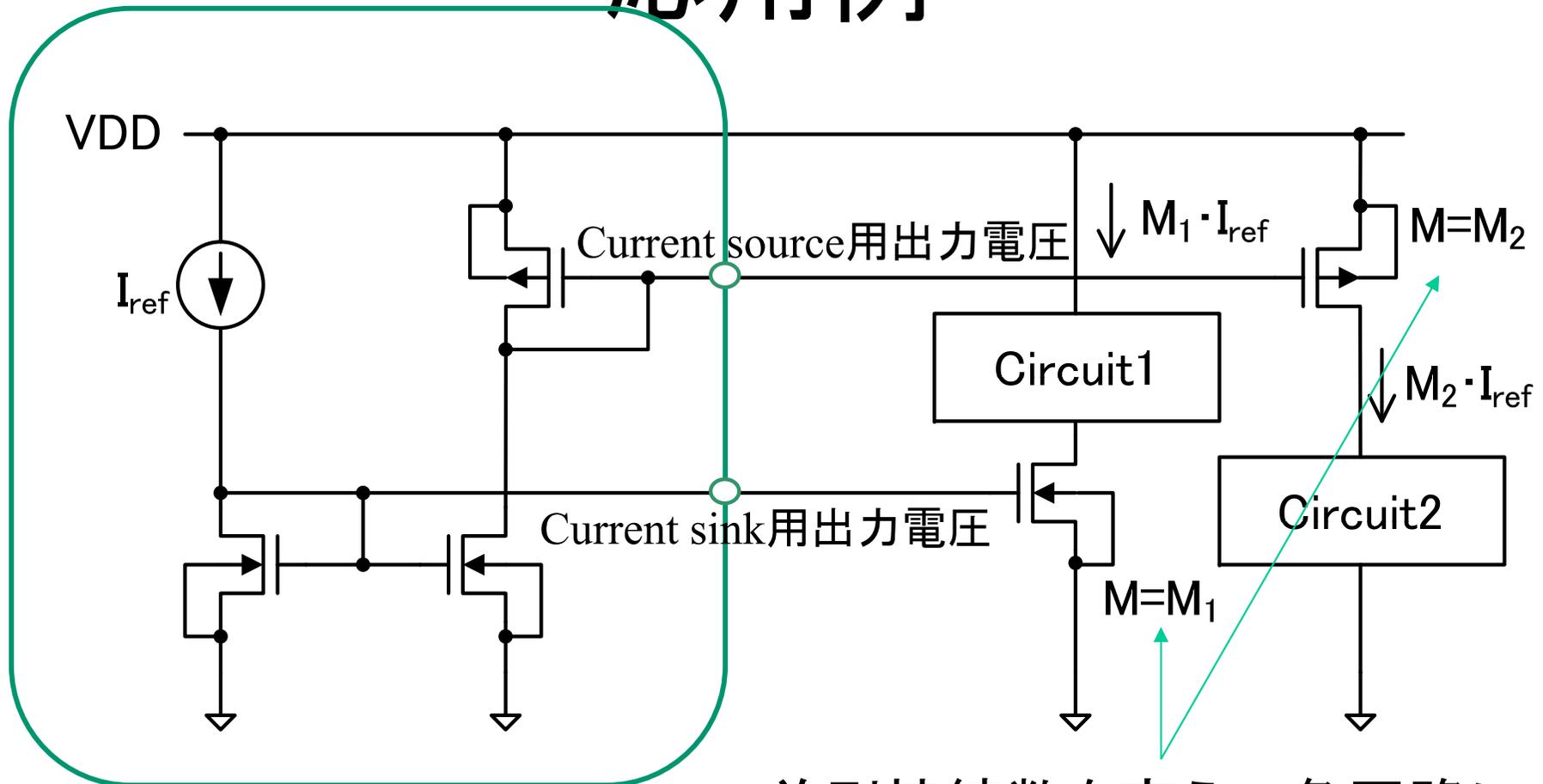
DAC(Digital-to-analog converter) への応用例



4bit整数 $\{b_3, b_2, b_1, b_0\}$ のスイッチ開閉
によって、16値のアナログ電圧を出力
する。

$$I = \sum_{n=0}^3 b_n \cdot 2^n I_{ref}$$

バイアス回路(Bias circuit)への 応用例

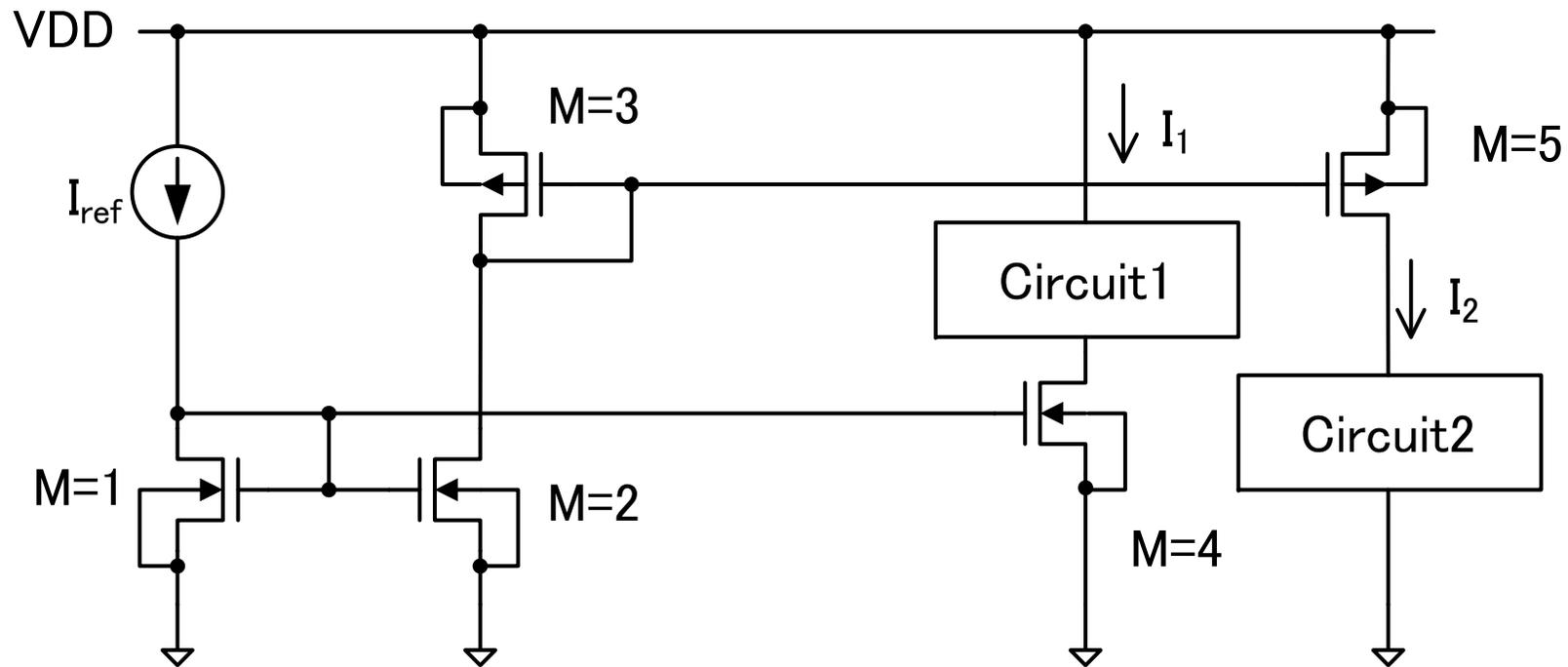


バイアス回路

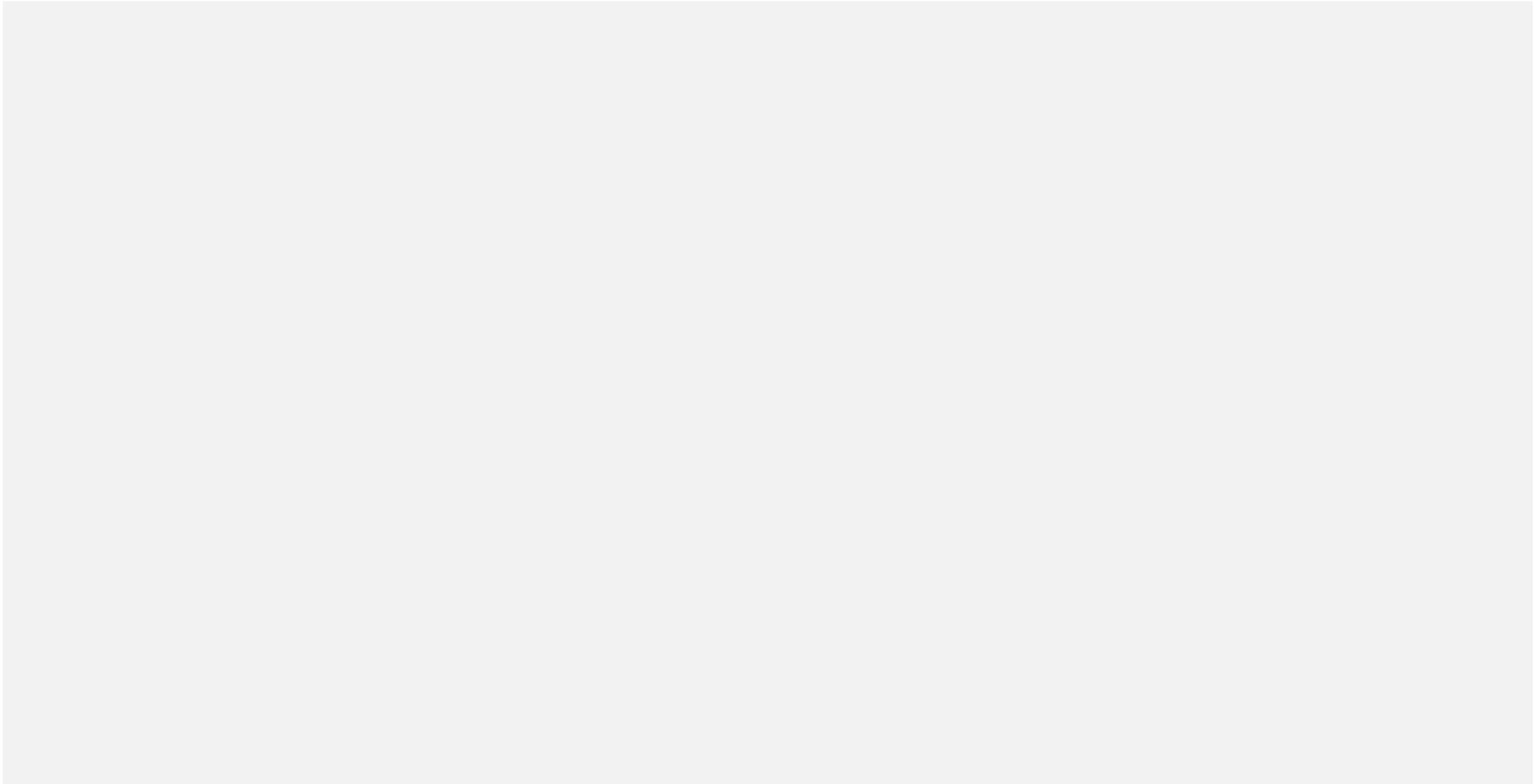
並列接続数を変えて各回路に
適切なバイアス電流を与える。

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

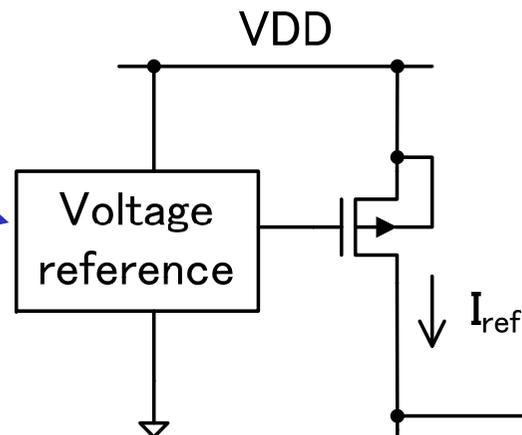


基準電圧回路(Voltage reference)

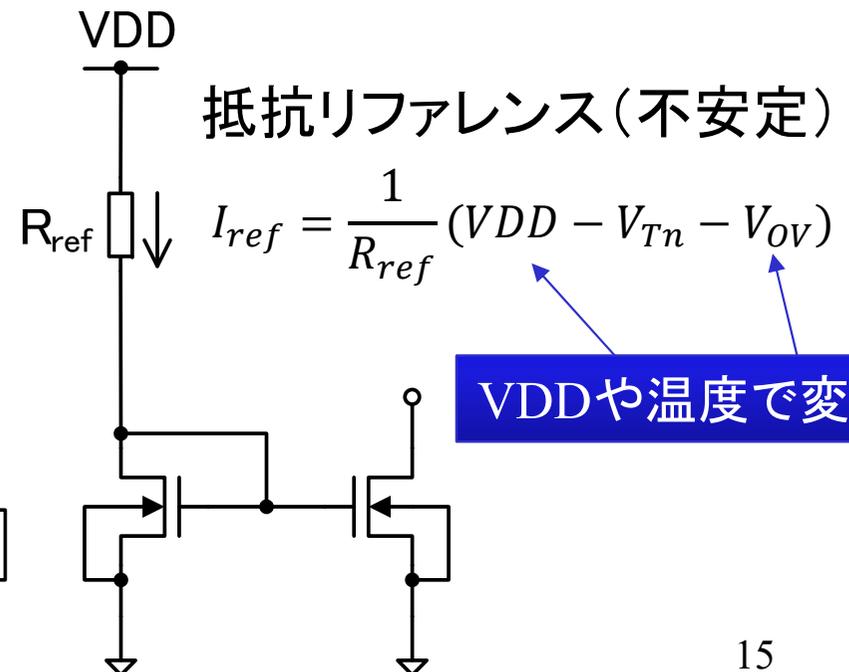
基準電流源 I_{ref} の実現方法

- 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のみ可)
- 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

11.1節のまとめ

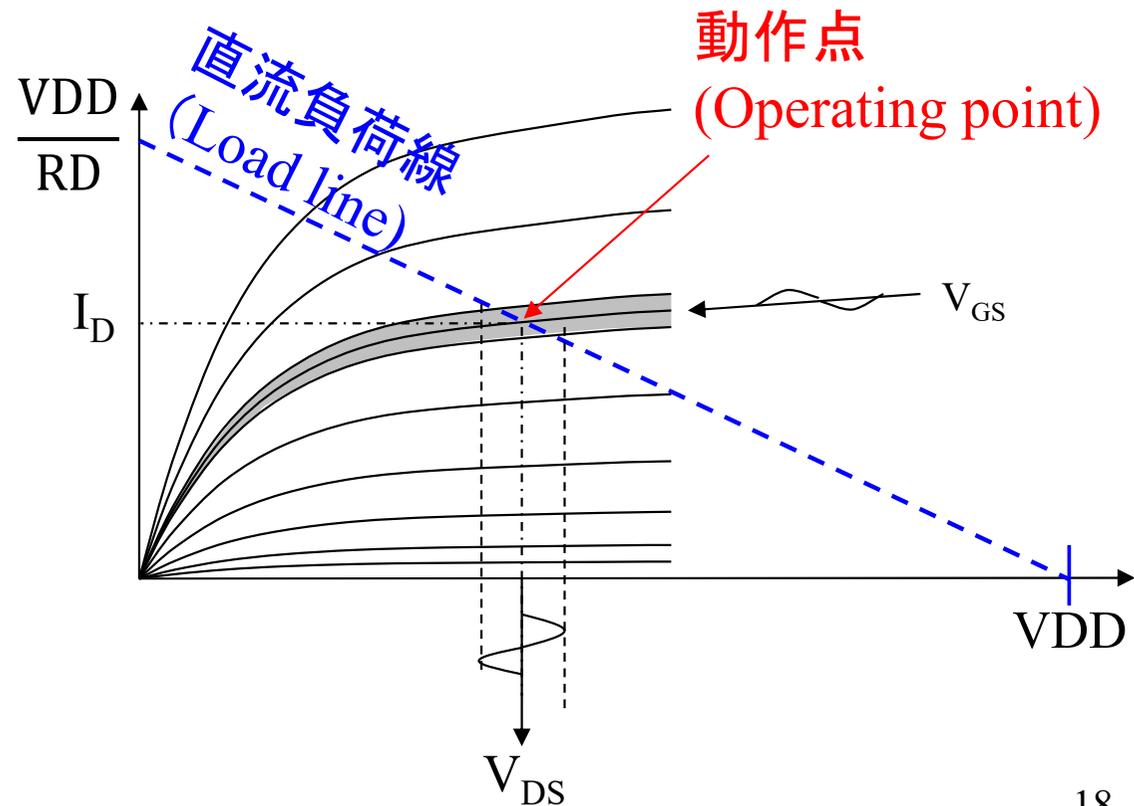
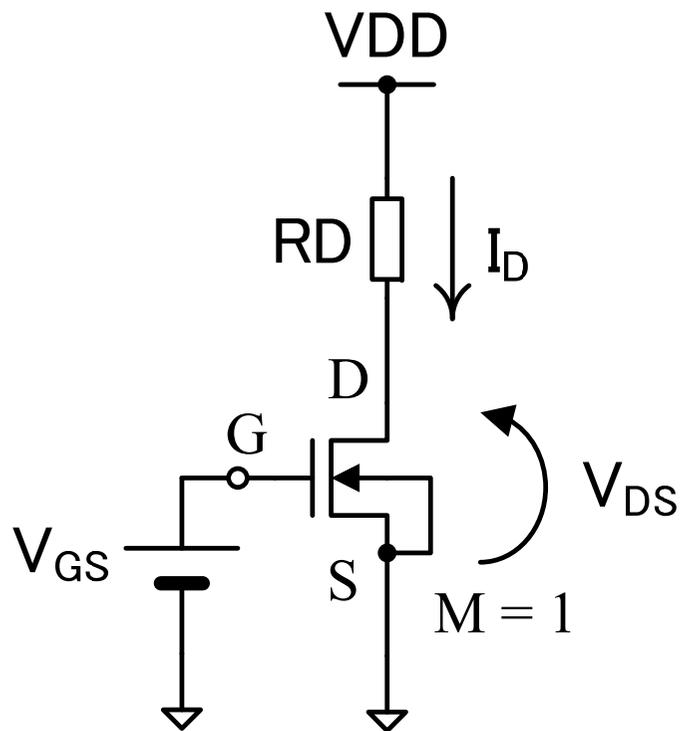
- ダイオード接続MOSFETと電流源MOSFETの組み合わせによりカレントミラーが構成される
 - 左右のMOSFETの β 比に応じた電流出力が得られる
 - n-ch MOSFETのカレントミラーは電流シンク、p-ch MOSFETのカレントミラーは、電流ソースとして動作する
- フィンガー数Mを変更することによりMOSFETのパラメータ β を整数倍に変更することができる
- バイアス回路により、各MOSFETにバイアス電流を正確に与えることができる
- カレントミラーの基準電流 I_{ref} を生成する回路として、基準電圧回路が使用される
 - 基準電圧回路の出力電圧は、電源電圧VDD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

11.2 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つ考えられる。

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、

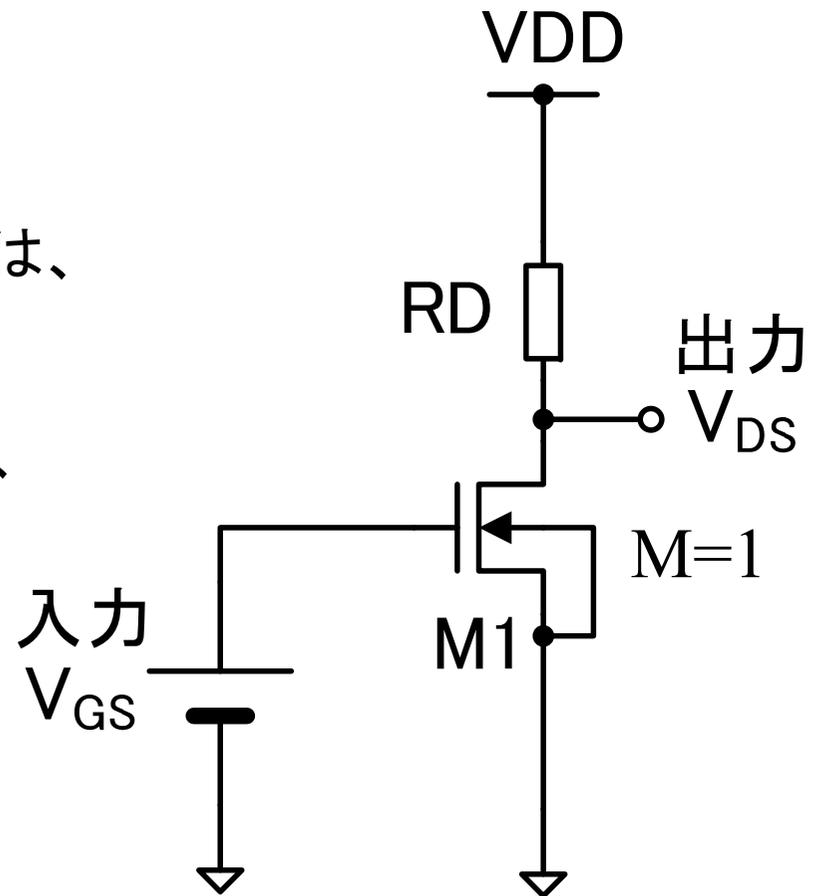
$$V_{GS} = V_{Tn} + V_{OV}$$

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。

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

しかし、RDを大きくすると、 V_{OV} が小さくなる。

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

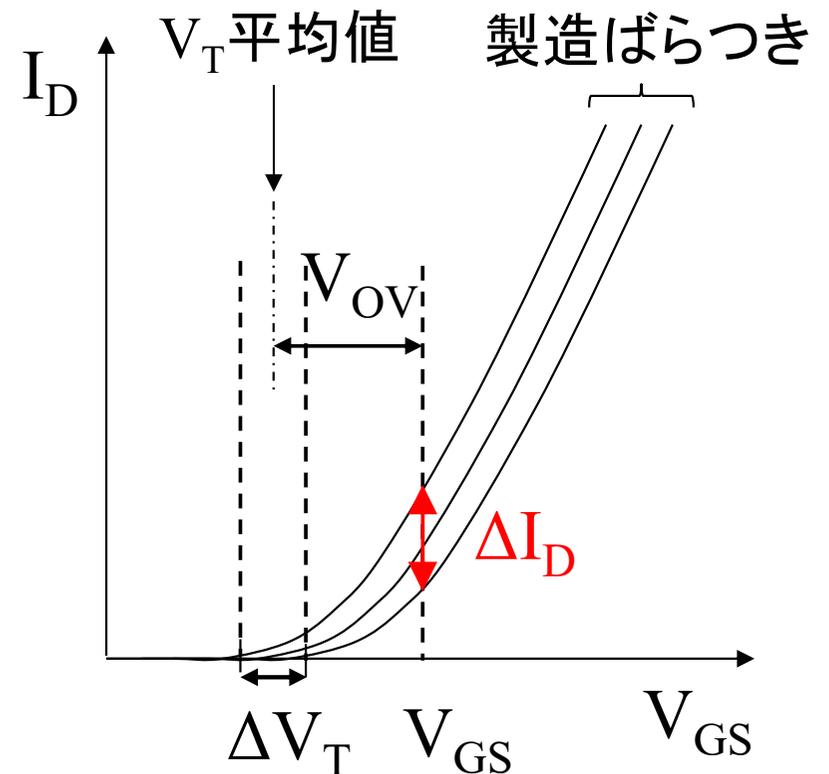
V_{OV} が小さくなるとMOSFETの製造ばらつき(次スライド参照)の影響が大きくなり、回路が動作しない確率が増える(歩留まりが下がる)ため、あまり小さな値にしない。

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

V_T の製造ばらつき

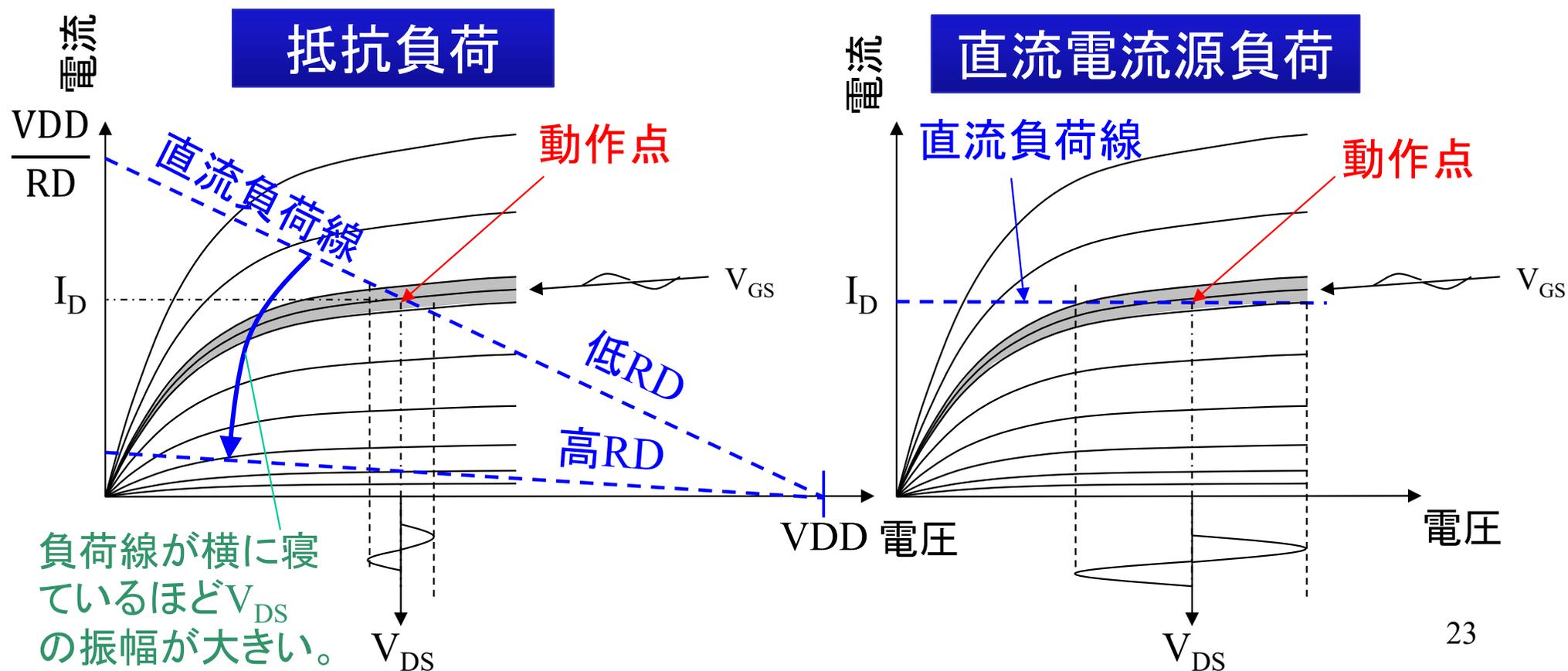
MOSFETの閾値電圧 V_T の値は、数10mVの標準偏差で製造ばらつきがある(微細化するほどばらつきが出やすい)。

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。



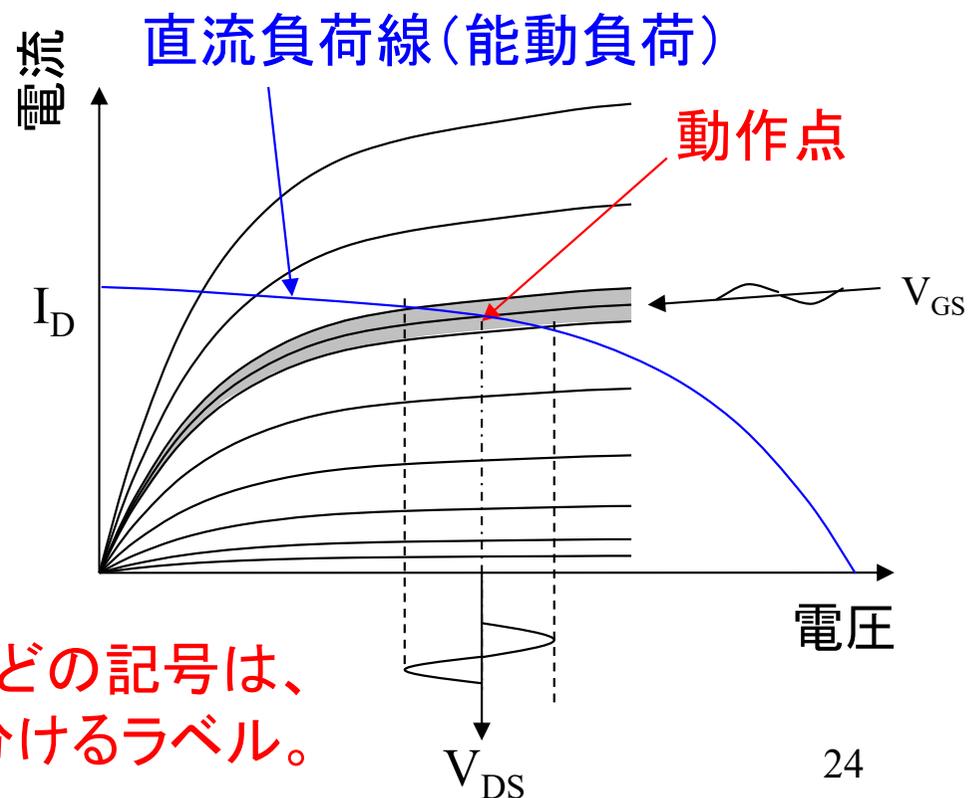
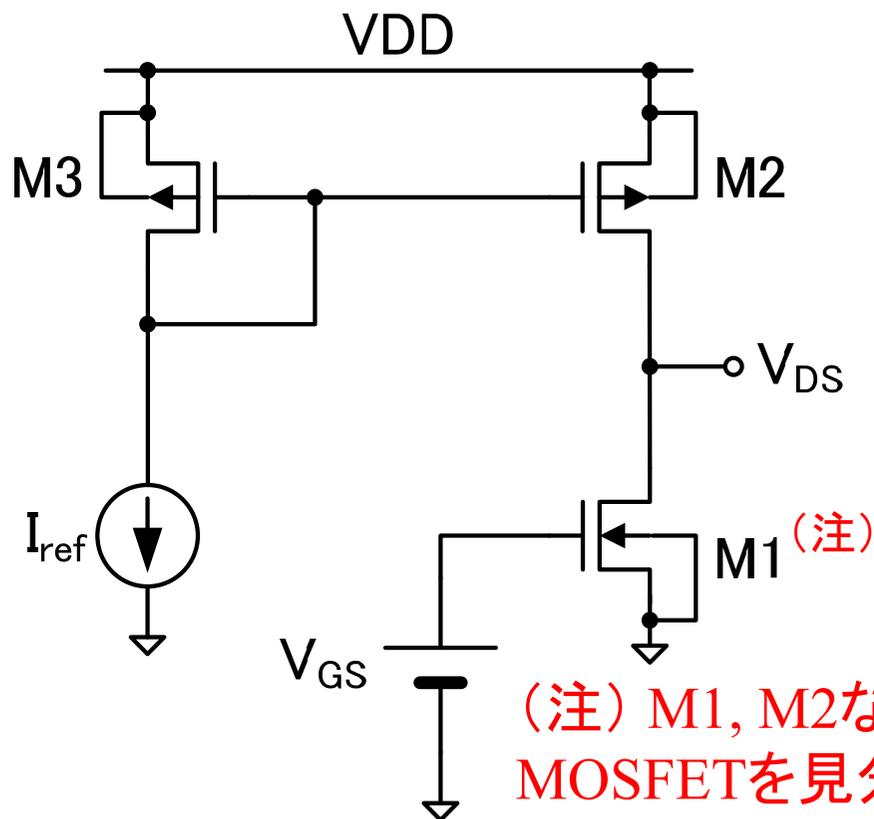
直流電流源負荷ソース接地増幅回路

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。直流電流源の負荷を使用すると、 V_{OV} は変えずに高い利得を達成できる。



カレントミラー負荷（能動負荷） ソース接地電圧増幅回路

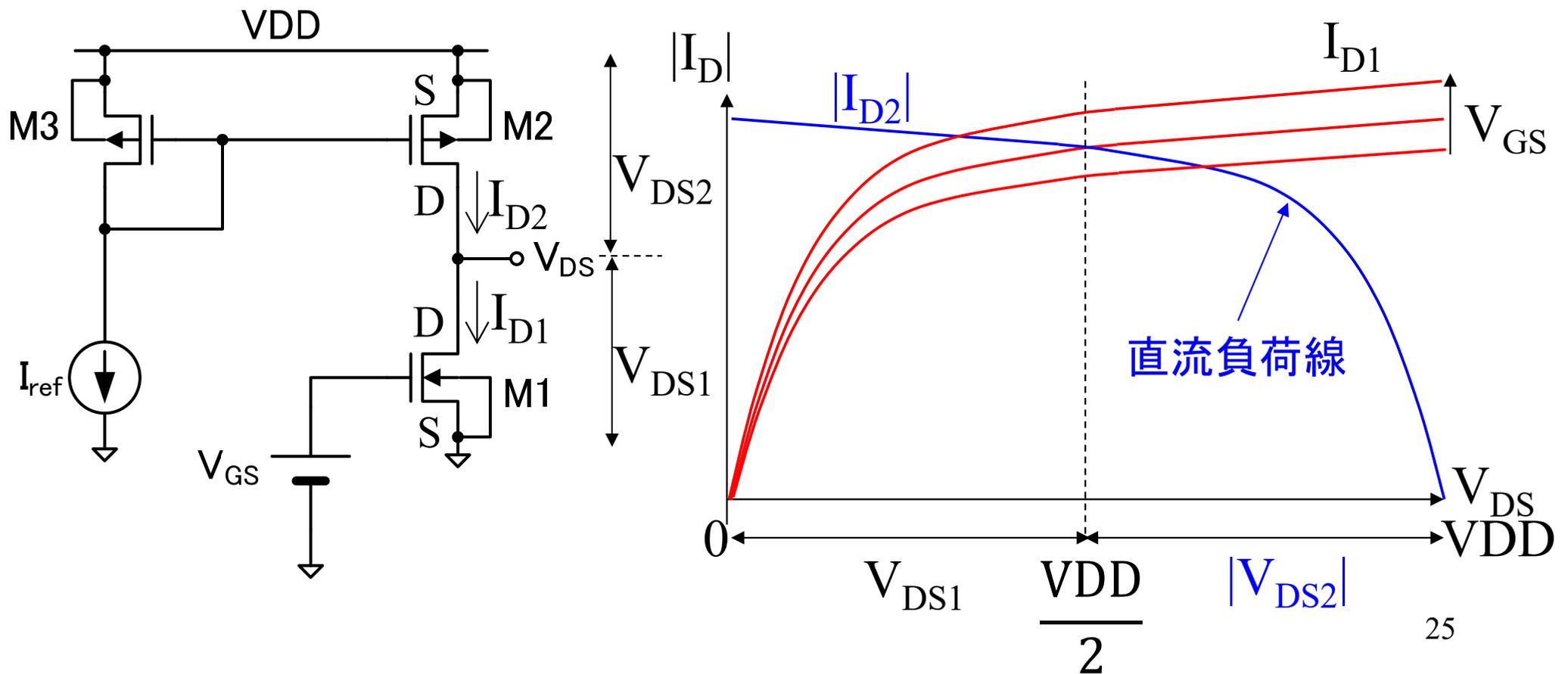
電流源負荷の代用として、カレントミラー(M3とM2)を使用し、 I_D を下げずに電圧利得(V_{DS} の電圧振幅)を大きくする。M2は能動負荷(Active load)と呼ばれる。



(注) M1, M2などの記号は、
MOSFETを見分けるラベル。

能動負荷ソース接地増幅回路 の動作点

$|I_{D2}| = I_{D1}$ 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、動作点の電圧を $V_{DS1} = |V_{DS2}| = VDD/2$ に調整する。



11.2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、カレントミラーが負荷として使用される
 - 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

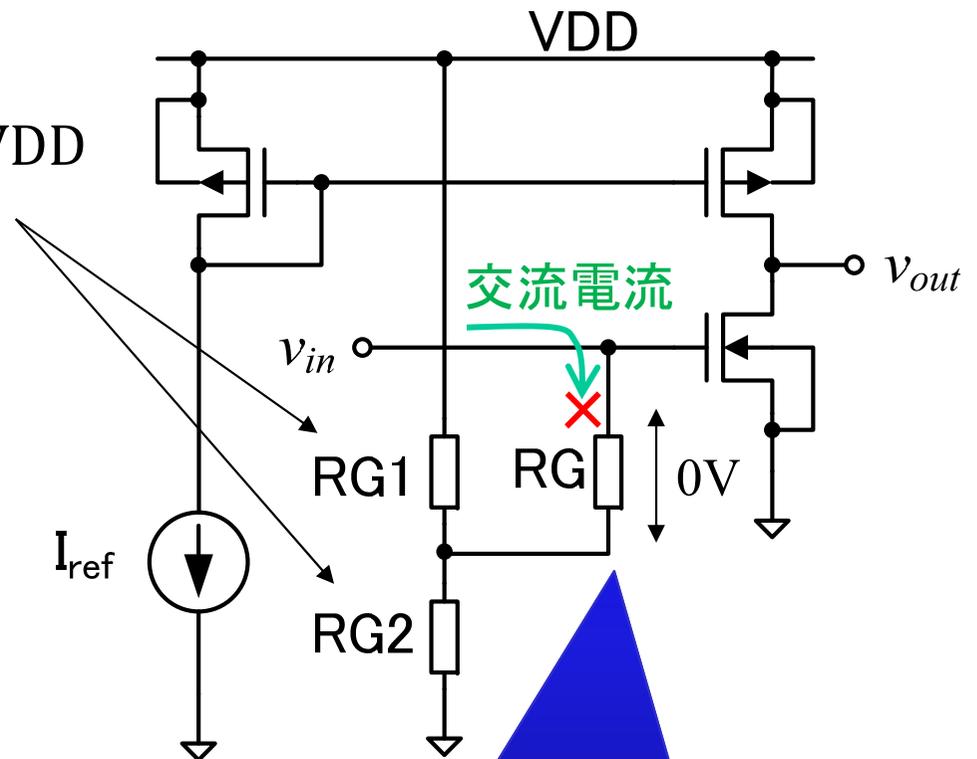
11.3 バイアスの方法

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)。

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

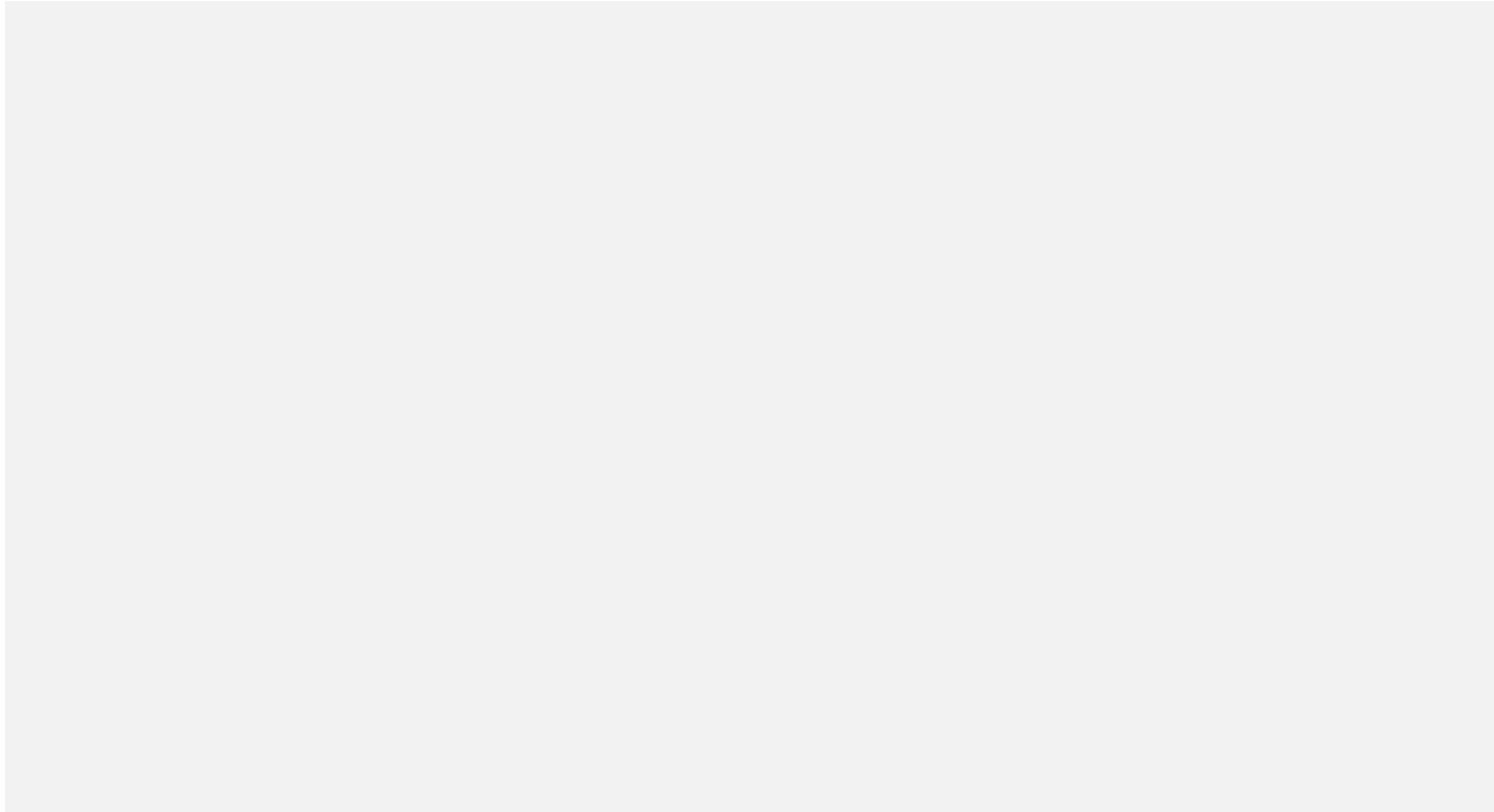
RG1とRG2で、 V_{GS} として必要な電圧値を設定し、RGを通して、M1のゲートに接続する。MOSFETのゲート電極には、直流電流が流れないのでRGの直流電圧 = 0V



RG: 交流電流が流れない大きい抵抗値(交流電圧は加わる)。

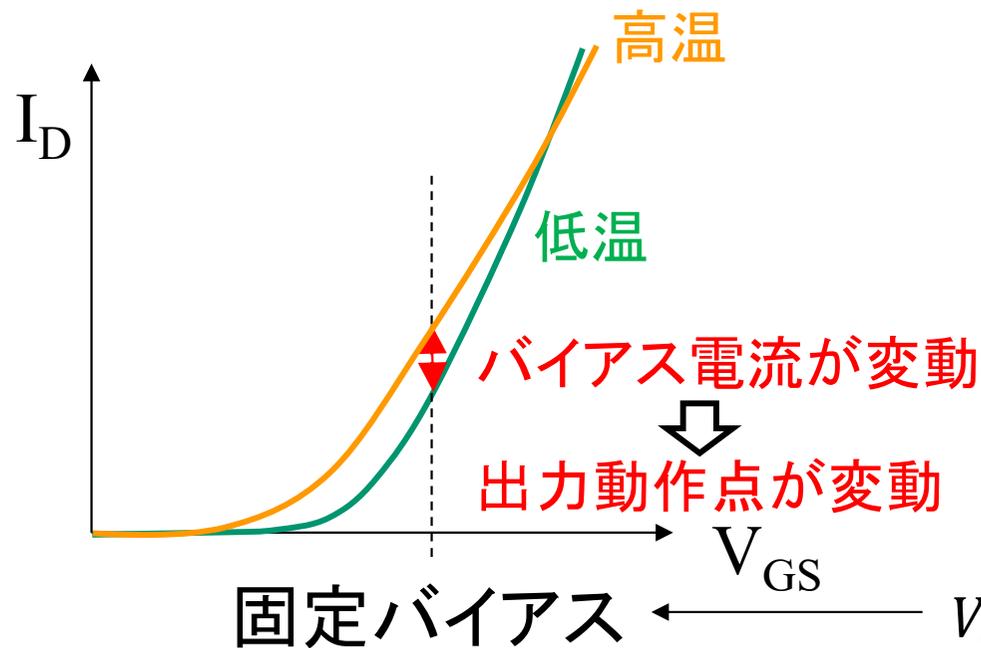
バイアス抵抗の計算例

$V_{DD} = 5.0V, I_{ref} = 12\mu A$ のとき、 $\frac{RG1}{RG2}$ を求めよ。



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、温度に依らず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。



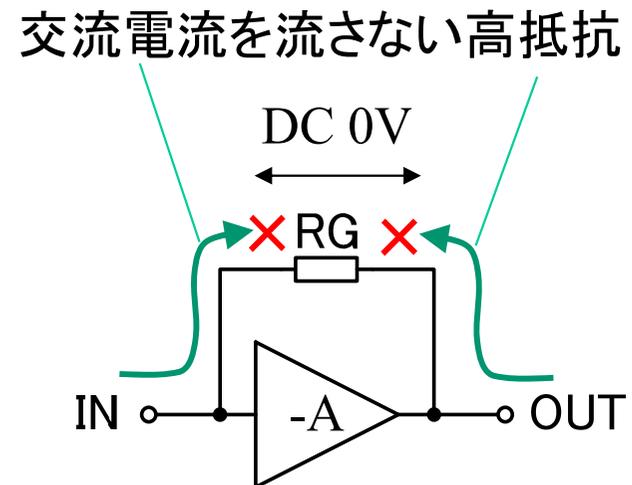
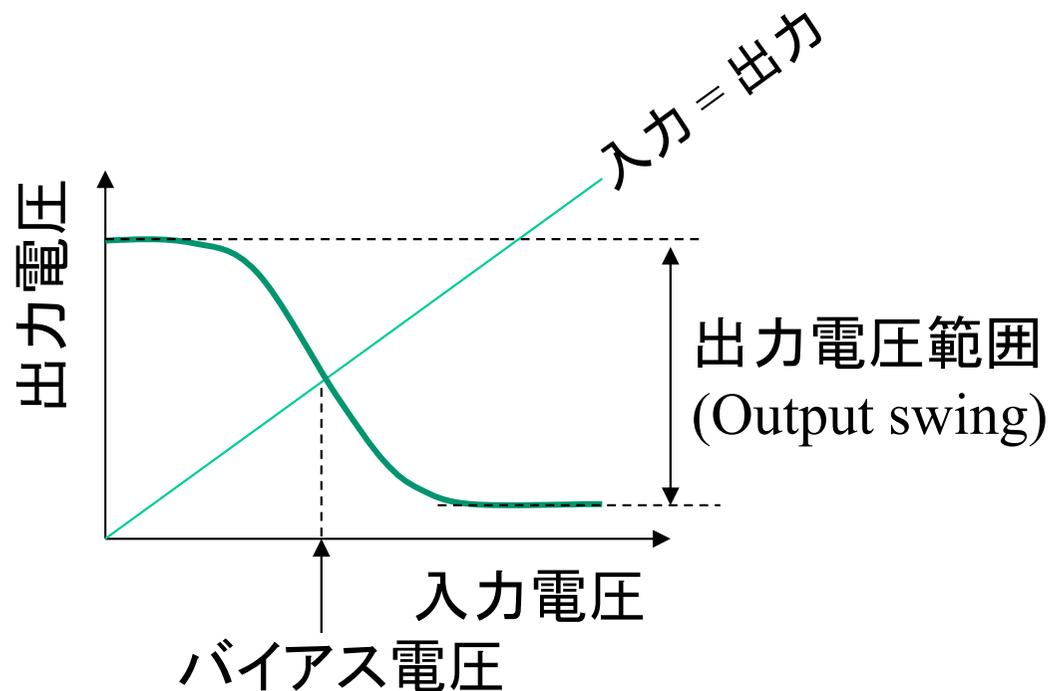
安定化手法

- 電圧帰還バイアス
- 電流帰還バイアス
- 電流バイアス

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

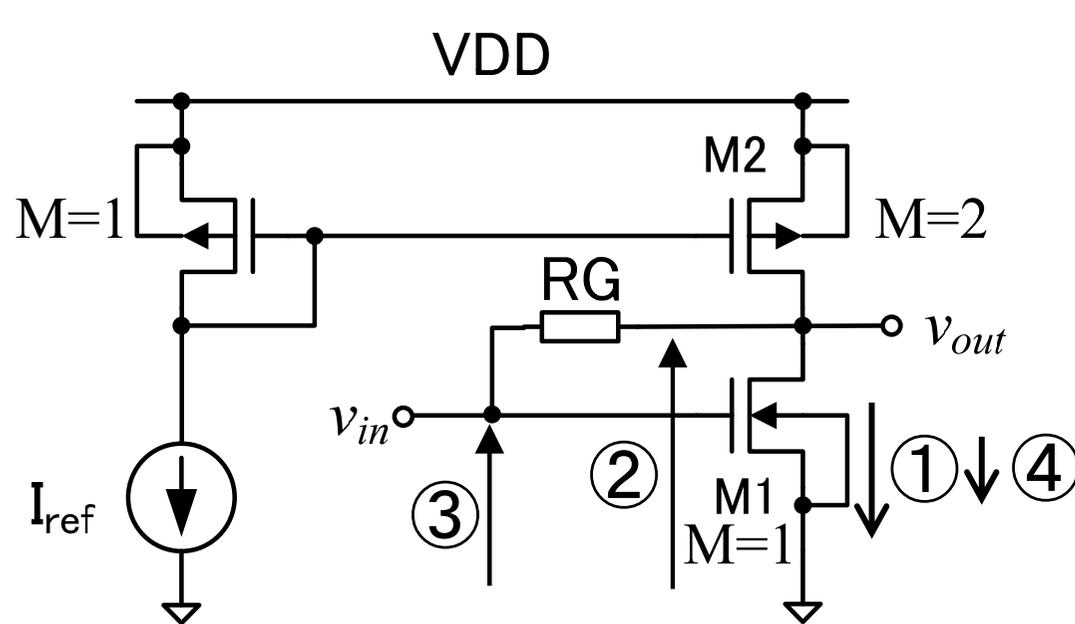
電圧帰還バイアス

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。

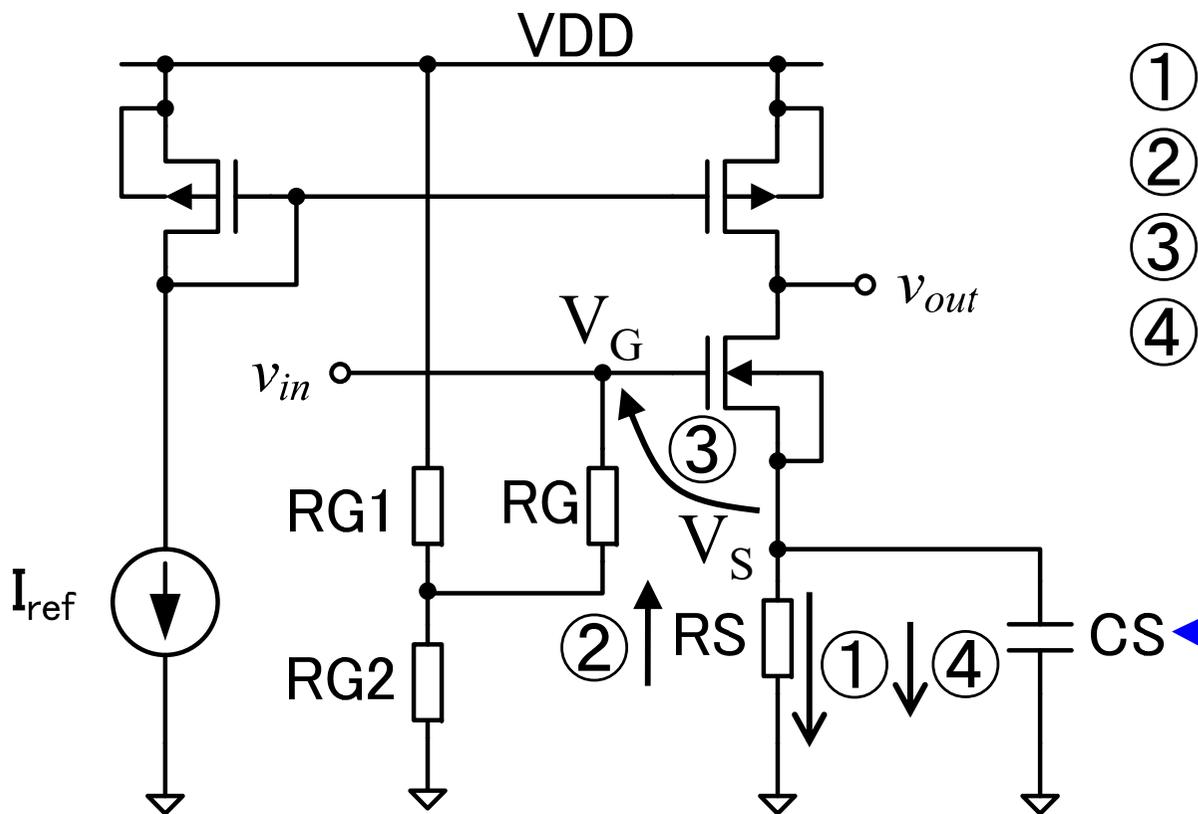


- ① I_D の増加
- ② V_{DS} の減少
- ③ V_{GS} の減少
- ④ I_D の減少

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 RS を挿入し、 V_{GS} にフィードバック(帰還)させる。



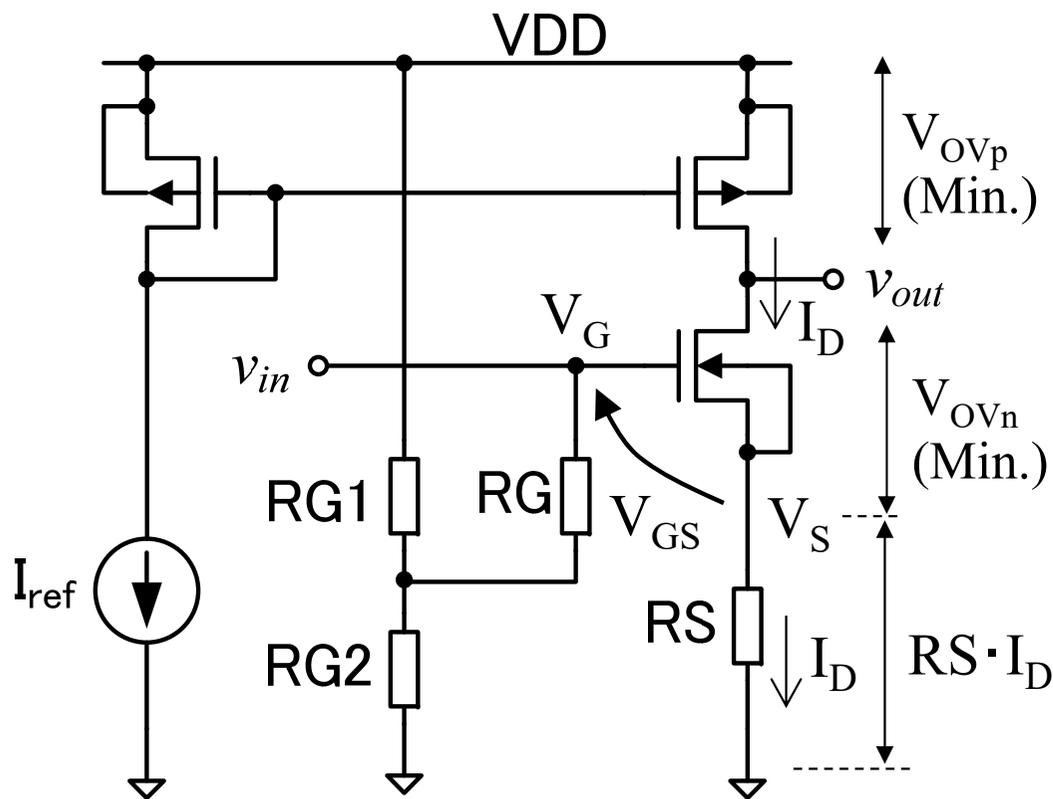
- ① I_D の増加
- ② $V_S = RS \cdot I_D$ の増加
- ③ $V_{GS} = V_G - V_S$ の減少
- ④ I_D の減少

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)

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

$$V_S = R_S I_D$$

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

$$= \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD}$$

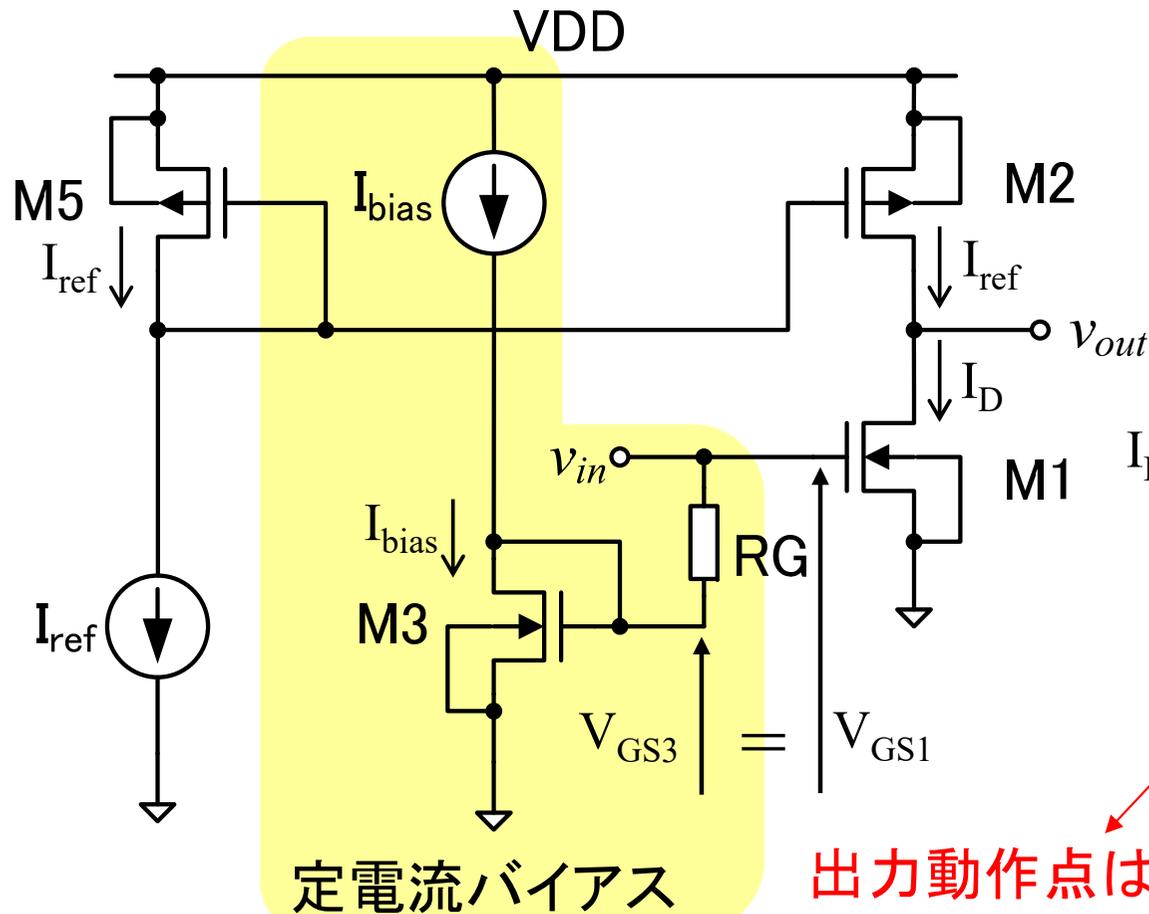
変更点

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)。

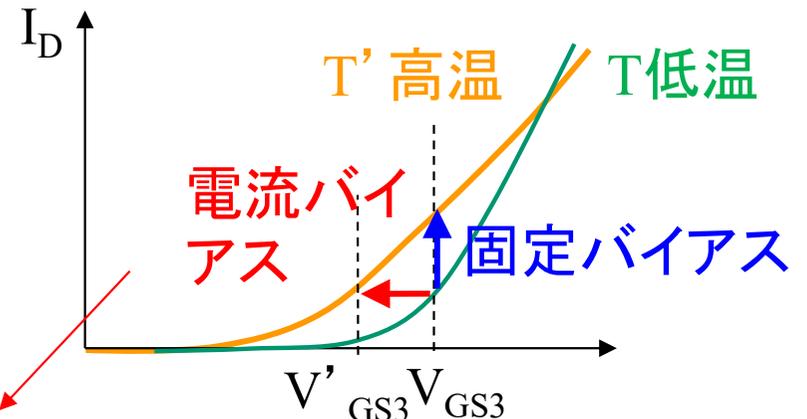
$R_S \cdot I_D < V_{DD} - (V_{OVp} + V_{OVn})$ に注意。

電流バイアス(カレントミラー)

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。

電流バイアスの設計

M1の V_{OV} (約200mV)が与えられたとき、

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

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

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

カレントミラーによる電流バイアスは、動作原理がシンプルで安定性がよい。

課題11. 1(2) バイアスの安定性

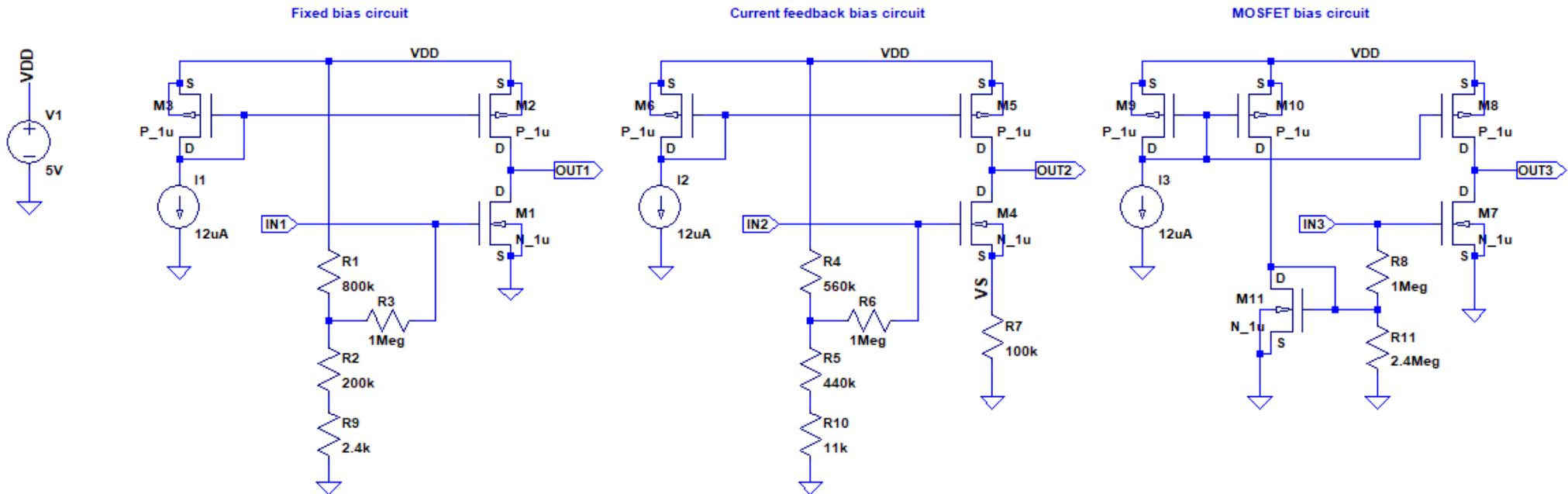
3. 次スライドを参考にして、固定バイアス、電流帰還バイアス、MOSFETバイアスを用いたソース接地増幅回路それぞれについて、動作点解析を実施せよ。
4. (1) 回路図、(2) シミュレーション結果のグラフ、(3) ネットリスト (Expanded List)を提出せよ。
 - 入力バイアス電圧対温度(ただし、電流帰還バイアス回路については、 $V(IN2) - V(VS)$)、出力バイアス電圧対温度、バイアス電流対温度の3枚のグラフを提出せよ。ただし、3種類の回路を比較できるように、各グラフに3種類の回路の温度特性をまとめて表示すること。
5. 各回路について、 25°C における各回路の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、 25°C における出力バイアス電圧からの変化を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11.1(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ディレクティブの説明

- `.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
 - `.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 I_d の微分(DERIV)を行え」を意味する。計算式は、

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

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 I_d 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**

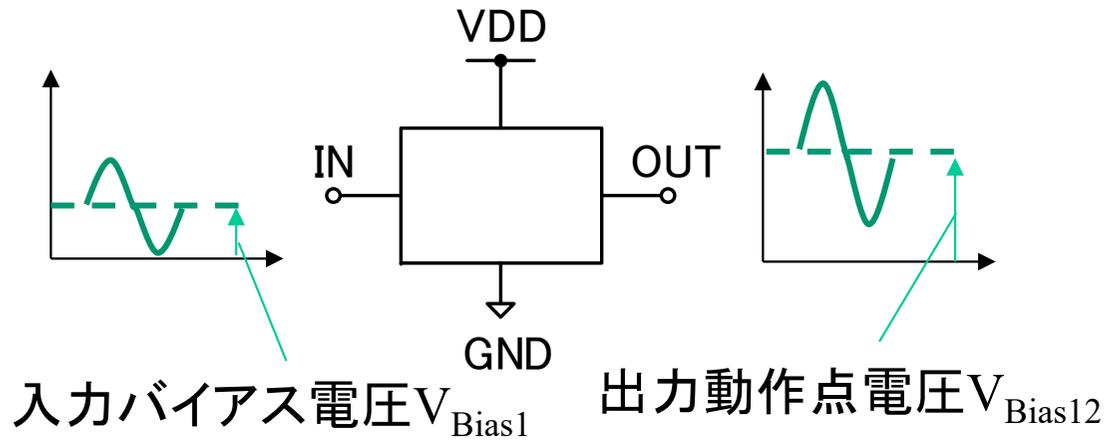
11.3節のまとめ

- 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)
 - 定電流バイアス
 - 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

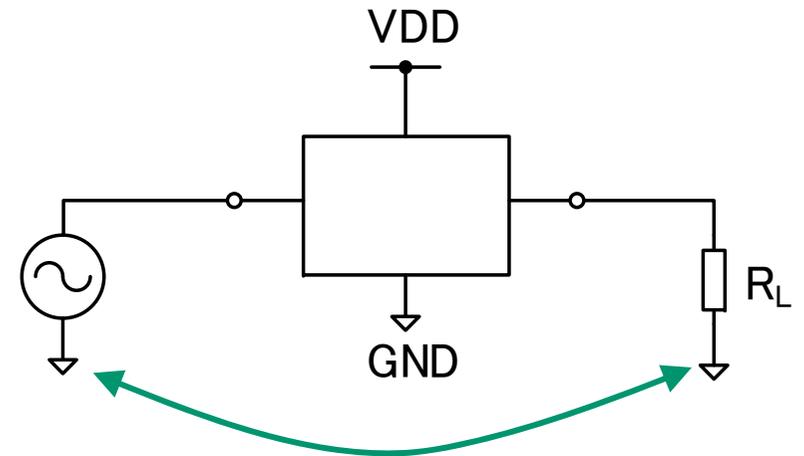
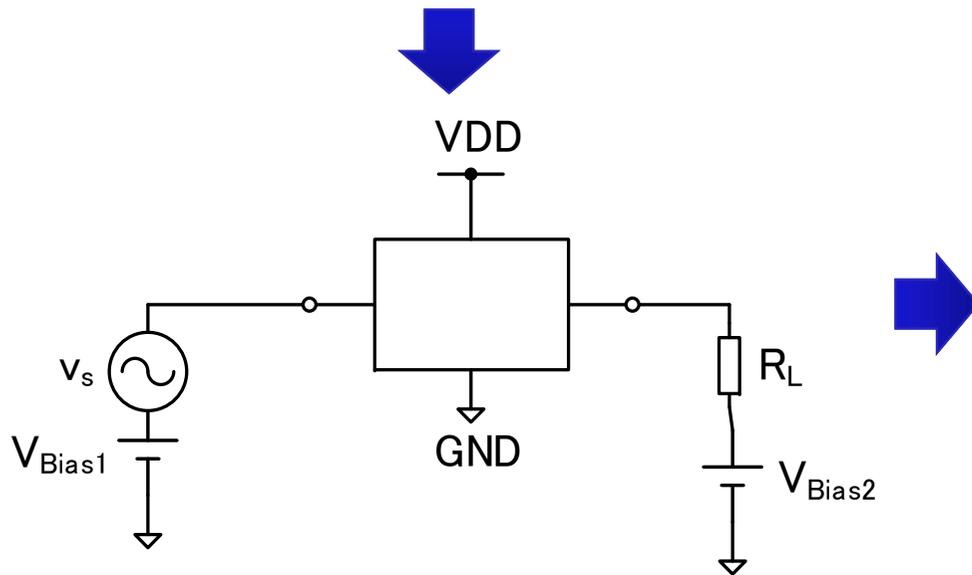
11.4 小信号交流解析

信号の共通電位



1. カップリングキャパシタ
2. 差動増幅回路

このようにするには？



V_{Bias1} , V_{Bias2} がないと入力端子と出力端子に直流電流が流れてバイアス電圧が正しく加わらない。

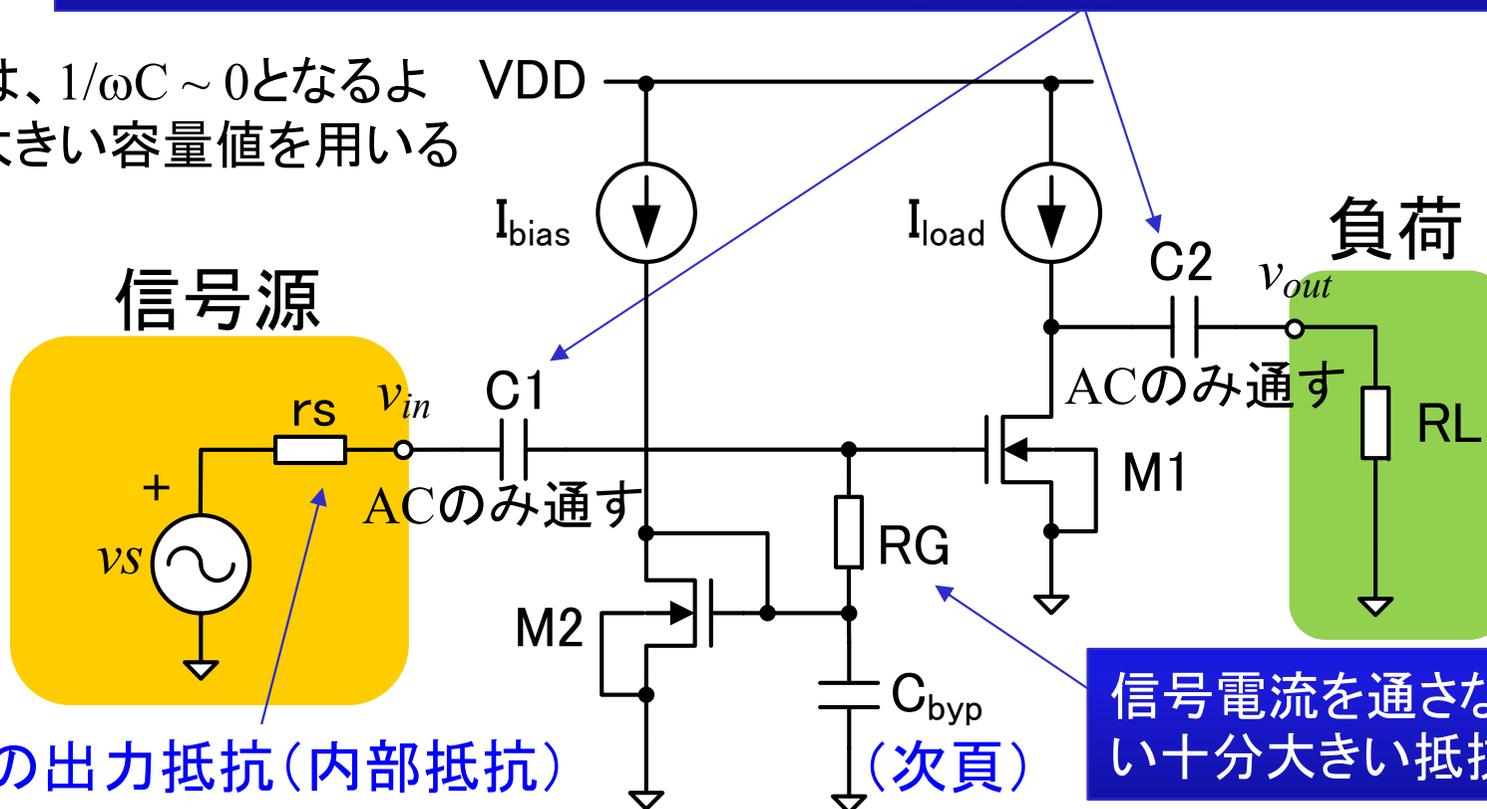
カップリングキャパシタ

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

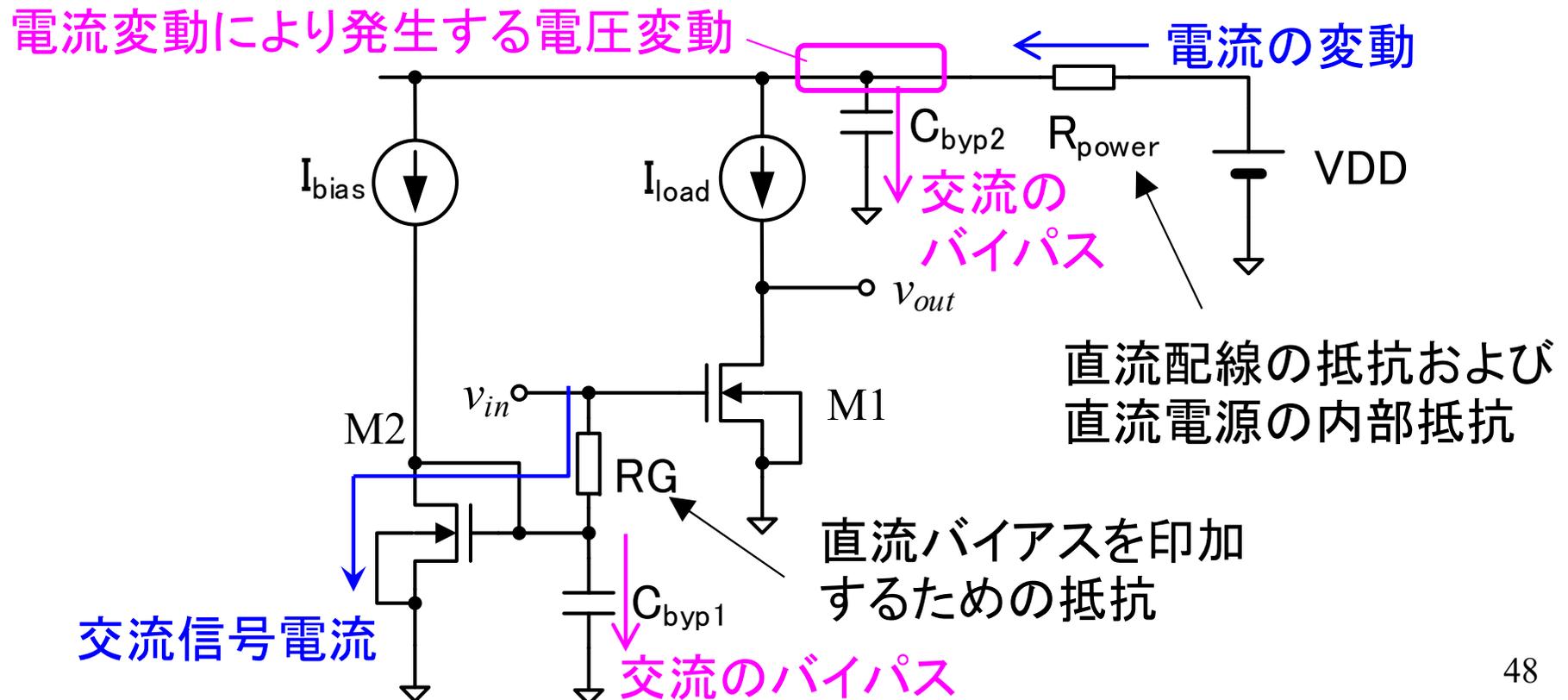
C1, C2: 直流バイアスを乱さないで交流信号だけ通過させるためにカップリングキャパシタ(Coupling capacitor)を使用

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



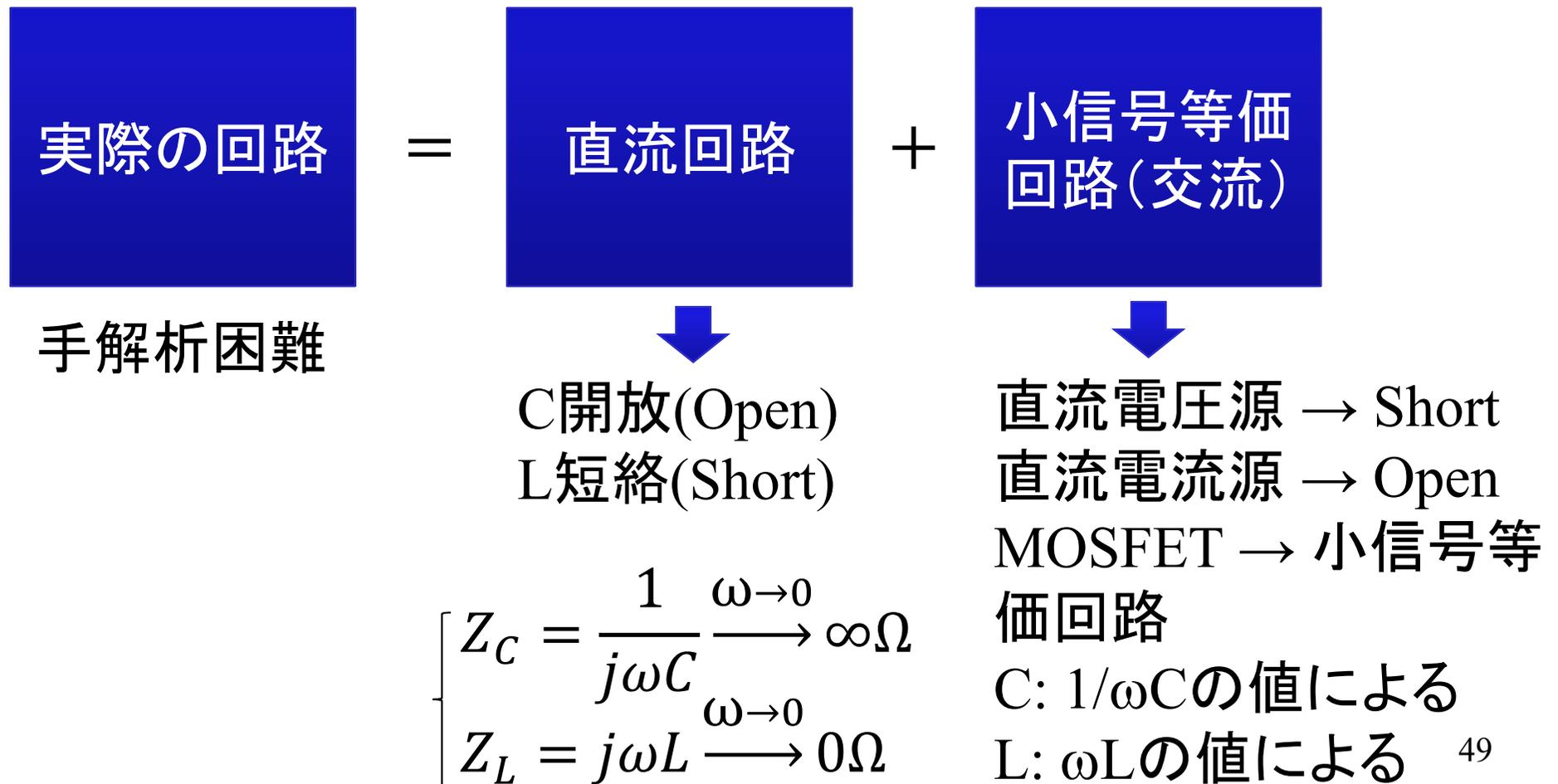
バイパスキャパシタ

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。



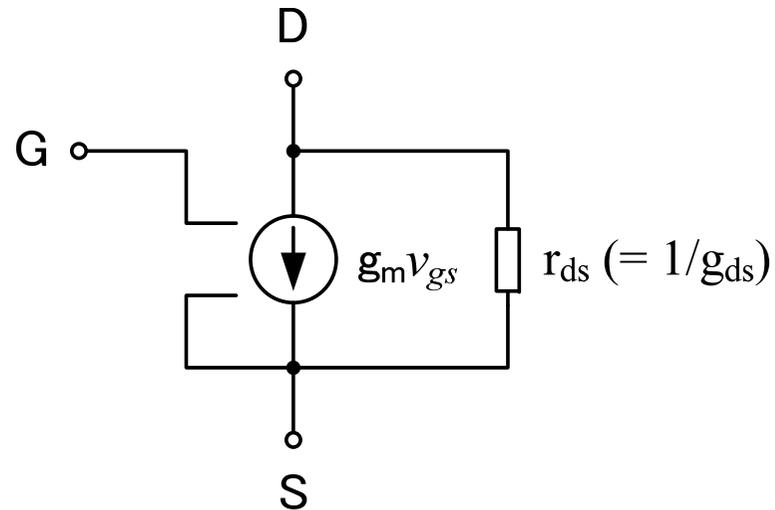
直流回路と小信号交流回路の分離

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。

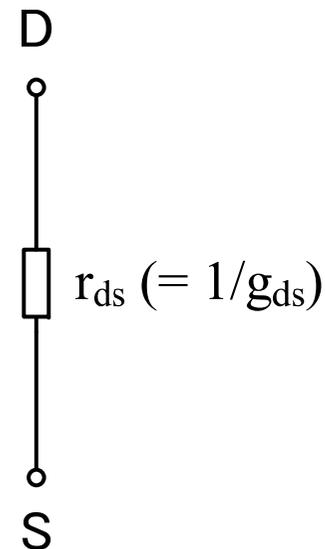


MOSFETの小信号等価回路

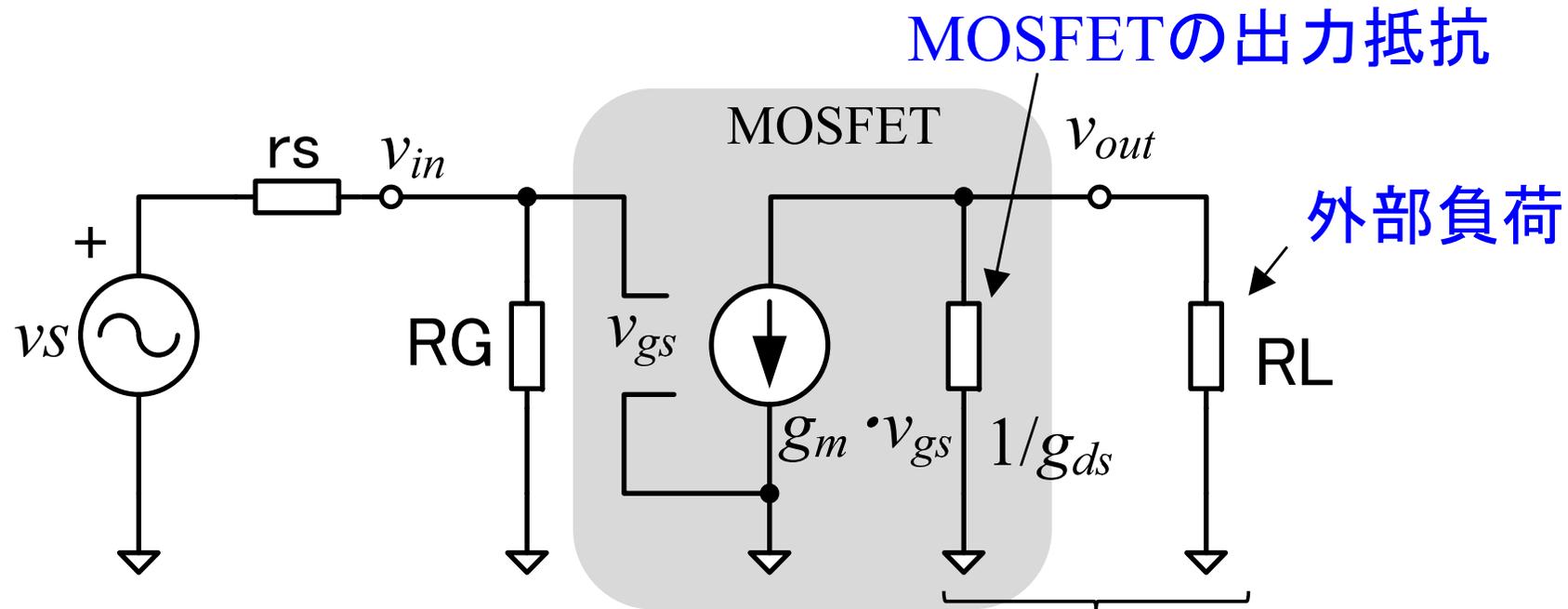
ゲート-ソース間に交流
電圧が加わる場合



ゲート-ソース間の電
圧が直流だけの場合



スライド47の回路の小信号等価回路

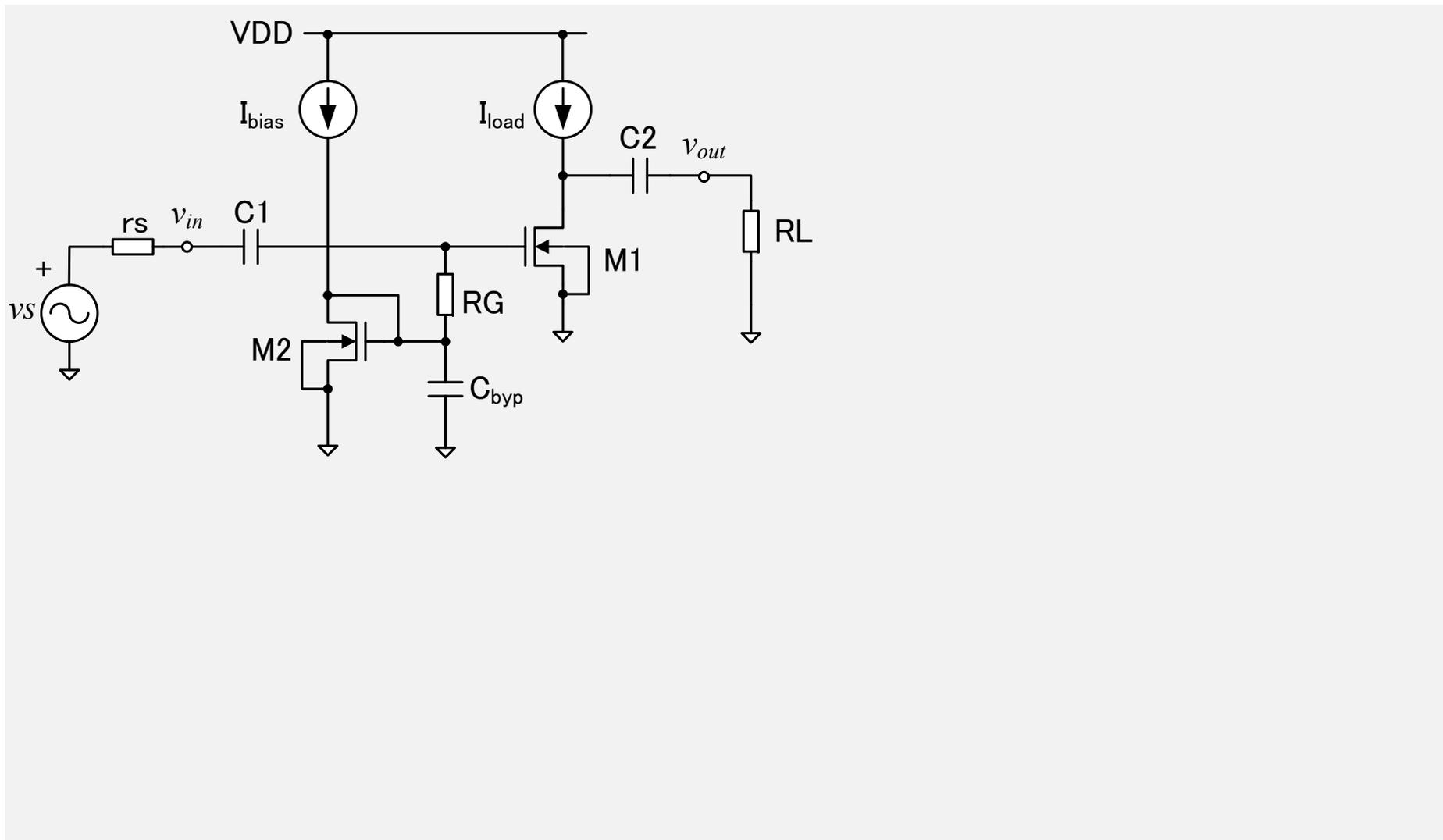


まとめて負荷と呼ぶことが多い

- C_1, C_2, C_{byp} は十分大きい容量値を想定してショート
- M1は低周波小信号等価回路を使用
- M2は C_{byp} によりGNDにショートされるため削除

第4章の電圧制御電流源を用いた動作モデルと同じ形になる。回路シミュレータのAC解析は、小信号等価回路を自動的に作成している。⁵¹

小信号等価回路導出手順



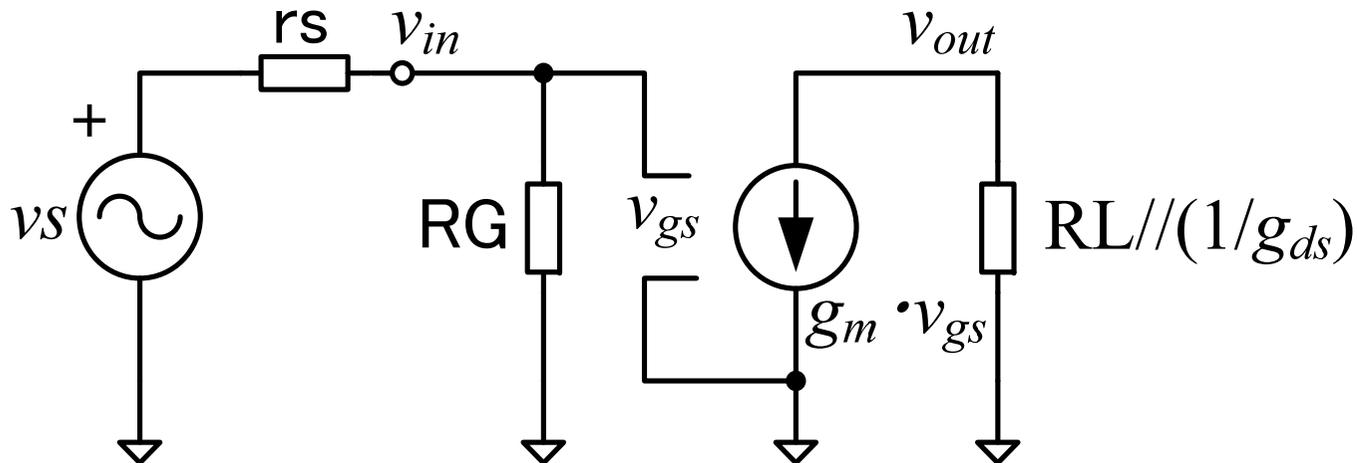
(参考) 近似を使用しない厳密な解析は、別紙を参照。

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。

$$Gain = -g_m \cdot RD$$

しかし、この式は、MOSFETの g_{ds} を無視しているため、小信号等価回路を用いて、正確な計算を試みよう。小信号等価回路を整理すると、



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

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

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

通常、MOSFETの $r_{ds} = 1/g_{ds}$ は非常に大きい値であるが、外部負荷 RL の抵抗値が小さいと、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。

$$V_{DD} = 5V$$

$$R_D = 200k$$

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

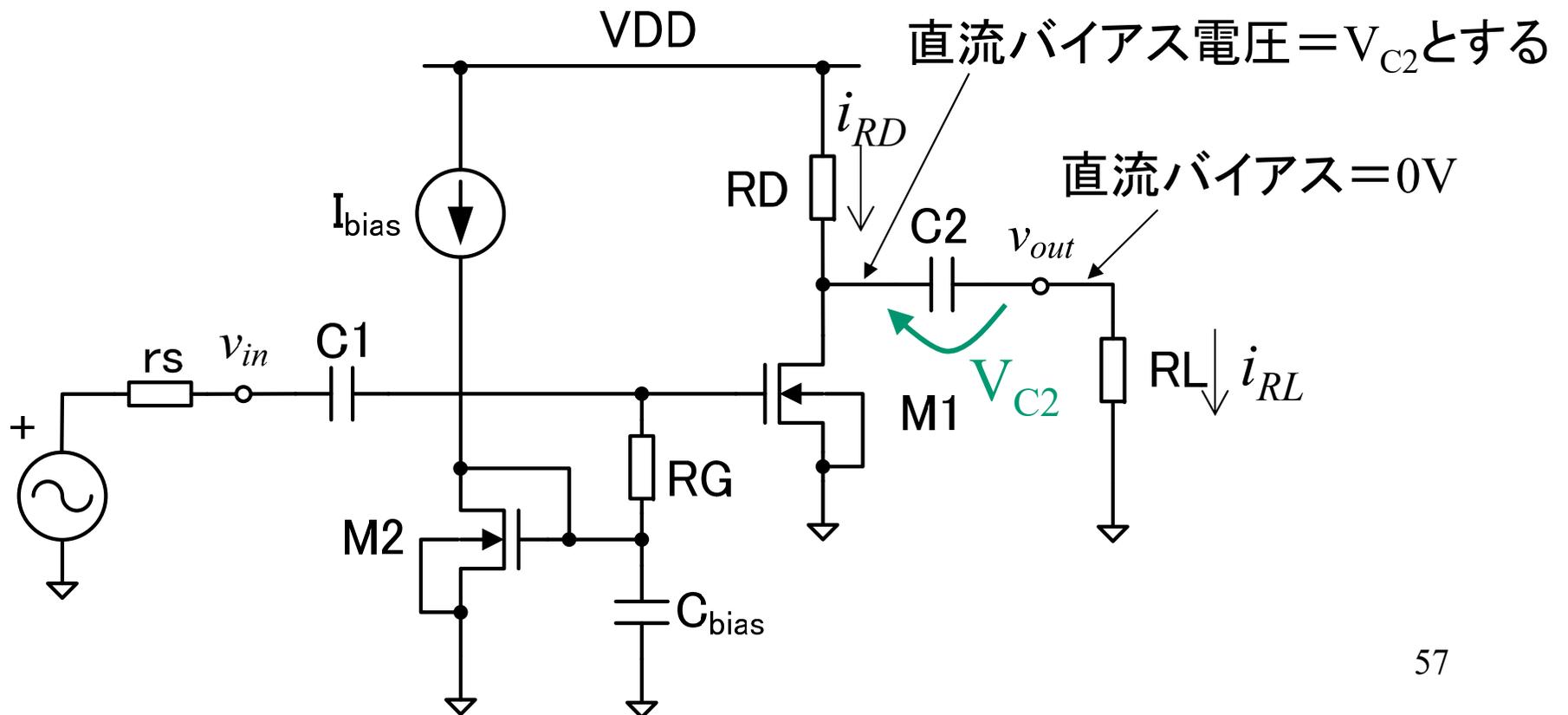
$$M = 1$$

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

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、電流 i_{RL} の最大値が最大 i_{max} とする。

M1がOFFの時、 $i_{RD} = i_{RL}$ 、また、 V_{C2} は直流なので、

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

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

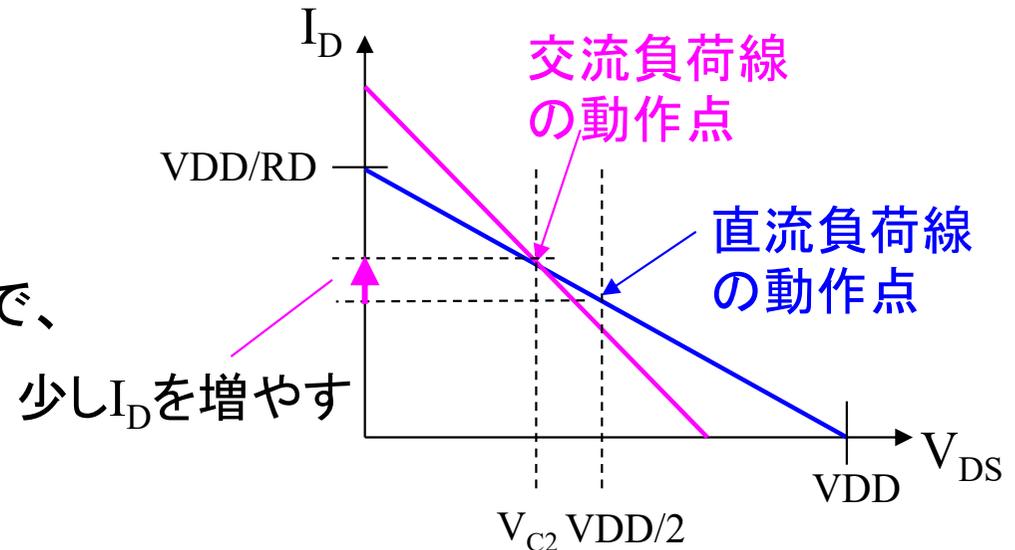
M1がONの時、 i_{RL} の負方向最大値が i_{min} とする。

M1がONの時、 $V_{DS} = 0V$ なので、

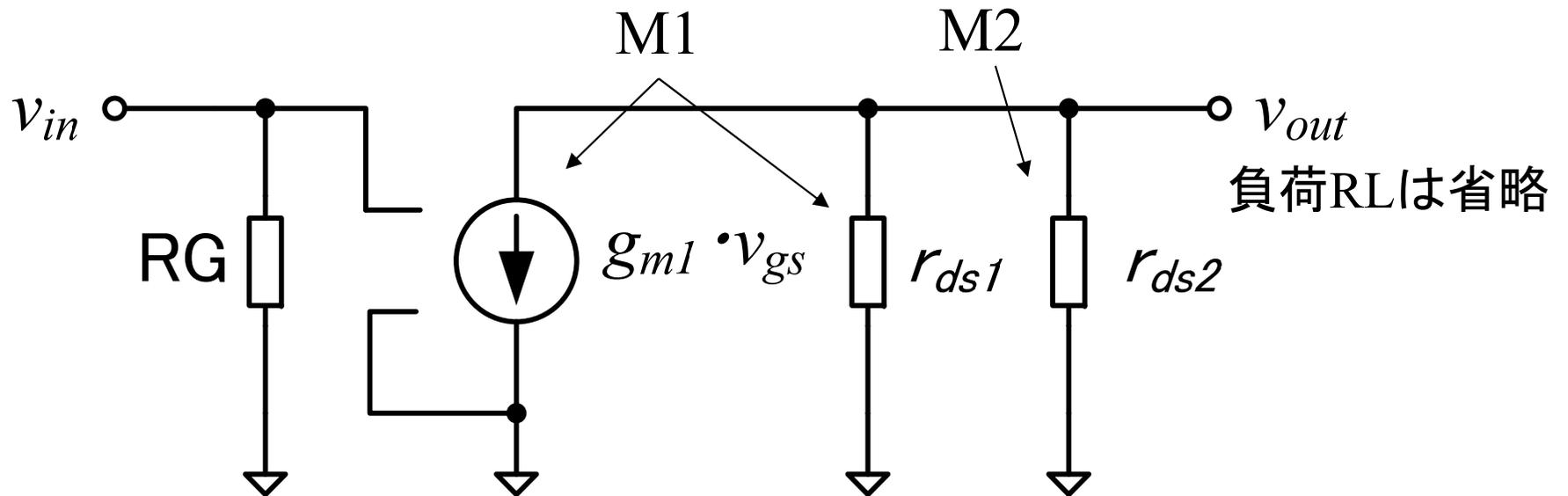
$$RL i_{min} = -V_{C2}$$

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

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

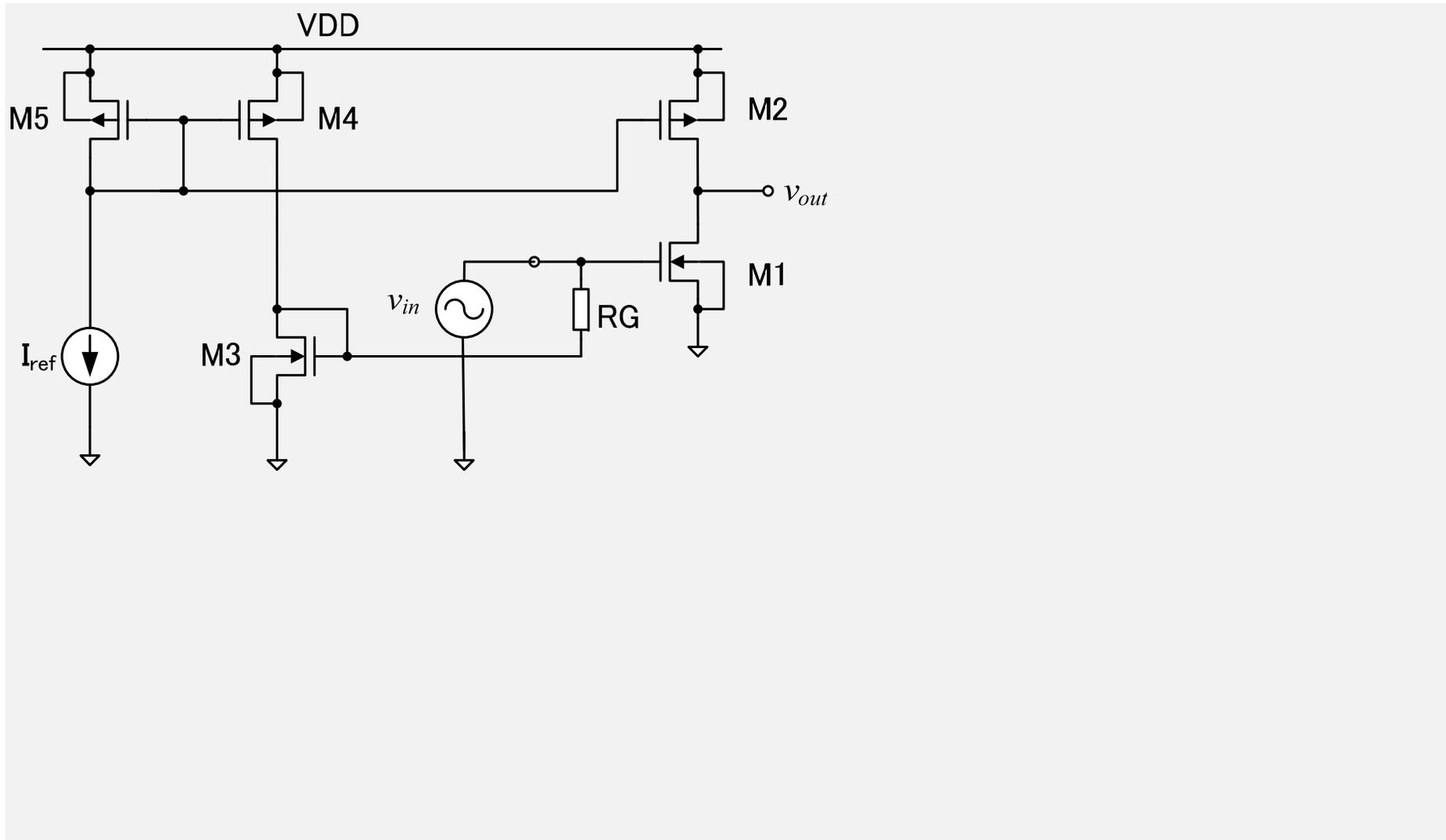


能動負荷ソース接地増幅回路 の小信号等価回路



第4章の電圧制御電流源による動作モデルと同じ形になる。この小信号等価回路を求めるのはやや難しいので、次ページの手順をメモしておくこと。

小信号等価回路の作成手順



能動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、 $I_D = 12.0\mu\text{A}$

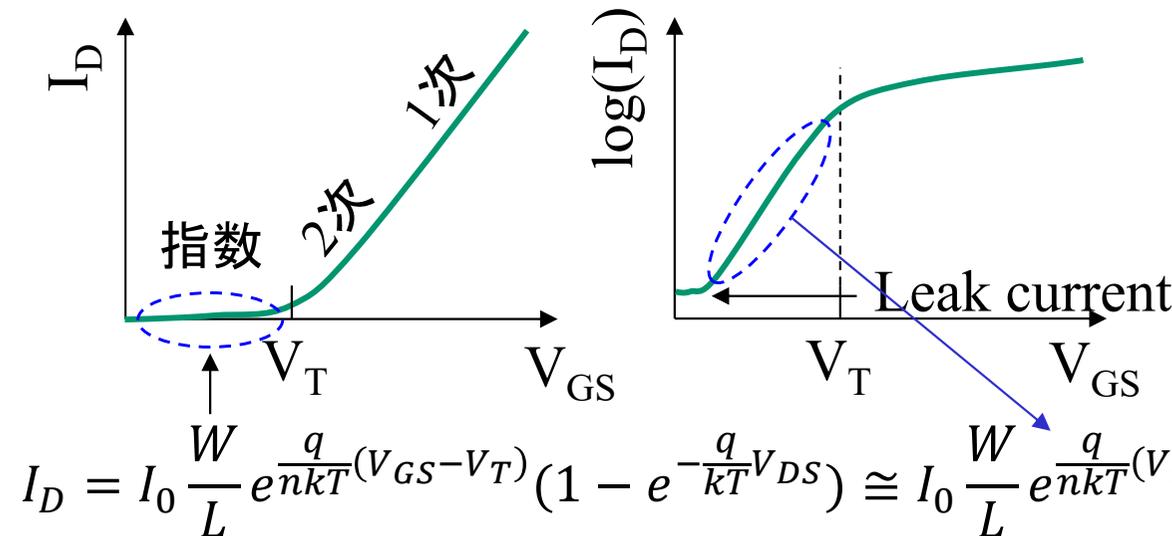
電圧利得は、 $1/\sqrt{I_D}$ に比例

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

高い電圧利得の原因は、 $r_{ds1} = 1/g_{ds1} = 8.3\text{MEG}$ 、 $r_{ds2} = 1/g_{ds2} = 6.7\text{MEG}$ というMOSFETの高い r_{ds} による。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？



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

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

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

(ただし、飽和領域の λ と異なる)

$$Gain = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} = -\frac{q}{nkT} \frac{1}{\lambda_n + \lambda_p}$$

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nnpまたはpnp構造に微小電流が流れ、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

$$M = 1$$

$$M = K$$

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

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

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

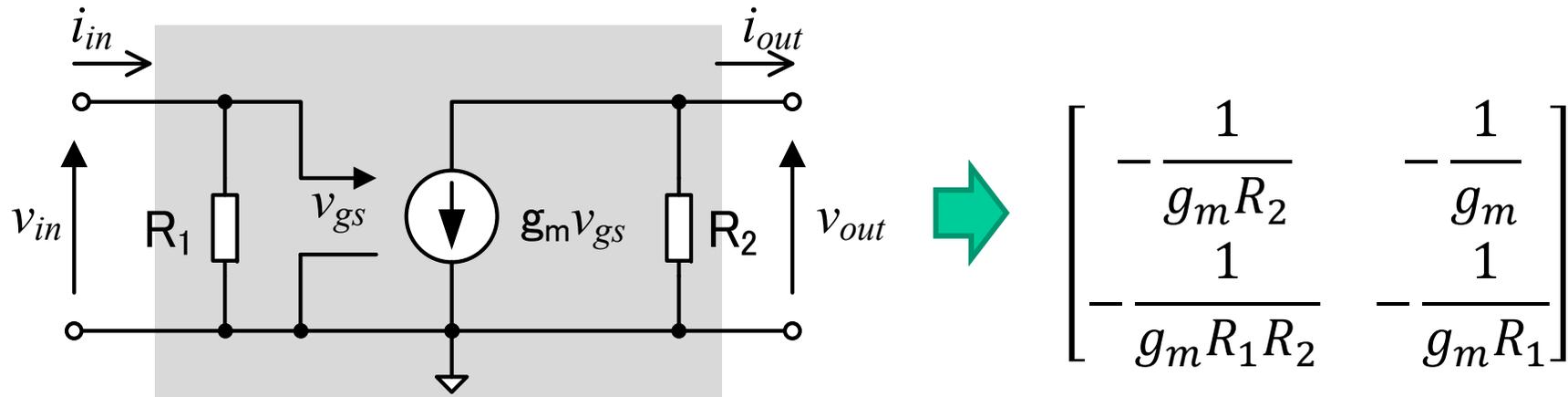
$$g_{ds} = \frac{dI_D^{(K)}}{dV_{DS}} = \lambda I_D^{(K)} = K\lambda I_D$$

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

電圧利得は、Mを変えても変化しない。

増幅回路のF行列

$R_G = R_1, r_{ds1} // r_{ds2} = R_2$ において、2端子対回路網パラメータを求めておこう。



(注) 電圧制御電流源のみでは行列要素が求められないことに注意。

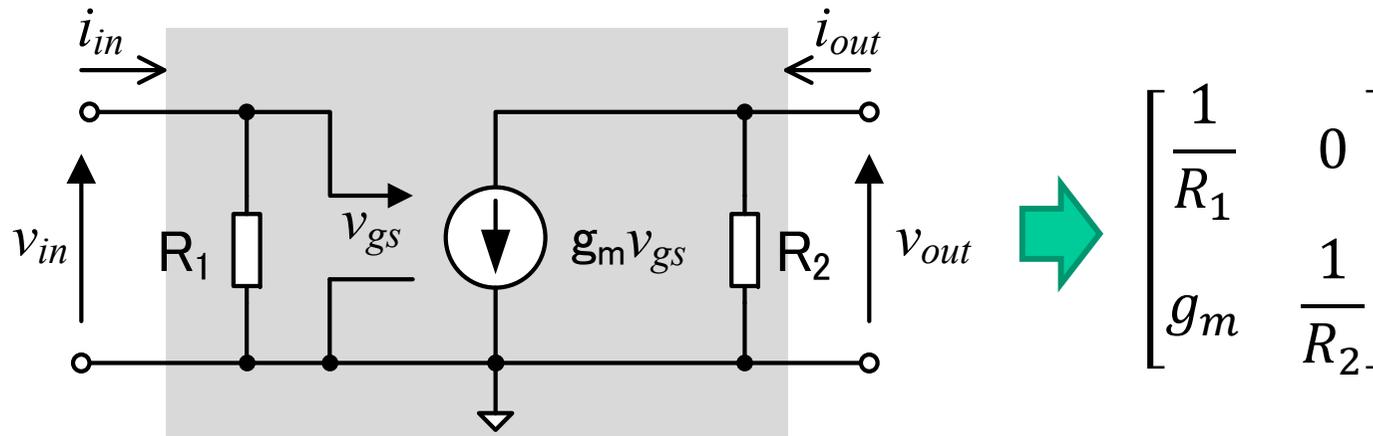
$$A = \left. \frac{v_{in}}{v_{out}} \right|_{i_{out}=0} = \frac{v_{in}}{-g_m v_{in} R_2} = -\frac{1}{g_m R_2}$$

$$B = \left. \frac{v_{in}}{i_{out}} \right|_{v_{out}=0} = \frac{v_{in}}{-g_m v_{in}} = -\frac{1}{g_m}$$

$$C = \left. \frac{i_{in}}{v_{out}} \right|_{i_{out}=0} = \frac{\frac{1}{R_1} v_{in}}{-g_m v_{in} R_2} = -\frac{1}{g_m R_1 R_2}$$

$$D = \left. \frac{i_{in}}{i_{out}} \right|_{v_{out}=0} = \frac{\frac{1}{R_1} v_{in}}{-g_m v_{in}} = -\frac{1}{g_m R_1}$$

増幅回路のY行列



$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} & 0 \\ g_m & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix}$$

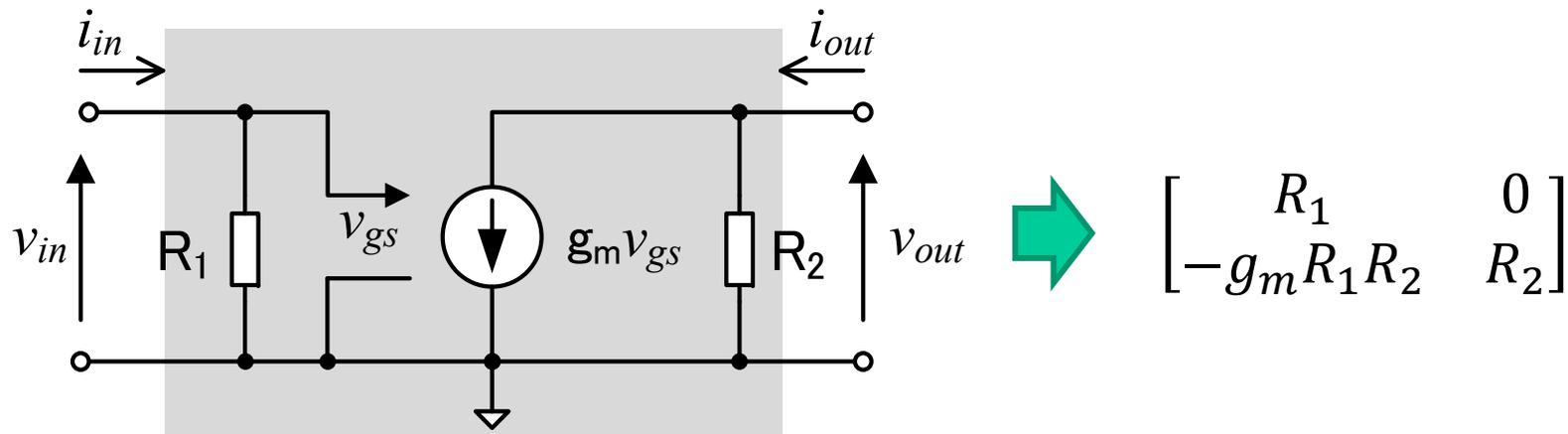
$$y_{11} = \left. \frac{i_{in}}{v_{in}} \right|_{v_{out}=0} = \frac{\frac{1}{R_1} v_{in}}{v_{in}} = \frac{1}{R_1}$$

$$y_{12} = \left. \frac{i_{in}}{v_{out}} \right|_{v_{in}=0} = \frac{0}{v_{out}} = 0$$

$$y_{21} = \left. \frac{i_{out}}{v_{in}} \right|_{v_{out}=0} = \frac{g_m v_{in}}{v_{in}} = g_m$$

$$y_{22} = \left. \frac{i_{out}}{v_{out}} \right|_{v_{in}=0} = \frac{\frac{1}{R_2} v_{out}}{v_{out}} = \frac{1}{R_2}$$

増幅回路のZ行列



$$\begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ -g_m R_1 R_2 & R_2 \end{bmatrix}$$

$$z_{11} = \left. \frac{v_{in}}{i_{in}} \right|_{i_{out}=0} = \frac{R_1 i_{in}}{i_{in}} = R_1$$

$$z_{12} = \left. \frac{v_{in}}{i_{out}} \right|_{i_{in}=0} = \frac{0}{i_{out}} = 0$$

$$z_{21} = \left. \frac{v_{out}}{i_{in}} \right|_{i_{out}=0} = \frac{-g_m R_1 i_{in} R_2}{i_{in}} = -g_m R_1 R_2$$

$$z_{22} = \left. \frac{v_{out}}{i_{out}} \right|_{i_{in}=0} = \frac{R_2 i_{out}}{i_{out}} = R_2$$

11.4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により、RLCと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)
- 増幅器の電圧利得は、バイアス電流に依存する
 - 電圧利得は、ドレーン電流が小さいほど大きくなる