

第13章 増幅回路の接地形式

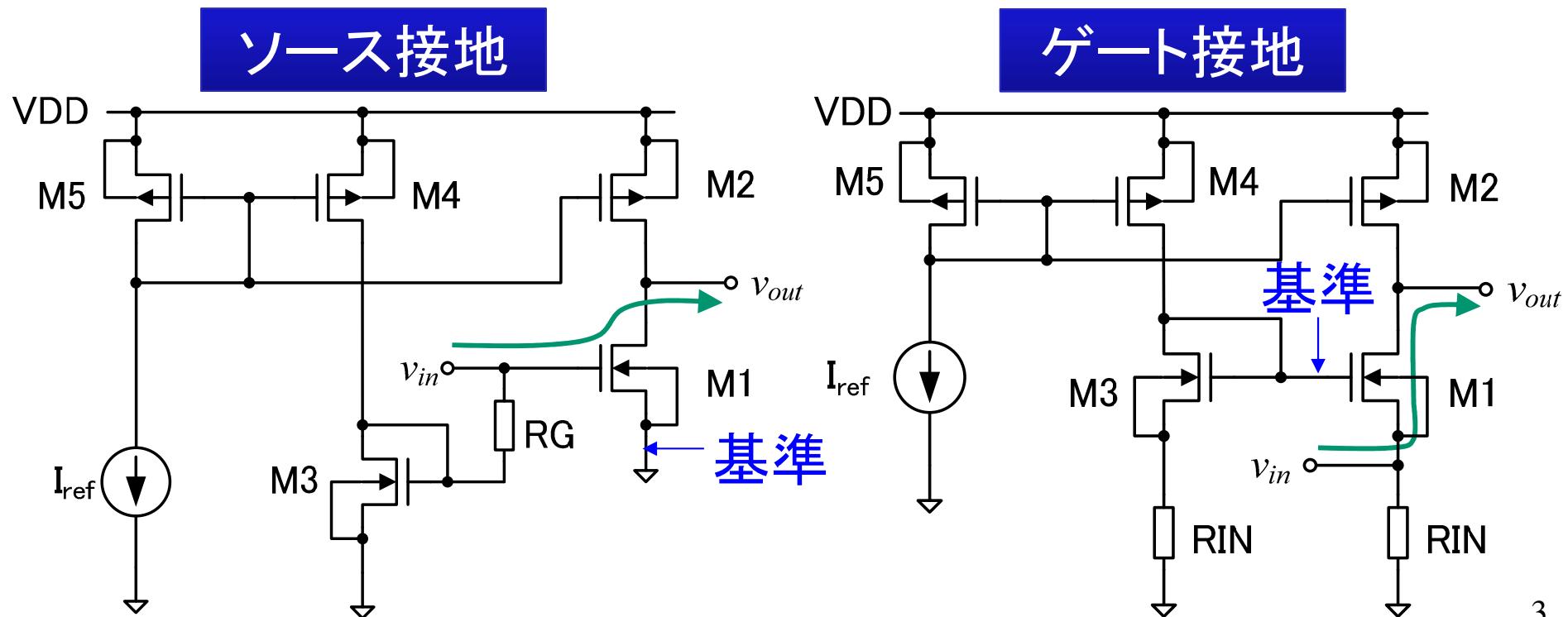
ソースフォロワとゲート接地増幅回路

インピーダンスを上げる回路

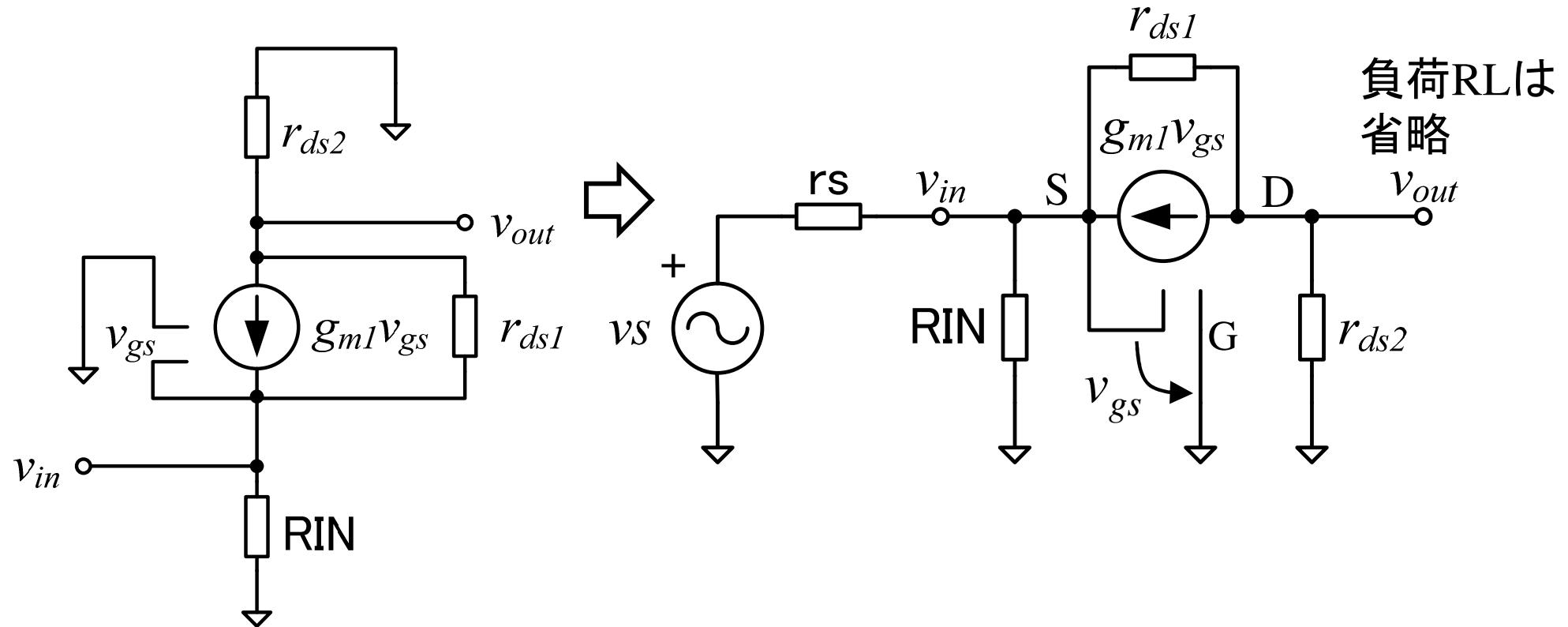
13.1 ゲート接地増幅回路

ゲート接地増幅回路

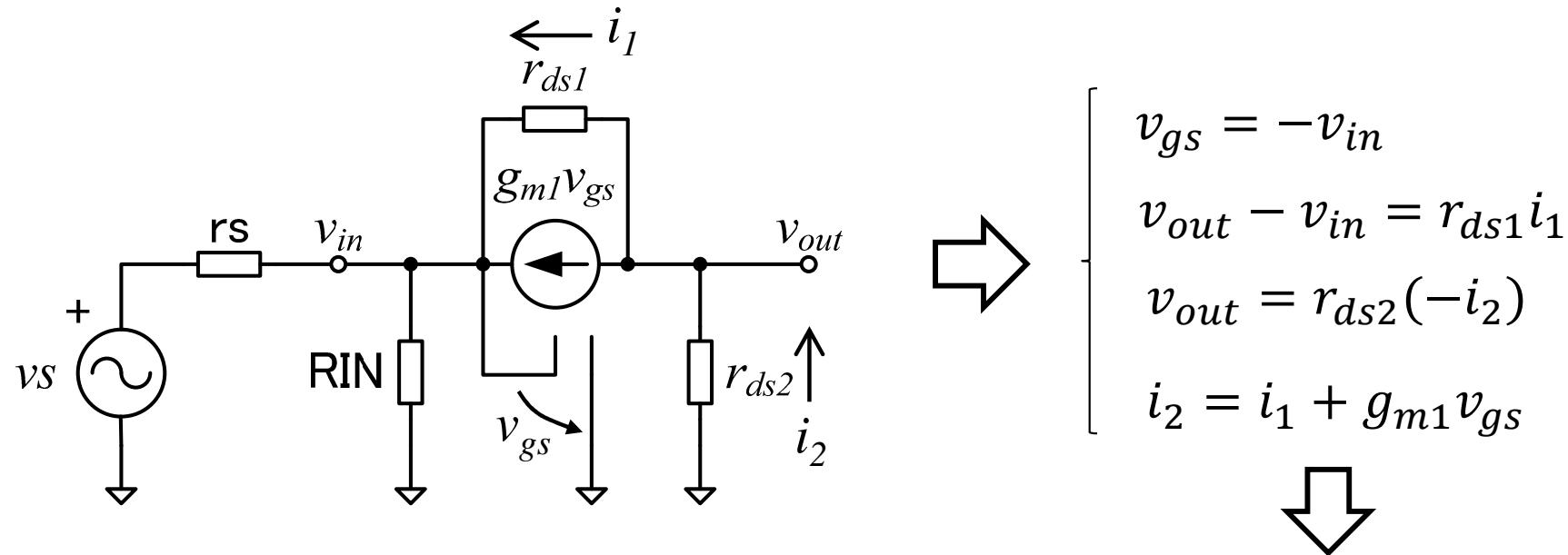
これまで学んできたソース電位を基準電位とした電圧増幅回路について
学んだが、ゲート電位を基準として電圧増幅することもできる。
ゲート接地増幅回路(Common-gate amplifier, CG amplifier)と呼ばれる。



ゲート接地増幅回路の小信号等価回路



ゲート接地増幅回路の電圧利得



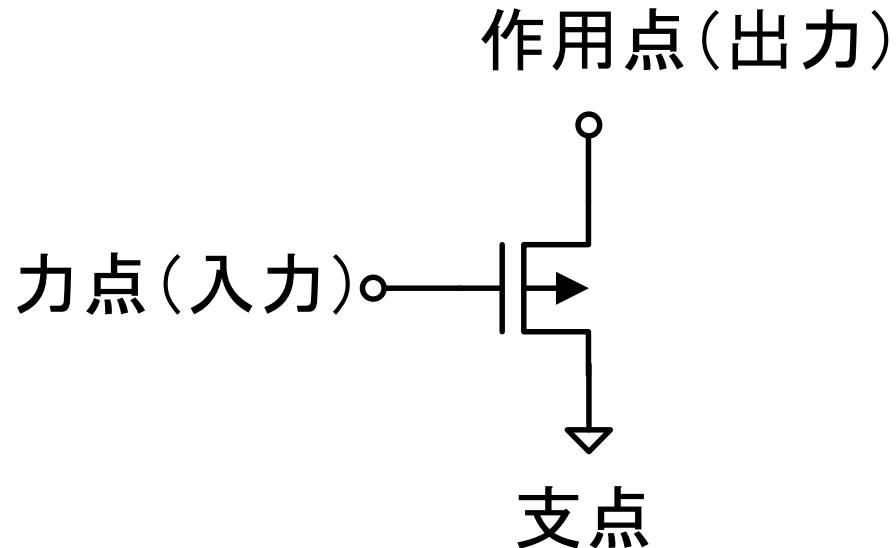
自分で解いてみると ソース
接地と
の差

$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}} = (g_{m1}r_{ds1} + 1) \frac{r_{ds2}}{r_{ds1} + r_{ds2}} = \frac{g_{m1} + g_{ds1}}{g_{ds1} + g_{ds2}}$$

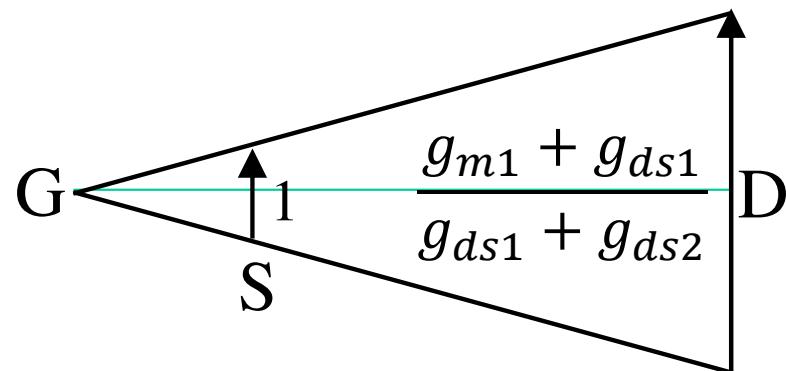
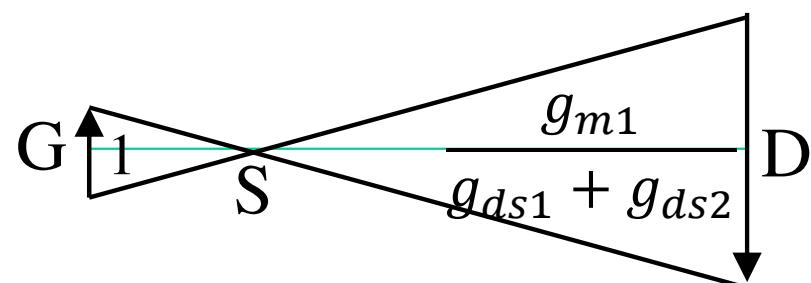
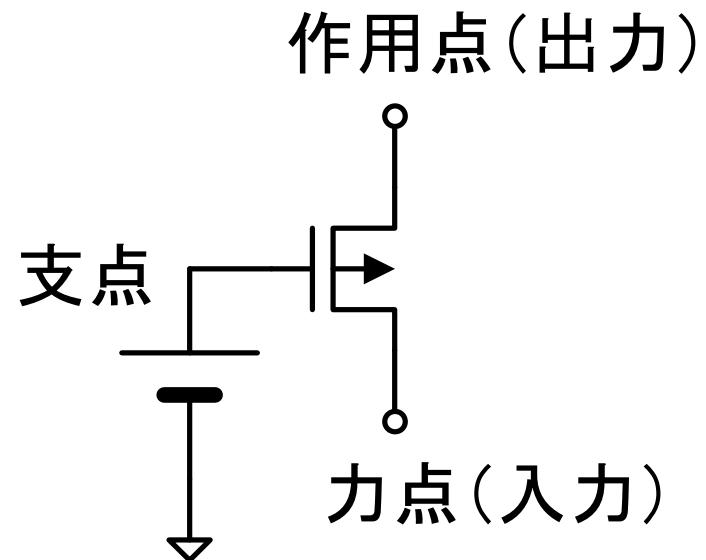
- 非反転増幅(入力と出力の波形が反転しない)
- ソース接地増幅回路よりも少し利得が大きい

てこの原理1？

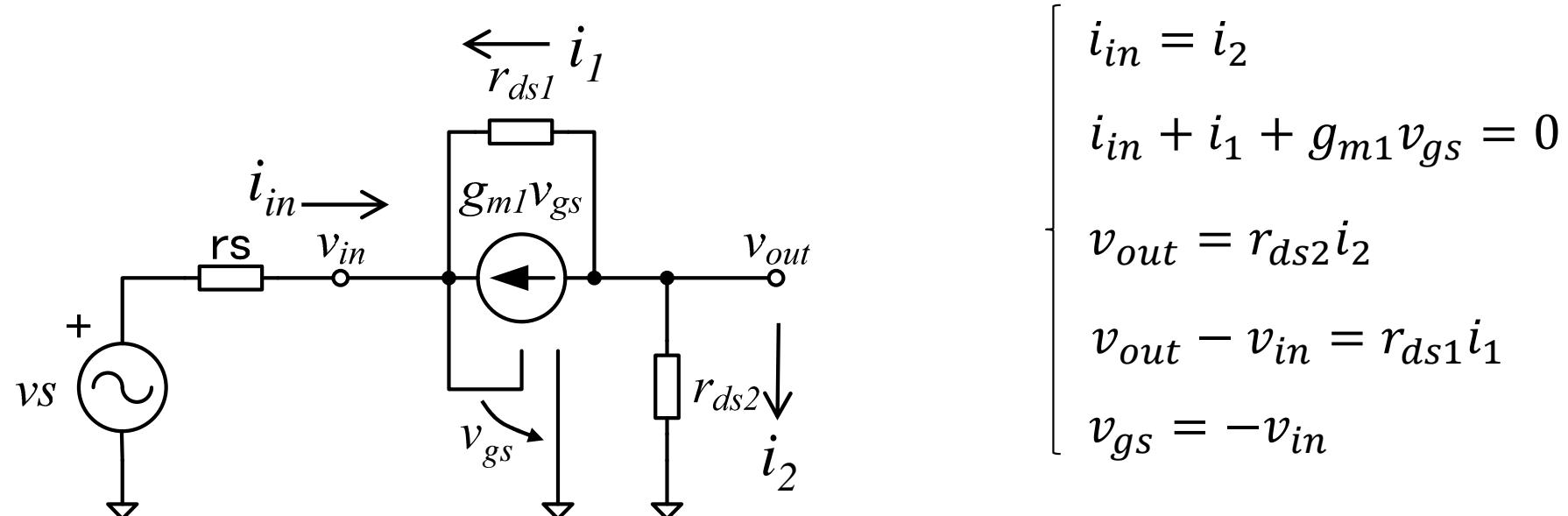
ソース接地



ゲート接地



ゲート接地増幅回路の入力インピーダンス

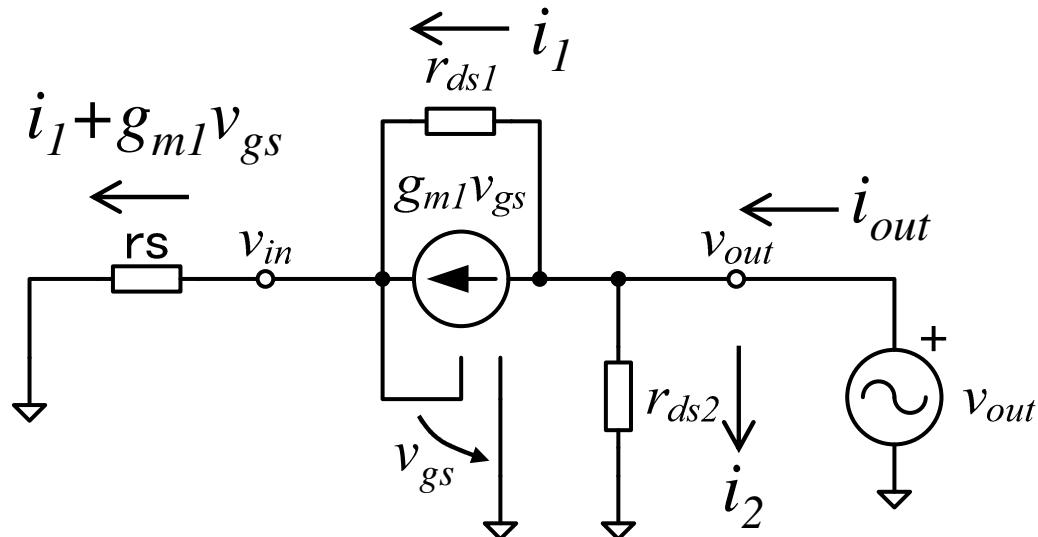


入力インピーダンス測定回路(RIN $\approx\infty$ として無視した)

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{r_{ds1} + r_{ds2}}{1 + g_{m1}r_{ds1}} \underset{g_{m1}r_{ds1} \gg r_{ds1}, r_{ds2}}{\approx} \frac{r_{ds1} + r_{ds2}}{g_{m1}r_{ds1}} \xrightarrow{r_{ds1}=r_{ds2}} \frac{2}{g_{m1}} = \frac{2}{\sqrt{2\beta_n I_D}}$$

$$I_D = 12\mu A \text{ のとき、} Z_{in} = 16k\Omega$$

ゲート接地増幅回路の出力インピーダンス



$$\begin{cases} v_{gs} = -v_{in} \\ v_{in} = r_s(i_1 + g_{m1}v_{gs}) \\ i_{out} = i_1 + i_2 + g_{m1}v_{gs} \\ v_{out} = r_{ds2}i_2 \\ v_{out} - v_{in} = r_{ds1}i_1 \end{cases}$$

出力インピーダンス測定回路

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{1}{\frac{1}{r_{ds1} + (1 + g_{m1}r_{ds1})rs} + \frac{1}{r_{ds2}}} = \{r_{ds1} + (1 + g_{m1}r_{ds1})rs\} // r_{ds2}$$

Z_{out} は、信号源の内部インピーダンス r_s に依存する。また、ソース接地増幅回路の出力インピーダンス $1/(g_{ds1} + g_{ds2}) = r_{ds1} // r_{ds2}$ よりも大きい値になる。

インピーダンスの変換

MOSFET M1の出力インピーダンス(Z_{M1})は、入力に接続されたインピーダンス r_s にほぼ比例している。言い換えると、**ゲート接地増幅回路は、インピーダンス変換機能を持つ。**

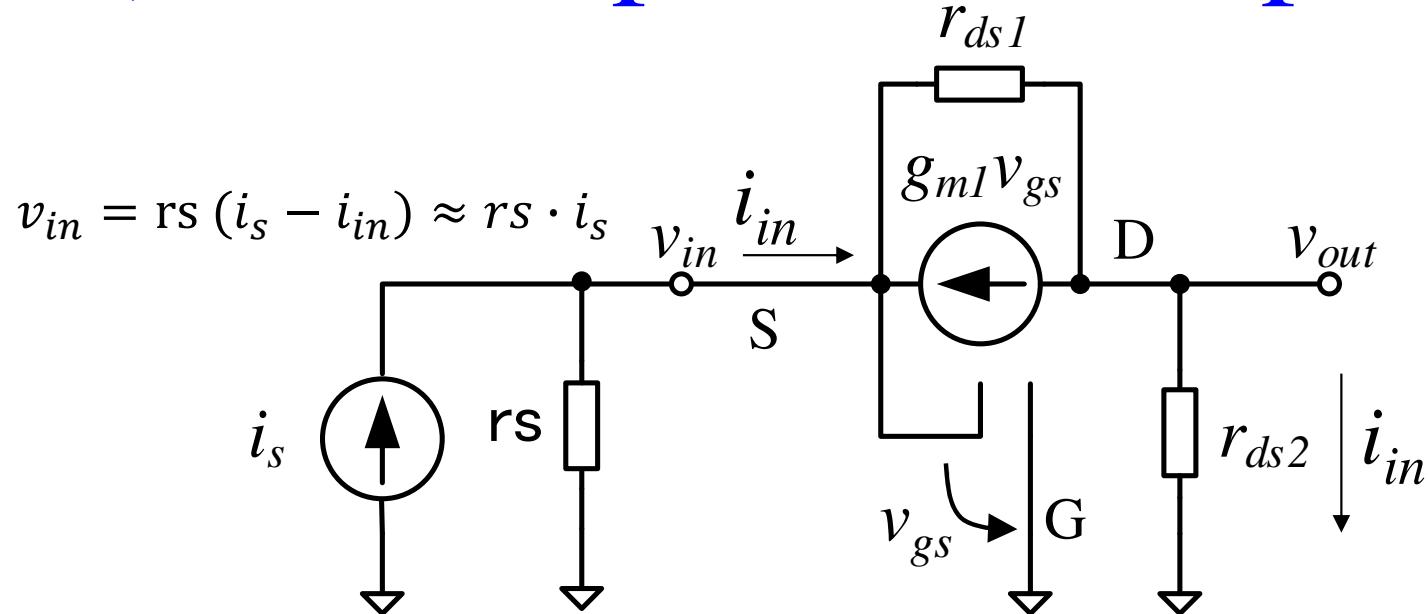
前スライドの結果より、M1のドレイン端子のインピーダンス(Z_{out} から r_{ds2} を取り除いたインピーダンス)

$$Z_{M1} = r_{ds1} + (1 + g_m r_{ds1})r_s \approx \underbrace{(1 + g_m r_{ds1})r_s}_{\text{電圧利得の値(電流源負荷のとき)}}$$

$$Z_{out} = Gain \cdot r_s // r_{ds2}$$

従って、ソース端子に接続された r_s が、ドレイン端子側で電圧利得倍に増大させる働きがある(抵抗の増幅?)。

トランスインピーダンスアンプ (Trans-impedance Amplifier)



ゲート接地增幅回路では、入力信号電流 i_{in} と等しい電流が、 r_{ds2} に流れるため、微少な電流信号が大きな電圧信号 v_{out} に変換される。

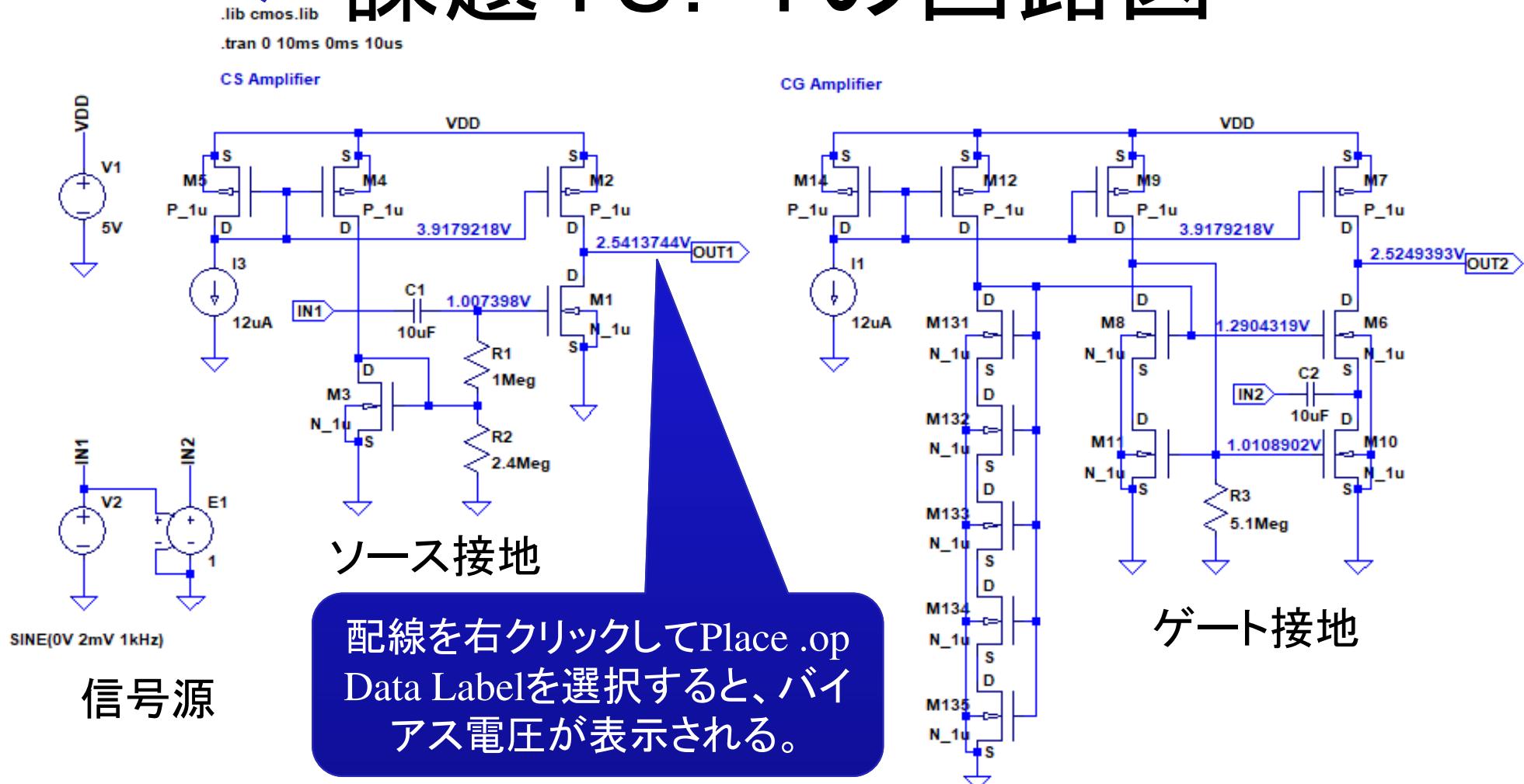
変換利得 $G_{i \rightarrow v} = \frac{v_{out}}{i_s} = \frac{g_{m1} + g_{ds1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} \frac{v_{in}}{i_s} \approx \frac{g_{m1} + g_{ds1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} r_s$

課題13. 1 電圧増幅回路の過渡応答解析(Transient response analysis)

1. ソース接地増幅回路、ゲート接地増幅回路について、過渡応答解析のシミュレーションを行い、出力波形のグラフを作成せよ。
2. シミュレーション結果から電圧利得の値を求めよ。ただし、波形の歪みは考慮しなくてよい。
3. (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)、(4) シミュレーション結果から得られた電圧利得を提出せよ。

自分のモデル
ファイルに変更

課題13. 1の回路図



信号源の出力抵抗 r_s と負荷RLは無視(ここでは、理想状態での増幅回路の特性を求める)。バイアスが設計通りか確認することが重要。

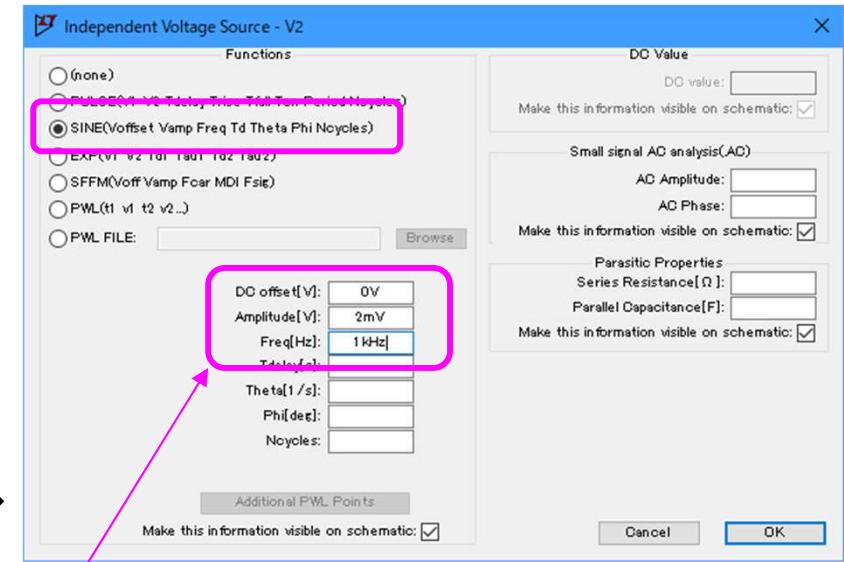
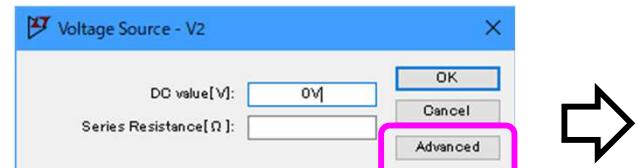
回路の説明

- ソース接地増幅回路
 - R2は、バイアスの微調整用
- ゲート接地増幅回路
 - R3は、バイアスの微調整用
 - スライド8の原理回路では、入力抵抗RINを通してM1のバイアス電流を流していたが、実際には、RINを大きい値にすると、M1のソース電位 $V_S = RIN \cdot I_D$ が高くなりすぎて、出力の電圧振幅範囲(Output swing)が狭くなる
 - ここでは、RINの代わりに、カレントミラー電流源を使ってバイアス電流 I_D を流しているため、M6のソース電位は、M10の V_{OV} だけでよい
 - M6, M10のバイアスのため、カスコードカレントミラーを使用している
 - M131～M135は、カスコードカレントミラーの $\beta/5$ のトランジスタの代用

信号源の設定

- 信号源V2

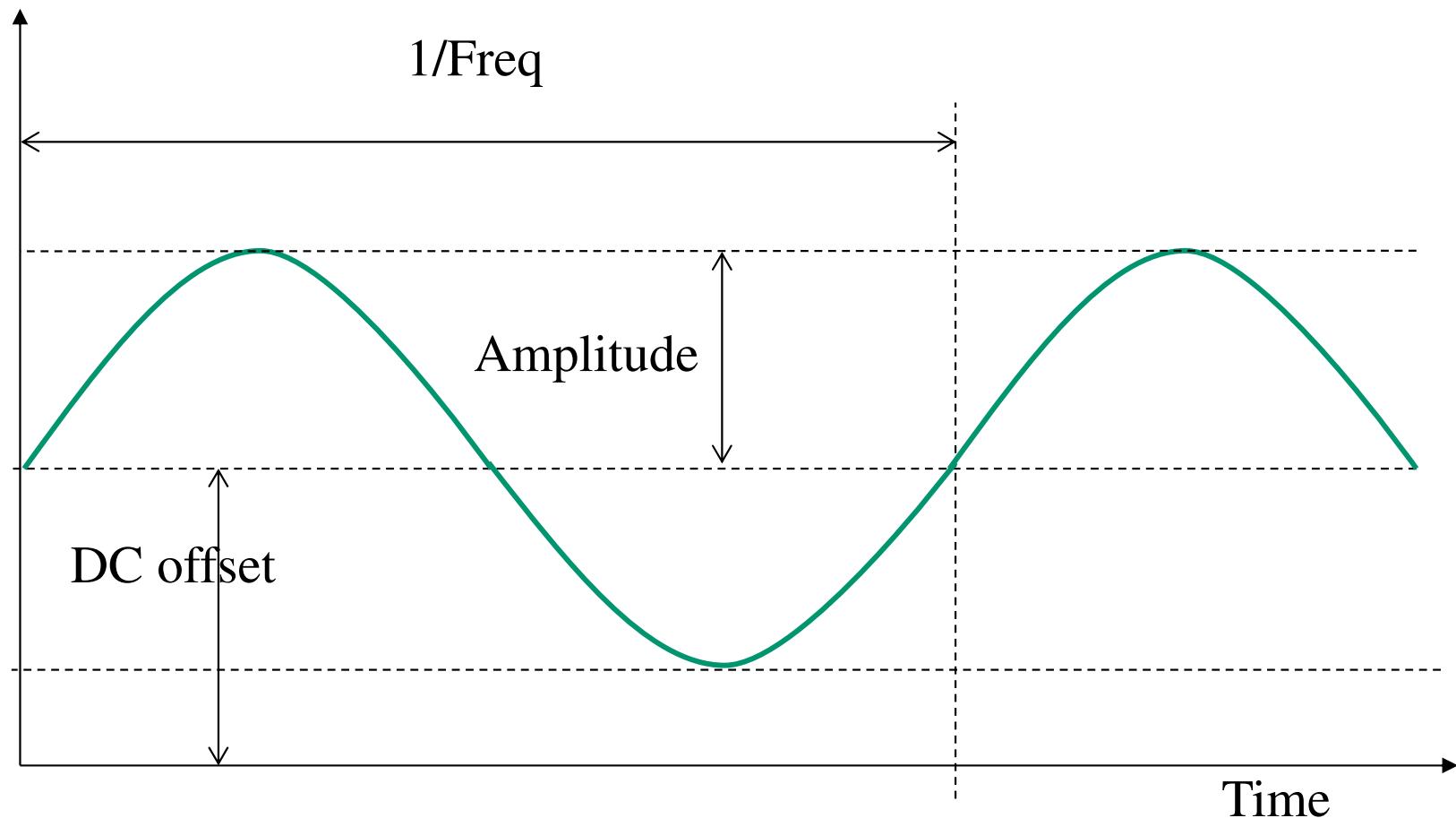
- 過渡応答解析を実行するためには
波形の設定が必要
- V2を右クリック



- 電圧制御電圧源E1

- 1つの信号源を2つの回路に接続すると、2つの回路の入力端子がショートしてしまうため、信号源の出力を2つに分ける(今回は、信号源出力抵抗 r_s がないため、信号源出力を分けなくても問題ない)
- E1は、電圧制御電圧源である。右クリックして、value = 1 に設定する
- 入力(制御電圧)をvalue倍した電圧(被制御電圧)が出力される

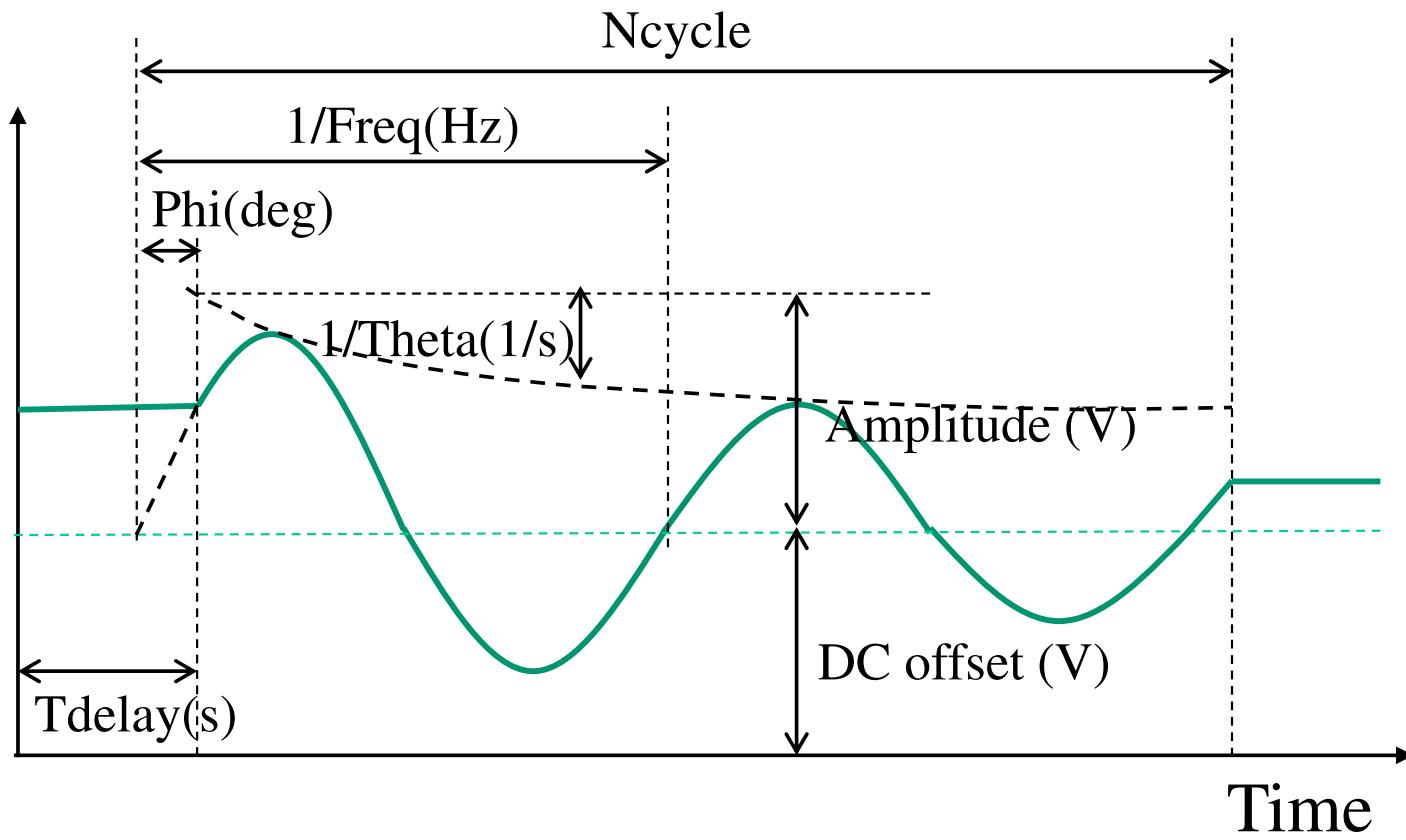
sine波のパラメータ(基本パラメータ)



Freq は周波数(Hz)。角周波数(rad/s)ではないので注意。

sine波のパラメータ(詳細)

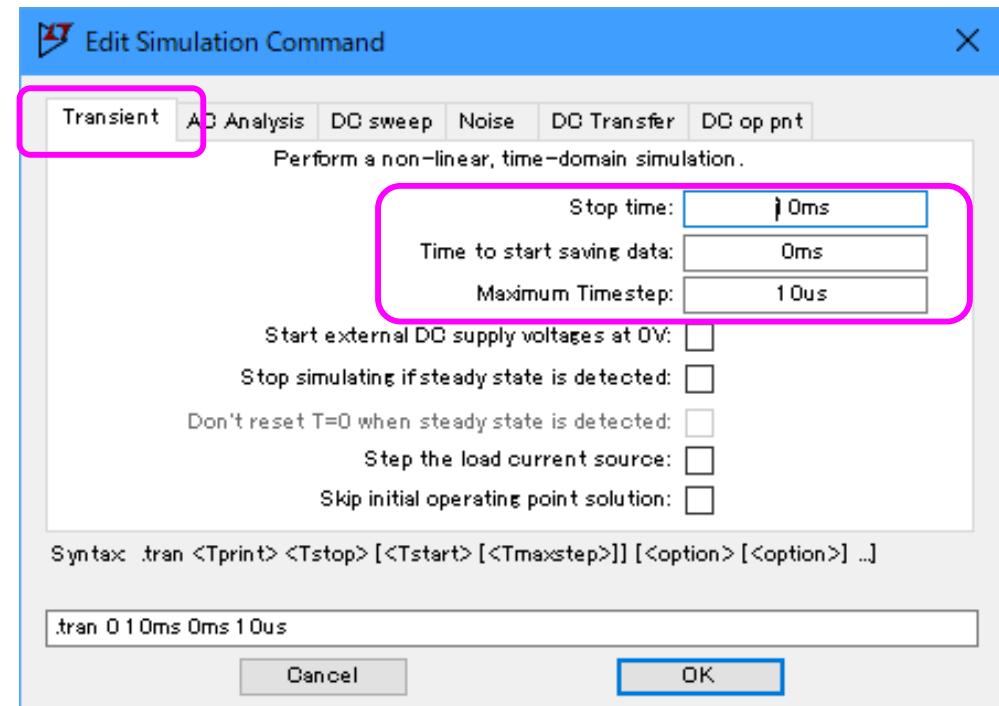
- sine波のパラメータはやや複雑なので、TRAN解析の際に、sine波を設定した信号源の出力波形も確認しておくとよい



SPICEディレクティブの説明1

- .tran 0 10ms 0ms 10us
 - Stop time: シミュレーション終了時間
 - Time to start saving data: データの保存、表示開始時間(シミュレーションは、0sから実行される)
 - Maximum time step: 時間刻み幅の最大値(LTspiceが時間刻み幅を自動調整する)は、たまに粗くなりすぎるので、最大値を設定すると波形が滑らかになる)

1. 回路図を右クリック
2. Edit Simulation Cmd.



SPICEディレクティブの説明2

- 振幅を自動測定する場合は、下記の命令を回路図に追加

```
.meas TRAN vpp1 PP V(OUT1) TRIG V(OUT1)=2.5 RISE=5 TARG V(OUT1)=2.5 RISE=6  
.meas TRAN vpp2 PP V(OUT2) TRIG V(OUT2)=2.5 RISE=5 TARG V(OUT2)=2.5 RISE=6
```

過渡応答	測定結果	Peak-to-peak測定	測定対象の式(出力電圧)	測定開始箇所 (V(OUT1)=2.5を5回目に下から上に通過する時刻)	測定終了箇所 (V(OUT1)=2.5を6回目に下から上に通過する時刻)
解析の結果	保存用変数	の結果	の式(出力電圧)	を5回目に下から上に通過する時刻	を6回目に下から上に通過する時刻
解析の結果	の結果	の結果	の結果	の結果	の結果

- 出力端子電圧のPeak-to-peakを測定する
 - vpp1/2, vpp2/2 が振幅を表す
 - 直流成分をカットすれば、PPの代わりにRMSでもよい
- 結果は、グラフウインドウを右クリック→View→SPICE Error Log で表示

13.1節のまとめ

- 電圧増幅回路には、ソース接地増幅回路の他に、ゲート接地増幅回路がある
 - ゲート接地増幅回路=非反転増幅回路(Non-inverting amplifier)
 - ソース接地増幅回路=反転増幅回路(Inverting amplifier)
- ゲート接地増幅回路は、入力に接続されたインピーダンスを電圧利得倍にするインピーダンス変換機能がある
 - 小さな入力インピーダンスが、大きい出力インピーダンスに変換されるので、トランスインピーダンスアンプと呼ばれる
 - トランスインピーダンスアンプは、小さな電流信号を、大きい出力電圧に変換するために使用できる

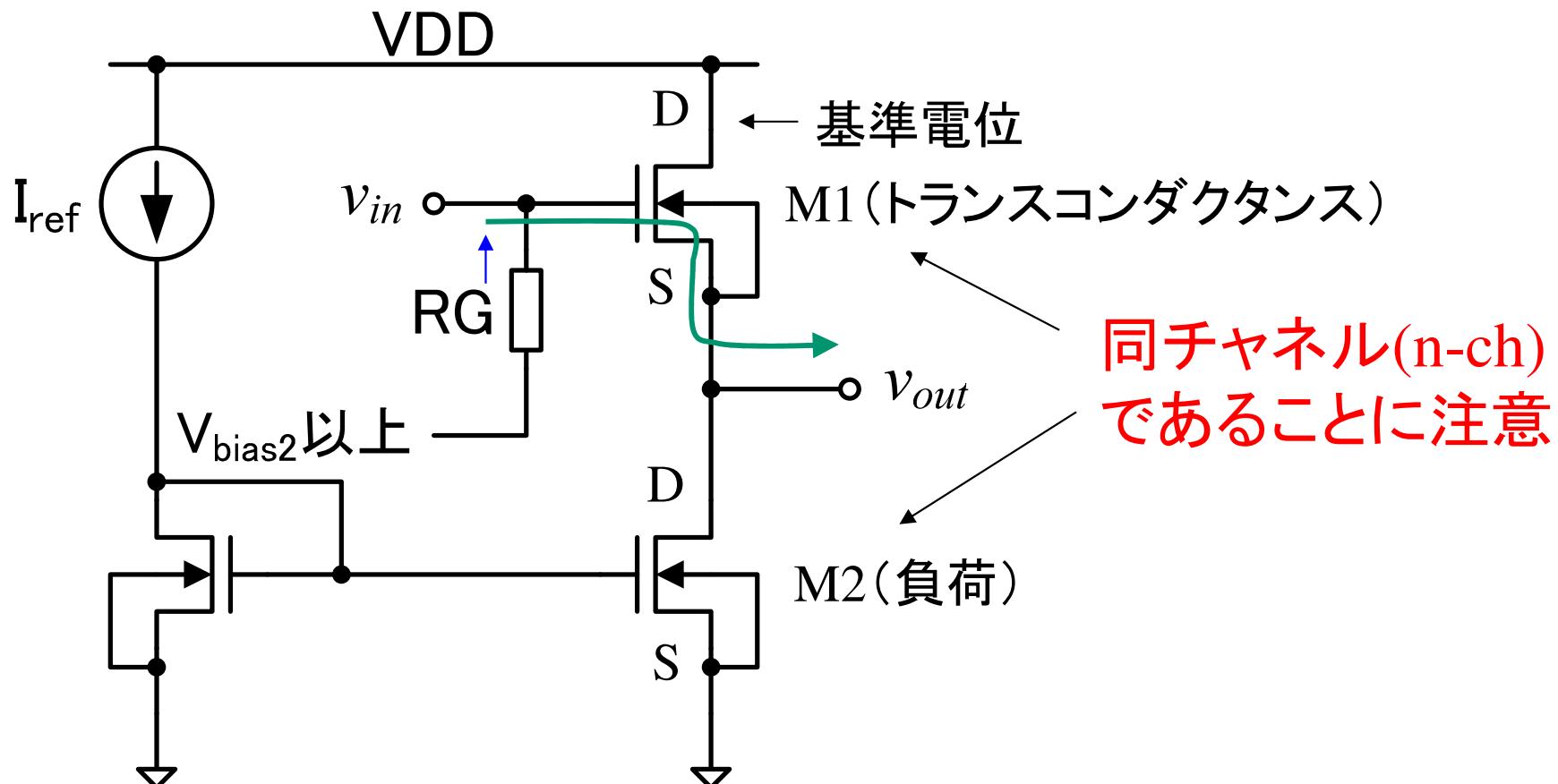
次回ここから

インピーダンスを下げる回路

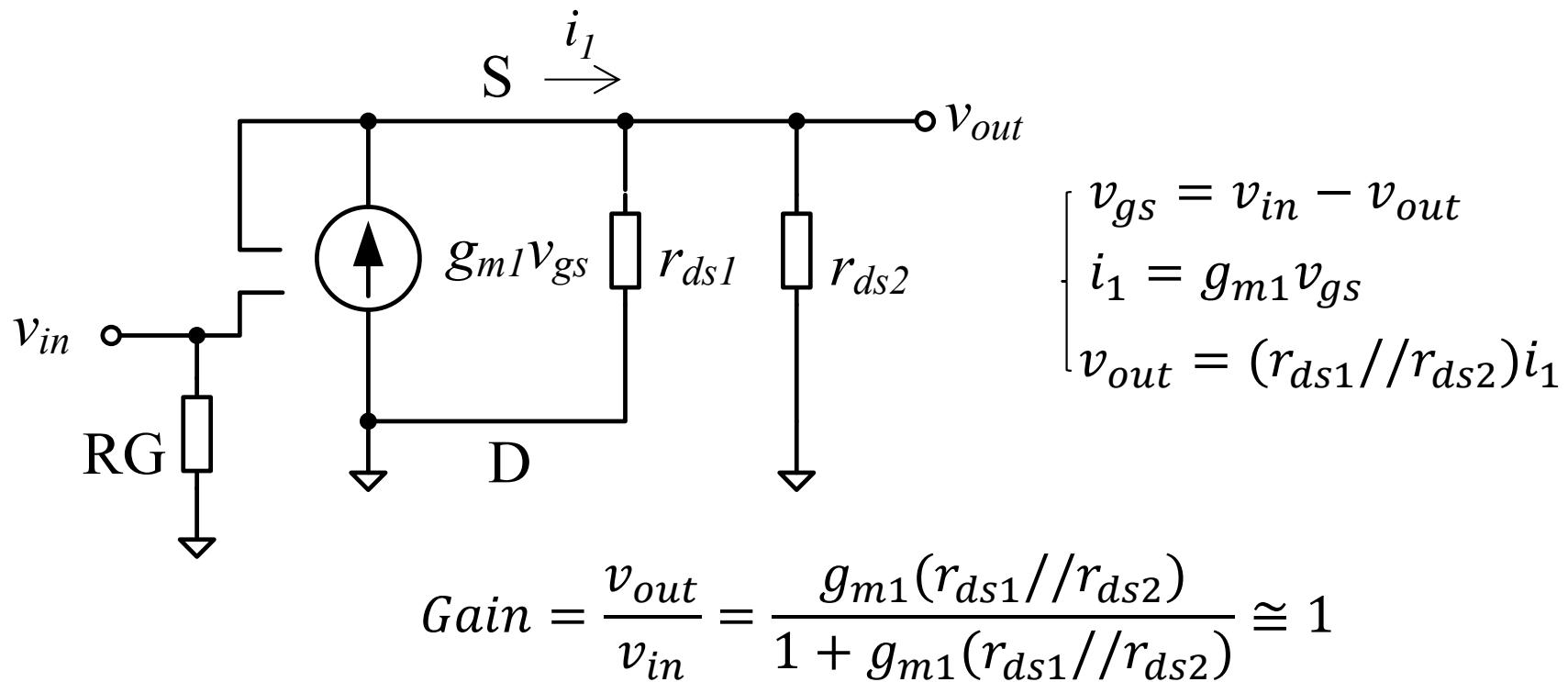
13.2 ソースフォロワ

ドレイン接地増幅回路

ドレインを基準電位とする増幅回路は、**ドレイン接地増幅回路**(Common-drain amplifier, CD amplifier)または**ソースフォロワ**(Source follower, SF amplifier)と呼ばれる。



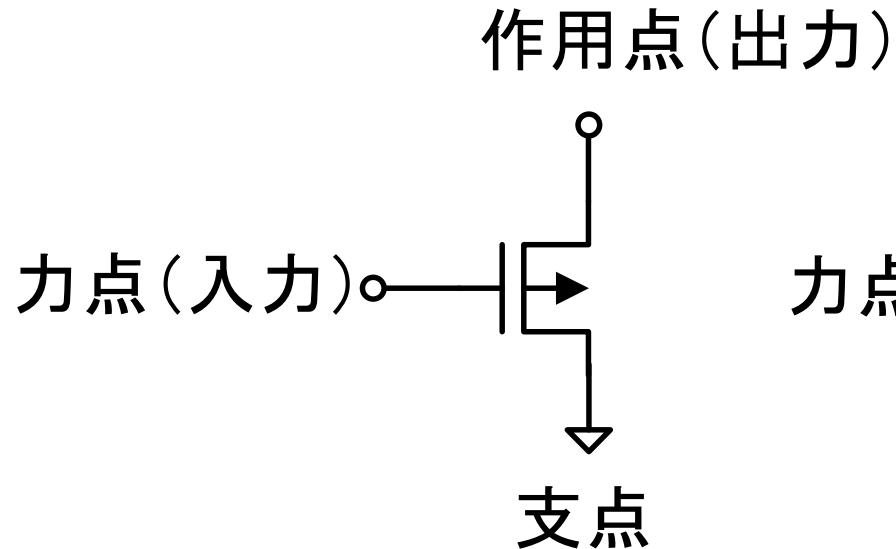
電圧利得



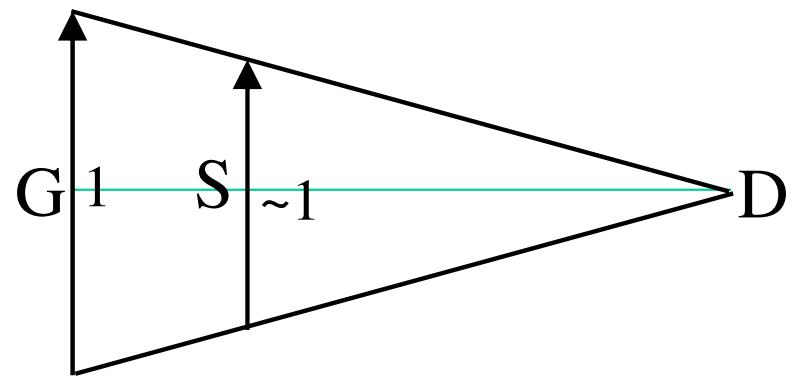
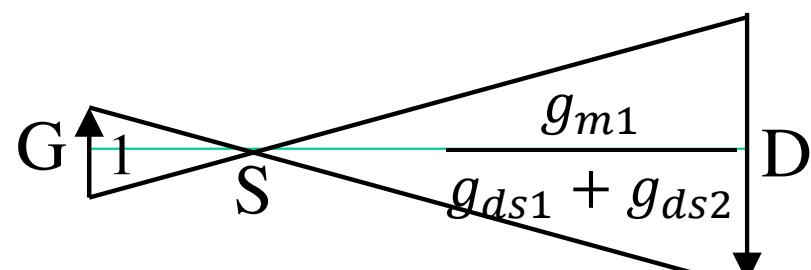
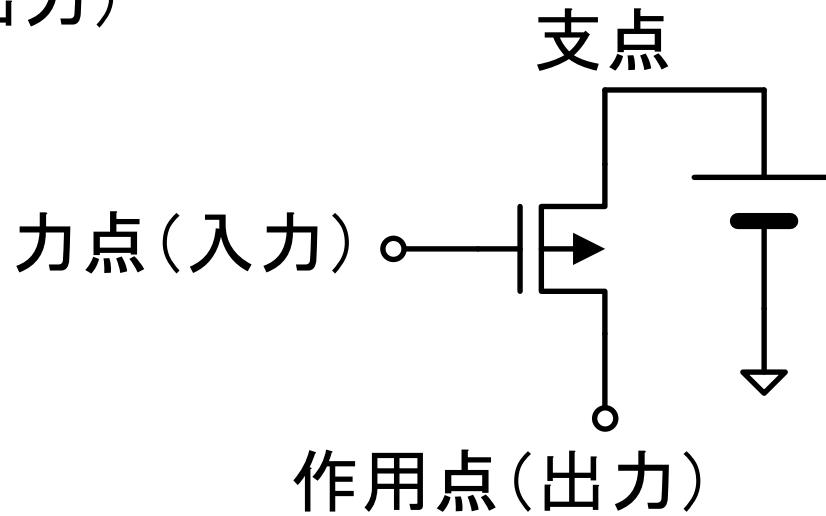
電圧利得は約1倍(0dB)だが、電流増幅(または電力増幅)を行っている。電力利得(倍) = 電圧利得(倍) × 電流利得(倍)

てこの原理2？

ソース接地

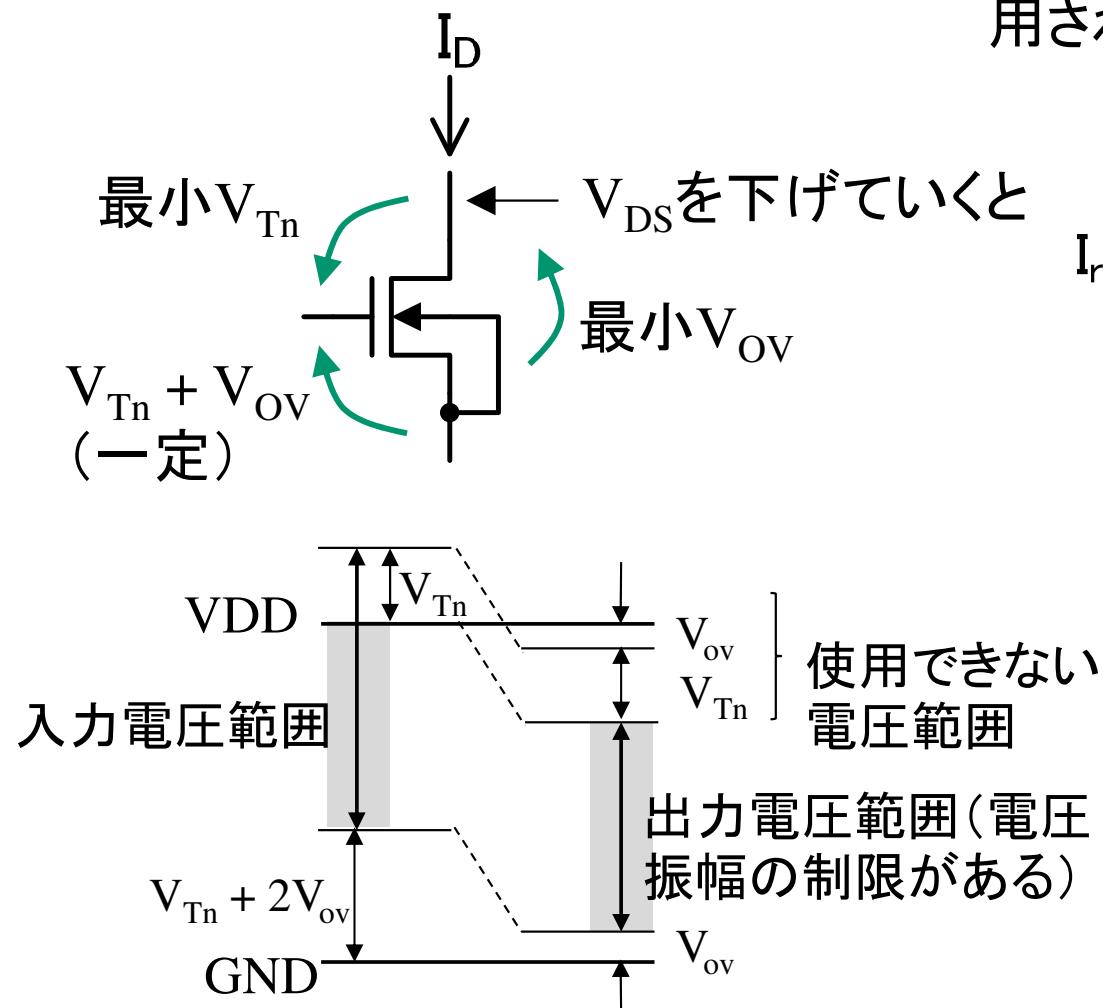


ソースフォロワ

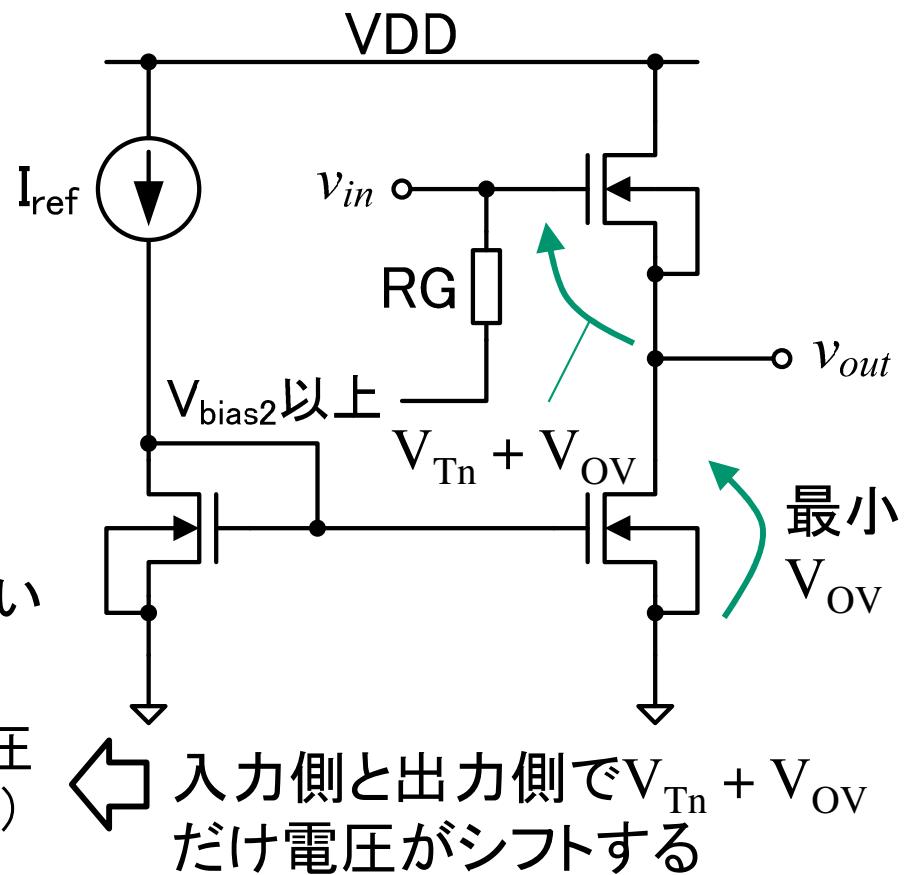


(参考) 直流レベルシフト

飽和領域動作に必要な最小電圧

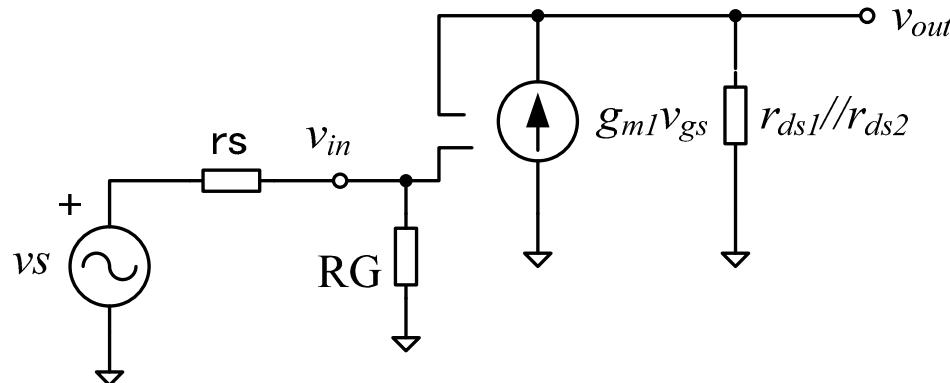


直流バイアス電圧のレベルシフトにも使用される。欠点: 出力の振幅が小さい



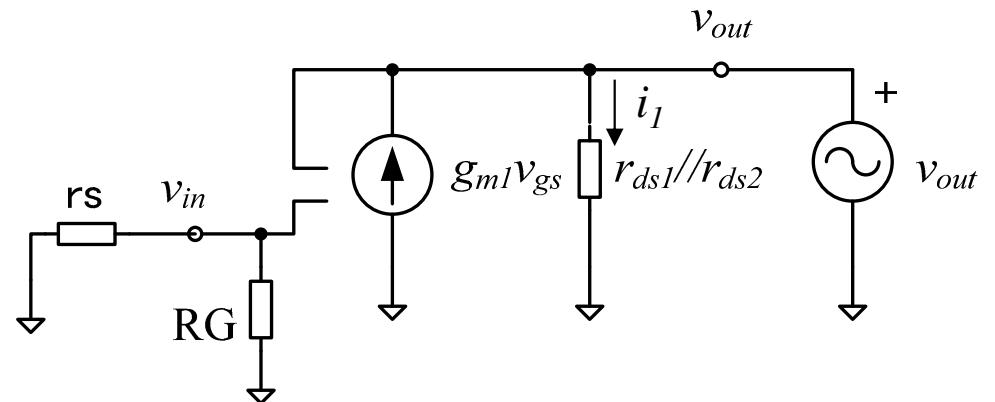
入出力インピーダンス

入力インピーダンス測定回路



$$Z_{in} = RG$$

出力インピーダンス測定回路



$$\begin{cases} v_{gs} = -v_{out} \\ g_{m1}v_{gs} + i_{out} = i_1 \\ v_{out} = (r_{ds1} // r_{ds2})i_1 \end{cases}$$

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{r_{ds1} // r_{ds2}}{1 + g_{m1}(r_{ds1} // r_{ds2})} \cong \frac{1}{g_{m1}}$$

Z_{out} が小さいため、電圧利得が1倍のインピーダンスバッファとして使用できる。

接地形式のまとめ

回路形式	ソース接地	ゲート接地	エミッタフォロワ
電圧利得	$-\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2}}$	$\frac{g_{m1} + g_{ds1}}{g_{ds1} + g_{ds2}}$	1
入力インピーダンス	RG (高) ↓	$\frac{2}{g_{m1}}$ (低) ↓	RG (高) ↓
出力インピーダンス	$\frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}}$ (高)	$\frac{g_{m1} + g_{ds1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} r_s$ (高)	$\frac{1}{g_{m1}}$ (低)

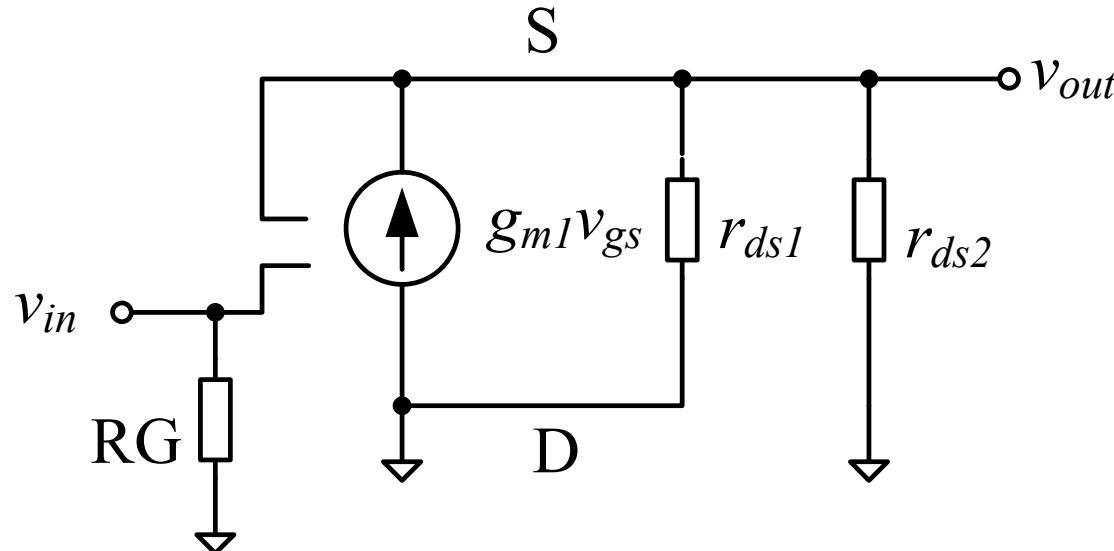
13.2節のまとめ

- ソースフォロワは、電流または電力増幅回路として動作する
 - ゲート接地増幅回路＝非反転増幅回路(Non-inverting amplifier)
 - ソース接地増幅回路＝反転増幅回路(Inverting amplifier)
 - ソースフォロワ＝非反転増幅回路(Non-inverting amplifier)
- ソースフォロワは、高入力インピーダンス、低出力インピーダンスの特性を持つ
 - 出力インピーダンスが小さいので、出力端子に小さい値の抵抗を接続しても、電圧利得が下がらない
 - 入力バイアス電圧と出力バイアス電圧のレベル変換にも使用可能
 - (参考) 直流バイアスレベルシフトのため、出力電圧の振幅が制限される問題があるが、出力電圧の振幅が制限されない別方式の増幅回路は後で扱う

出力インピーダンスの調整

13.3 インピーダンスバッファへの応用

ソースフォロワインピーダンスバッファ



ソースフォロワの小信号交流等価回路

$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m1(r_{ds1}/r_{ds2})}{1 + g_m1(r_{ds1}/r_{ds2})} \cong 1$$

$Z_{in} = RG$ (RGの抵抗値を大きくする)

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{r_{ds1}/r_{ds2}}{1 + g_m1(r_{ds1}/r_{ds2})} \cong \frac{1}{g_m1} = \frac{1}{K\sqrt{2\beta_n I_{D1}}} \quad (K, I_{D1} \text{を大きくする})$$

ソース接地インピーダンスバッファ

ソースフォロワは、出力インピーダンスが小さいが、出力電圧の振幅が小さいため、ソース接地増幅回路のインピーダンスバッファも使用される。ただし、Mを大きくするため、回路面積が大きくなる。

並列接続数を、 $M = 1$ から $M = K$ に変更

$$g_m = K\sqrt{2\beta_n I_D} \quad g_{ds} = K\lambda I_D \quad (I_D \text{は、} M = 1 \text{の場合の値})$$

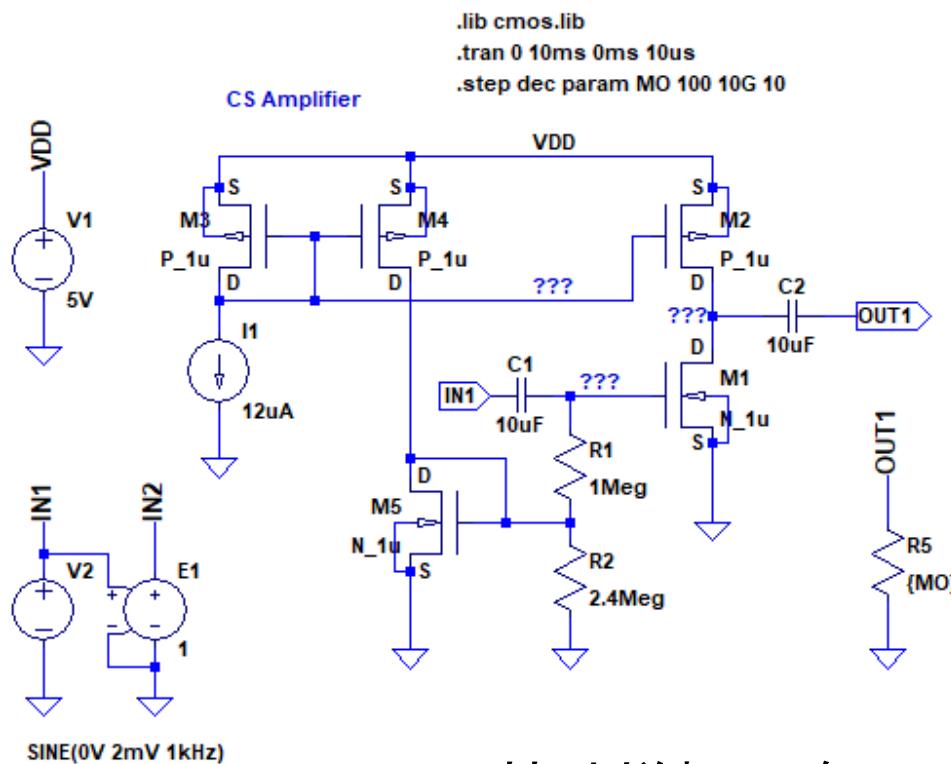
$$Gain = -\frac{g_m}{g_{ds1} + g_{ds2}} = -\frac{K\sqrt{2\beta_n I_D}}{K(\lambda_n I_D + \lambda_p I_D)} = -\frac{\sqrt{2\beta_n I_D}}{\lambda_n I_D + \lambda_p I_D}$$

$$Z_{out} = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}} = \frac{1}{K(\lambda_n I_D + \lambda_p I_D)} \quad (K \text{を大きくする})$$

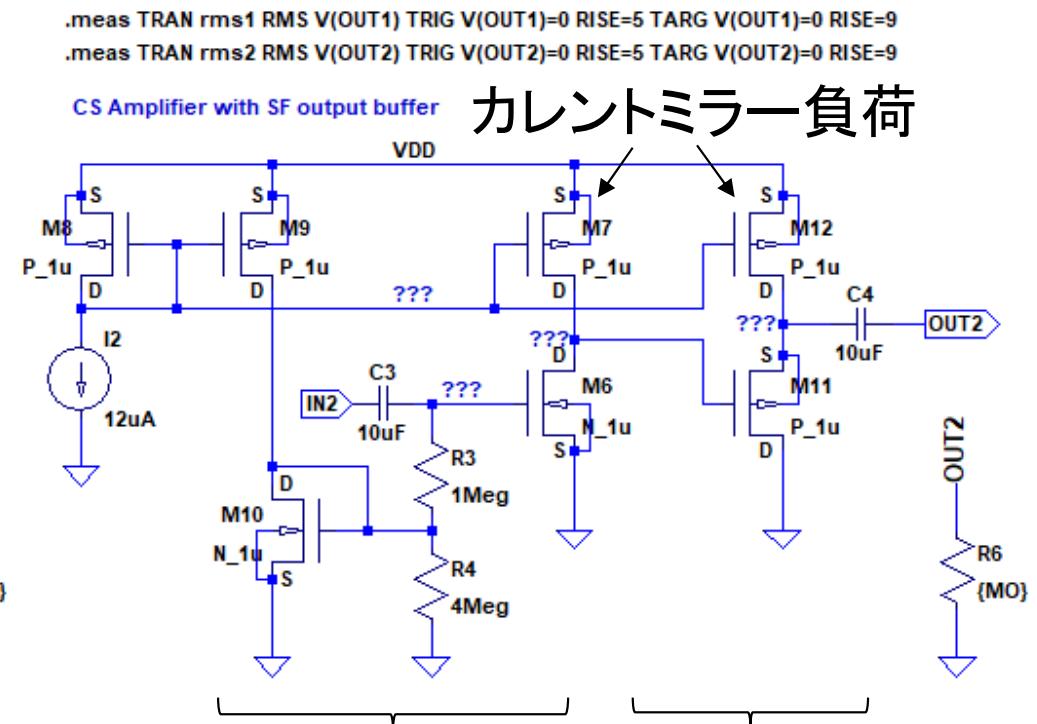
課題13. 2 インピーダンスバッファの効果

1. 次スライドの回路図において、M11, M12を $M = 100$ に設定したとき、出力インピーダンスは何Ωか、計算により求めよ。
2. 出力端子に接続した負荷抵抗(R_5 および R_6)の値を変更しながら、ソース接地増幅回路単体とソース接地増幅回路+ソースフォロワ(インピーダンスバッファ)の過渡応答解析のシミュレーションを実施し、出力波形のグラフを作成せよ。
3. 出力電圧振幅(RMS値)対負荷抵抗のグラフを作成せよ。グラフの作成手順は、後出のスライドを参照。
4. (1) 回路図、(2) シミュレーション結果のグラフ(出力波形と、RMS値の負荷抵抗依存性)、(3) ネットリスト(Expanded List)を提出せよ。
5. 負荷抵抗が $10G\Omega$ のときの出力電圧(RMS)と比較して、出力電圧(RMS)が10%減少する負荷抵抗の値をそれぞれの回路について求めよ。

課題13.2 回路図



ソース接地増幅回路



ソース接地増
幅回路 p-chソース
フォロワ

M11, M12 はシンボルを右クリックして、No. Parallel Devices M=100 に設定。

課題13. 2 RMS対負荷抵抗の グラフ作成

1. 波形ウインドウを右クリック、View→SPICE Error Log で計算結果が表示される
2. 計算結果が表示されたウインドウを右クリック、Plot .step'ed .meas data を選択
3. 新規にグラフウインドウが表示されるので、これを右クリック、Add Tracesを選択
4. rms1とrms2を選んで、OKボタンをクリック
5. 横軸数値の行を右クリック、Logarithmic にチェックを入れて、OKボタンをクリック

13.3節のまとめ

- インピーダンスバッファ
 - 電圧信号または電流信号だけを伝送する場合は、インピーダンスバッファが使用される
 - 理想的なインピーダンスバッファの信号伝送効率は100%
 - (注意) ただし、無線通信回路などのように、雑音の発生を最小にする必要がある場合は、回路間の電力伝送(適切な入出力インピーダンスの設定)が必要になる
- 高入力インピーダンス、低出力インピーダンスの回路として、ソースフォロワやMOSFETの並列接続数を増やしたソース接地增幅回路が利用可能
 - さらに出力インピーダンスを下げる場合は、フィードバックやプッシュプル増幅回路が使用される(電子回路及び演習C, Dで扱う)

従属接続による電圧増幅回路の高利得化

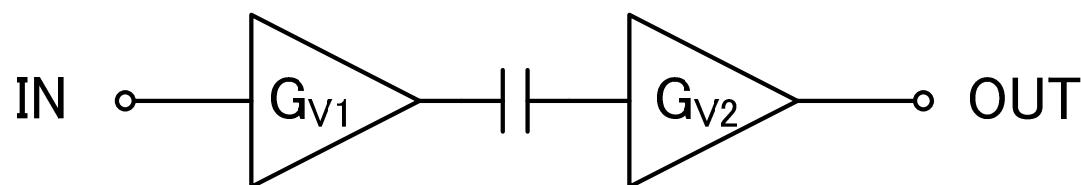
13.4 増幅回路の縦続接続

多段増幅回路(Multistage amplifier)

- 複数の増幅回路の継続接続(Cascade connection)により高利得電圧増幅回路やインピーダンスバッファ付き増幅回路を実現できる
 - 通常、増幅回路1段の電圧利得は40dB程度が限度なので、多段化が必要
 - 高利得の電圧増幅回路は出力インピーダンスが高いので、負荷の影響を受けるため、出力段にインピーダンスバッファを設ける
- 増幅回路の結合方式
 - 容量結合:バイアス回路の再設計が必要ない。**直流～低周波は増幅できない**
 - 直接結合:回路間の直流電位を合わせ込む必要がある。**直流の増幅ができる**

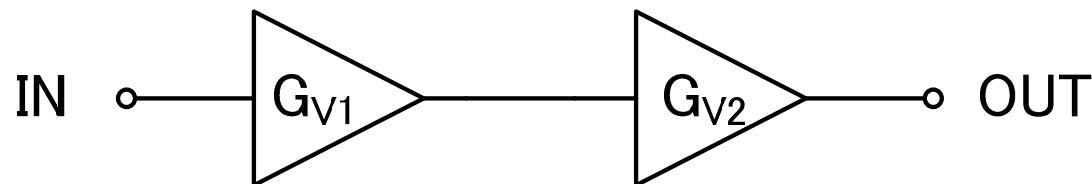
容量結合

(Capacitive coupling)



直接結合

(Direct coupling)

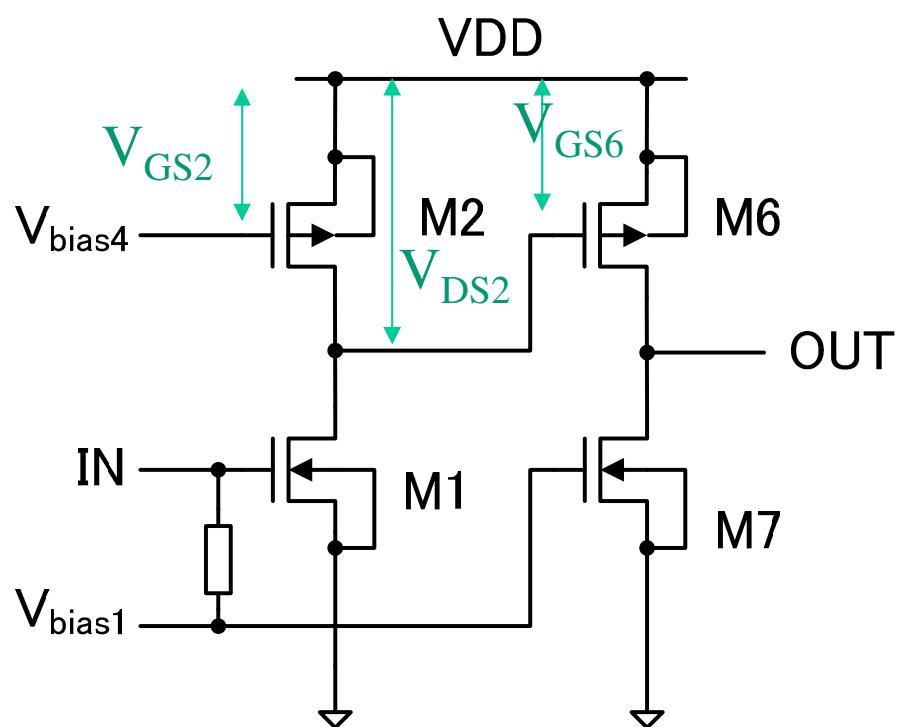


$Z_{in} = \infty$ のとき

$$G_{total} = \frac{V(OUT)}{V(IN)} = G_{V1} G_{V2}$$

ソース接地増幅回路の直接結合

初段の出力動作点電圧を2段目の入力バイアス電圧として使用



$$V_{DS2} = V_{GS6} = V_{GS2}$$

となるようにバイアスを加えるためには？

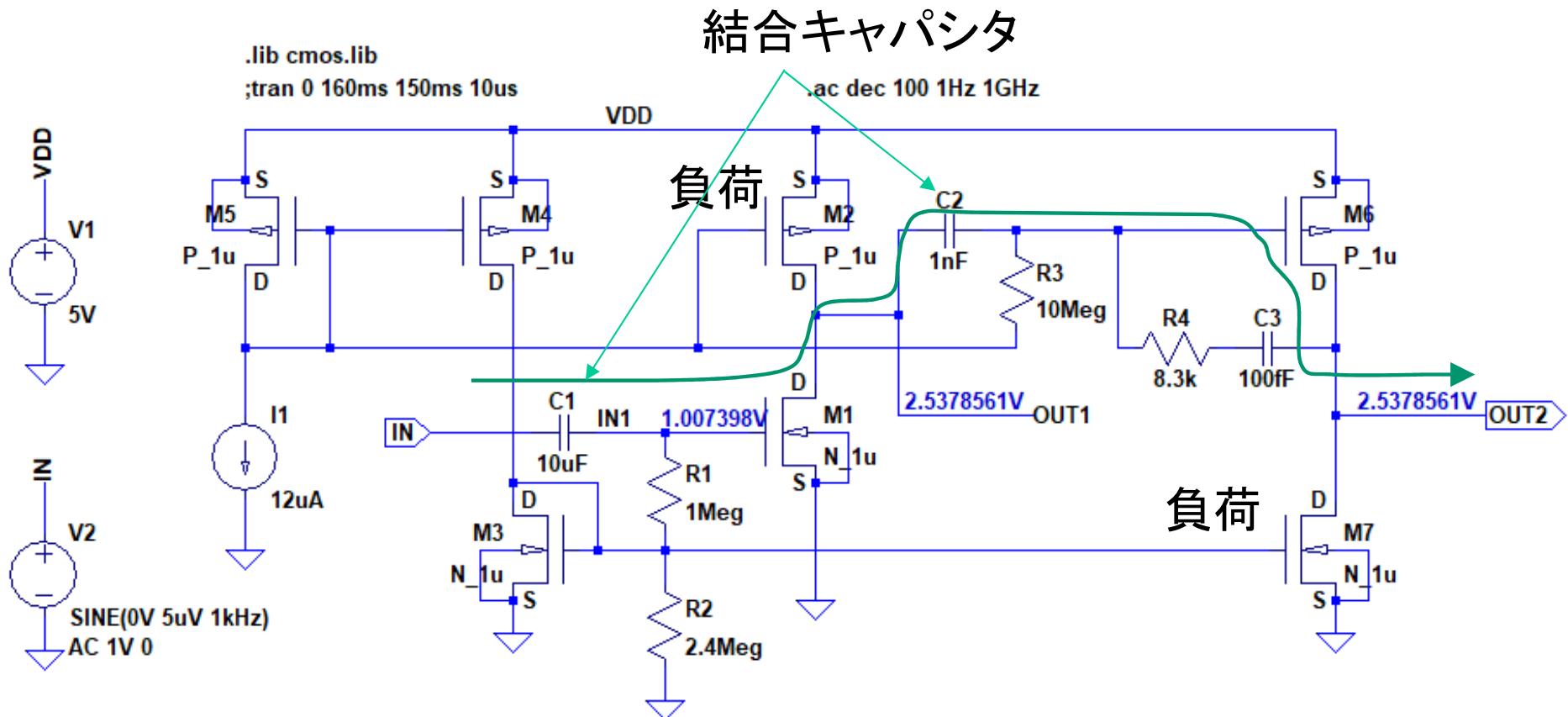
$$\frac{I_{D6}}{I_{D2}} = \frac{\frac{\beta_{p6}}{2}(V_{GS6} - V_{Tp})^2}{\frac{\beta_{p2}}{2}(V_{GS2} - V_{Tp})^2} = \frac{\beta_{p6}}{\beta_{p2}}$$

$$V_{GS1} = V_{GS7} = V_{bias1} \text{ なので } \frac{I_{D7}}{I_{D1}} = \frac{\beta_{n7}}{\beta_{n1}}$$

$$I_{D6} = I_{D7}, I_{D1} = I_{D2} \text{ より } \frac{I_{D6}}{I_{D2}} = \frac{I_{D7}}{I_{D1}}$$

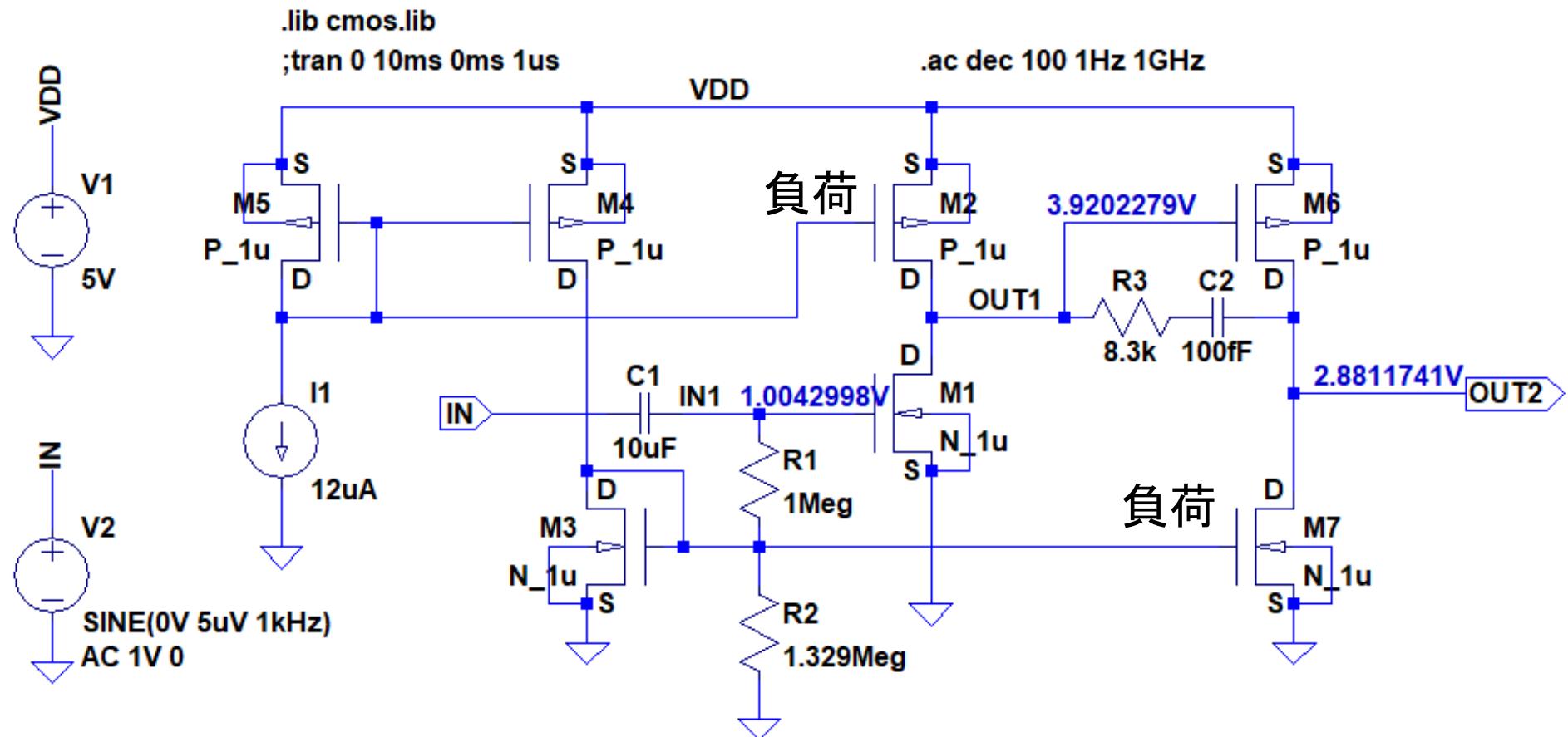
従って、 $\frac{\beta_{p6}}{\beta_{p2}} = \frac{\beta_{n7}}{\beta_{n1}}$ とするとよい。

容量結合ソース接地増幅回路の例



電圧利得 86.7dB。R1, R3 を通してバイアス印加。R4, C3 の役割は後章で説明(なくても動作する)。R3 の抵抗値が小さいと、M1 の負荷抵抗が低くなり、電圧利得が下がるが、R3 の抵抗値が大きいと、C2 の充電時定数が長いため、バイアスの印加に時間がかかるので R3 の値は調整が必要。

直接結合ソース接地増幅回路の例



電圧利得 89.7dB。R1を通してバイアス印加。R3, C2の役割は後章で説明（なくても動作する）。

青色数字は、動作点の電圧を示す。[表示方法] 配線を右クリック → Place .op Data Label

13.4節のまとめ

- 増幅回路を継続接続することにより、増幅率を高めたり、多段の信号処理を行うことができる
- 増幅回路を接続する方法には容量結合と直接結合がある
 - 容量結合は、バイアスの再設計が必要ないため簡単だが、直流～低周波信号は増幅できない
 - 直接結合は、前段の出力バイアス電圧が後段の入力バイアス電圧になるためバイアスの再設計が必要だが、直流増幅ができる

ソース接地とゲート接地を組み合わせた高利得増幅回路

13.5 力スコード増幅回路

カスコード増幅回路

ソース接地増幅回路の電圧利得

$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_{m1} \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds4}}$$

$$= -g_{m1} \frac{r_{ds1} r_{ds4}}{r_{ds1} + r_{ds4}} = -g_{m1} (r_{ds1} // r_{ds4})$$

さらに、抵抗 r_{ds1} と r_{ds4} をゲート接地増幅回路で高抵抗に変換することで高利得化。

長所

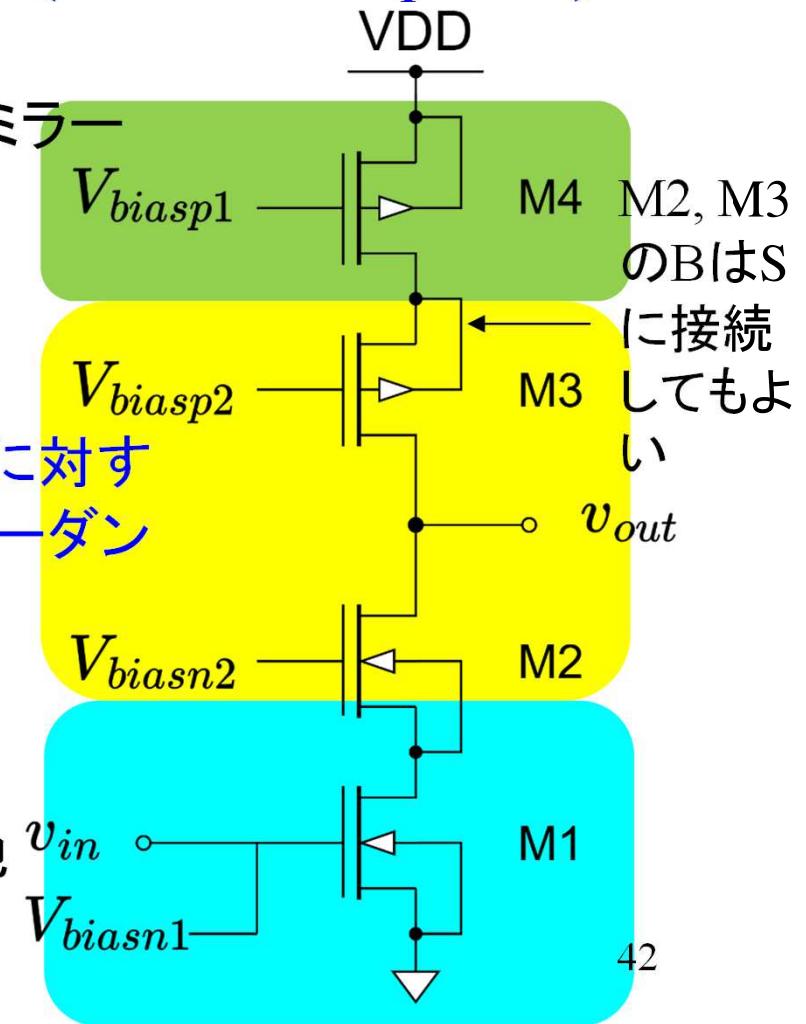
- ゲート接地とソース接地の組み合わせでバイアス電流 I_D が再利用されるので低消費電力
- ソース接地増幅回路2段で増幅するよりも、高周波増幅が可能（理由は後章で説明する）。

カスコード増幅回路 (Cascode amplifier)

カレントミラー
負荷

M1, M4に対する
インピーダンス
変換

ソース接地
増幅回路



カスコード増幅回路の電圧利得

M2で高抵抗化したM1の r_{ds1}

M3で高抵抗化したM4の r_{ds4}

$$Z_{out} = (g_{m2}r_{ds2}r_{ds1})//(g_{m3}r_{ds3}r_{ds4})$$

M1, M4がコンプリメンタリ、M2, M3がコンプリメンタリとすると、

$$r_{ds1} = r_{ds4} \quad r_{ds2} = r_{ds3} \quad g_{m2} = g_{m3}$$

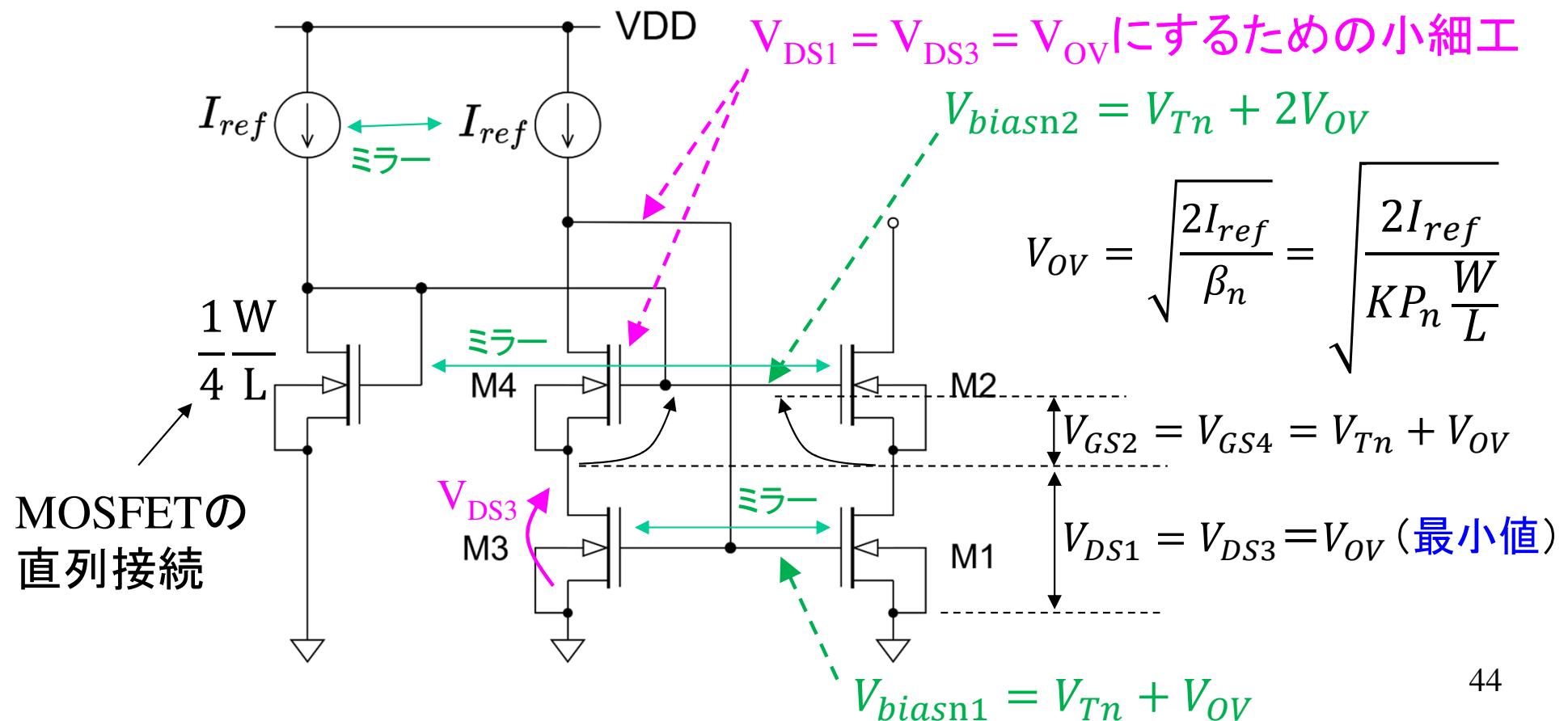
$$Gain = -g_{m1}Z_{out} = -\frac{1}{2} \underbrace{g_{m1}r_{ds1}}_{\text{2段(2 stages)の増幅をしたのと同等}} \underbrace{g_{m2}r_{ds2}}$$

2段(2 stages)の増幅を
したのと同等

通常、ソース接地増幅回路 ~40dB, カスコード増幅回路 ~80dB

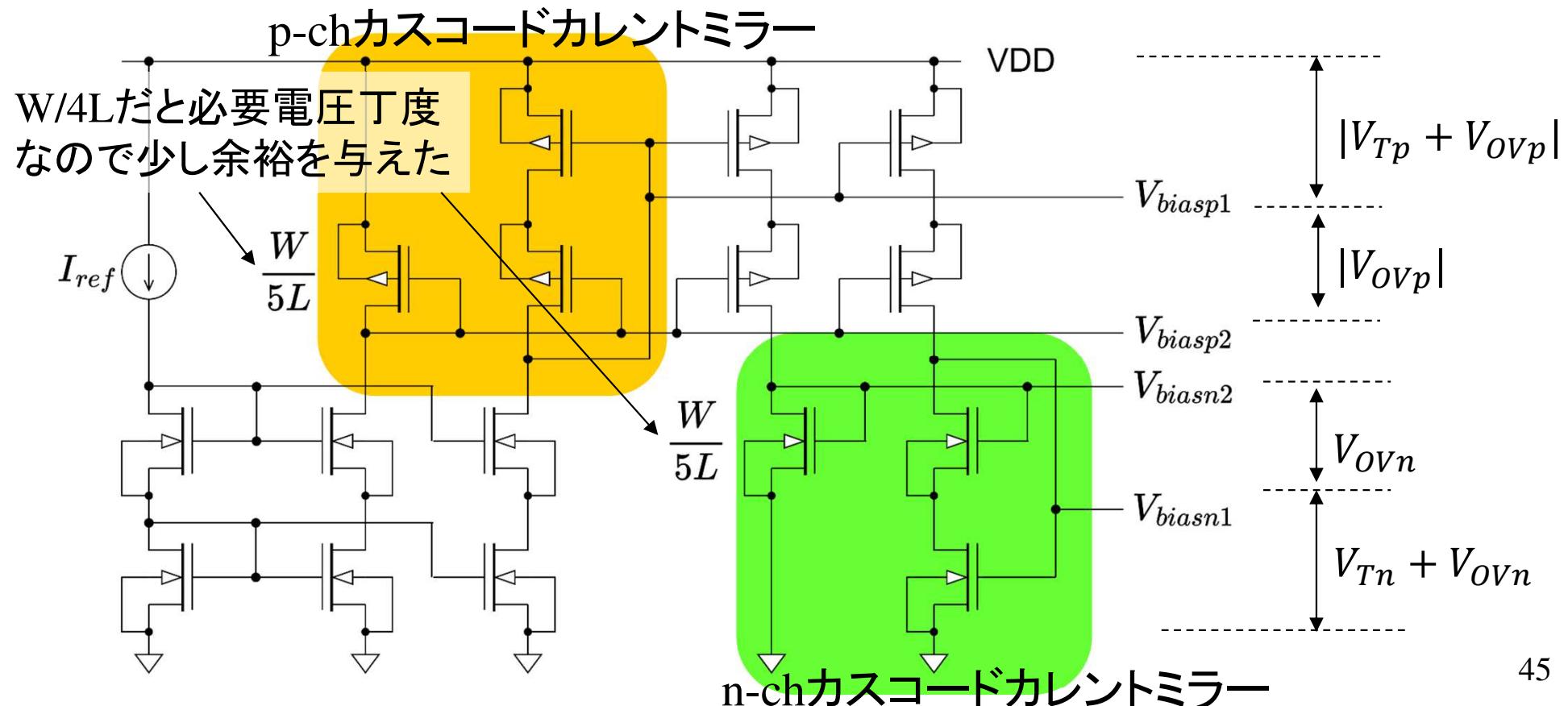
カスコードカレントミラー

各MOSFETにバイアス電流を与えるためにカスコードカレントミラーを使用して、 $V_{biasn1,2}$, $V_{biasp1,2}$ を生成。



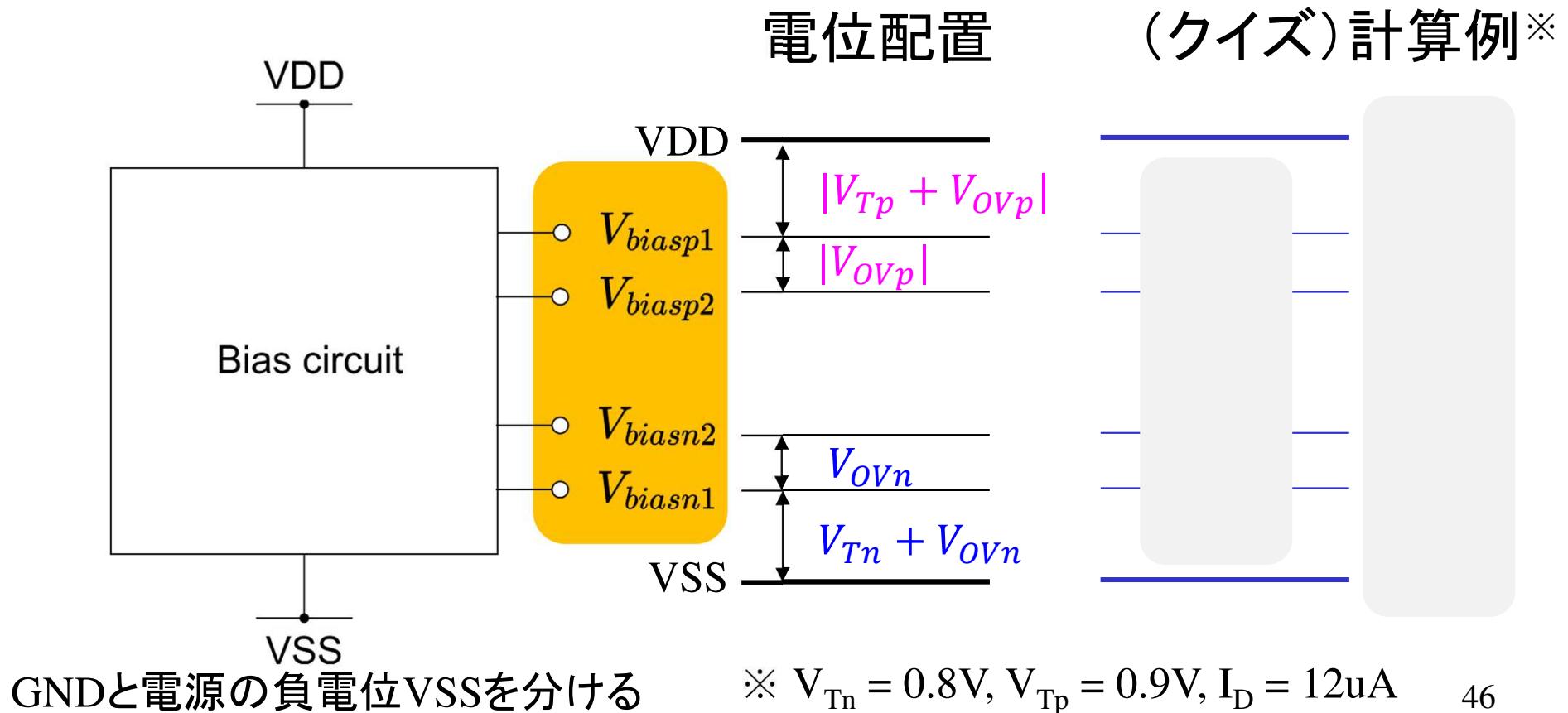
カスコード増幅回路のバイアス回路の設計例

カスコード増幅回路のM1~M4それぞれに適切なバイアス電圧 $V_{bias1~4}$ を与えるため、カスコードカレントミラーを使ったやや複雑なバイアス回路が必要になる。



バイアス回路の省略表記

以降の章では、カスコードバイアス回路を省略して、ブロックまたは変数表記を行うので記憶しておこう。



13.5節のまとめ

- カスコード増幅回路
 - ゲート接地増幅回路のインピーダンス変換機能を利用して、入力ステージMOSFETとカレントミラー負荷のMOSFETの r_{ds} を大きくする
 - 電圧利得は、ソース接地増幅回路2段分と同じになる
 - ゲート接地増幅回路の電流バイアス I_D をソース接地増幅回路の電流バイアス I_D として再利用する
 - ソース接地増幅回路よりも高周波まで増幅できる(理由は、後の章で説明)