

# 第12章 インピーダンス変換

ソースフォロワとゲート接地増幅回路

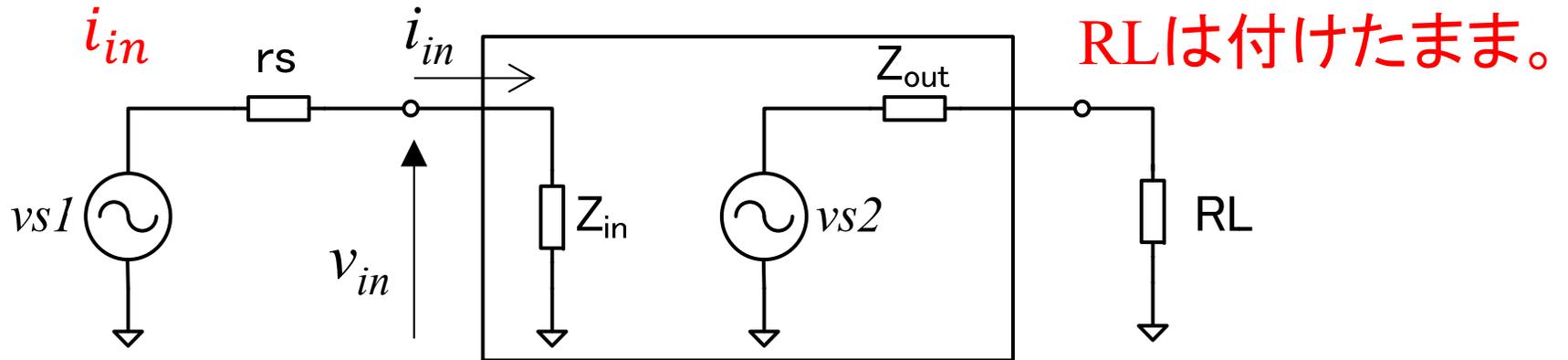
入力インピーダンス、出力インピーダンスの調整方法

# 12.1 ソース接地増幅回路の入出力 インピーダンス

# (復習) 入出力インピーダンス

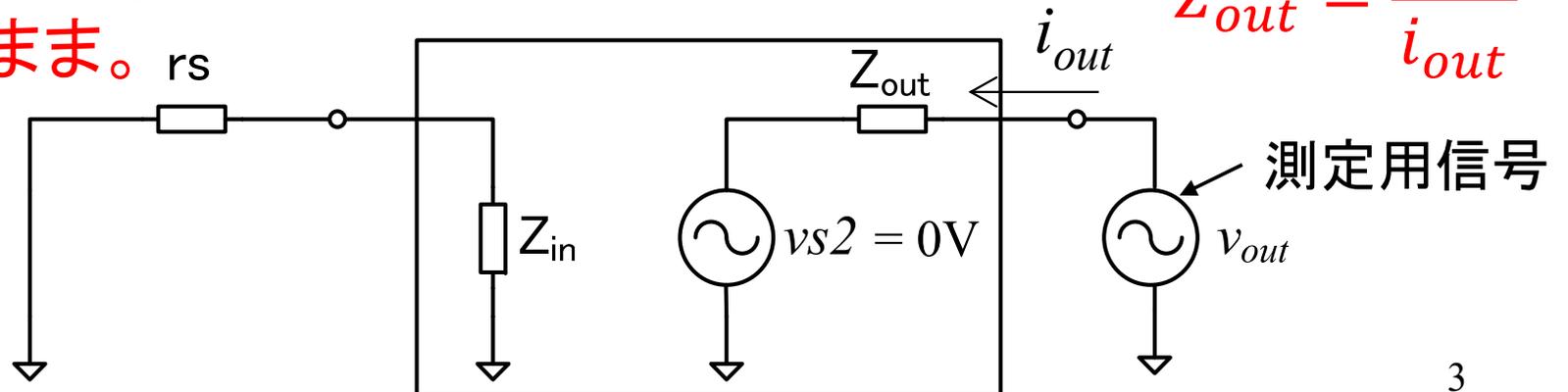
$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

## 入力インピーダンス

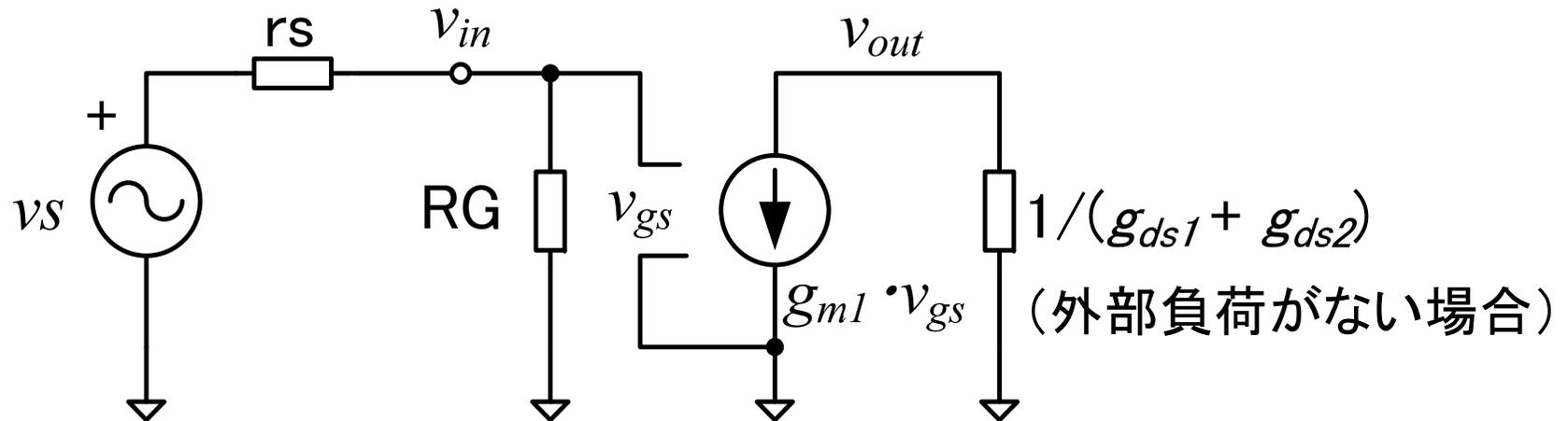


信号を止める。  
rsはそのまま。

## 出力インピーダンス



# ソース接地増幅回路(カレントミラー負荷)の入出カインピーダンス



## 入カインピーダンス

小信号等価回路より、 $Z_{in} = R_G$  (バイアス抵抗 $R_G$ の値に依存)

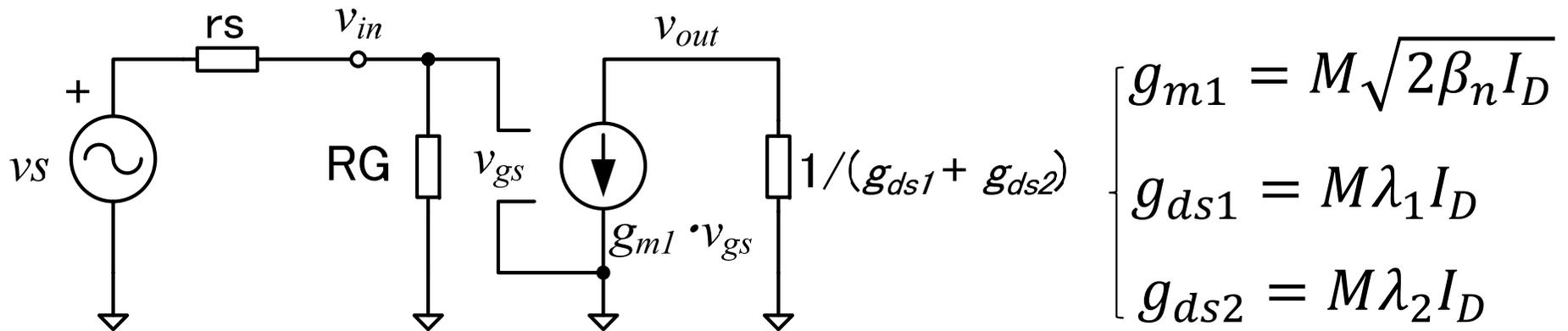
## 出カインピーダンス

$v_s = 0V$  のとき、 $v_{gs} = 0V$ 、 $g_{m1}v_{gs} = 0A$

従って、 $Z_{out} = 1/(g_{ds1} + g_{ds2}) = r_{ds1} // r_{ds2}$  (トランジスタの特性に依存)

# トランジスタの並列接続による出力インピーダンスの調整

並列接続数Mを変えると、**電圧利得を変えずに**、出力インピーダンスを低くすることができる。(I<sub>D</sub>を増やすと電圧利得が下がるので×)



$$\begin{cases} g_{m1} = M\sqrt{2\beta_n I_D} \\ g_{ds1} = M\lambda_1 I_D \\ g_{ds2} = M\lambda_2 I_D \end{cases}$$

$$Gain = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} = -\sqrt{\frac{2\beta_n}{I_D}} \frac{1}{\lambda_n + \lambda_p} \quad (\text{変更なし})$$

$$Z_{out} = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}} = \frac{1}{M(\lambda_n I_D + \lambda_p I_D)} \quad (1/M\text{倍に減少})$$

# 12.1節のまとめ

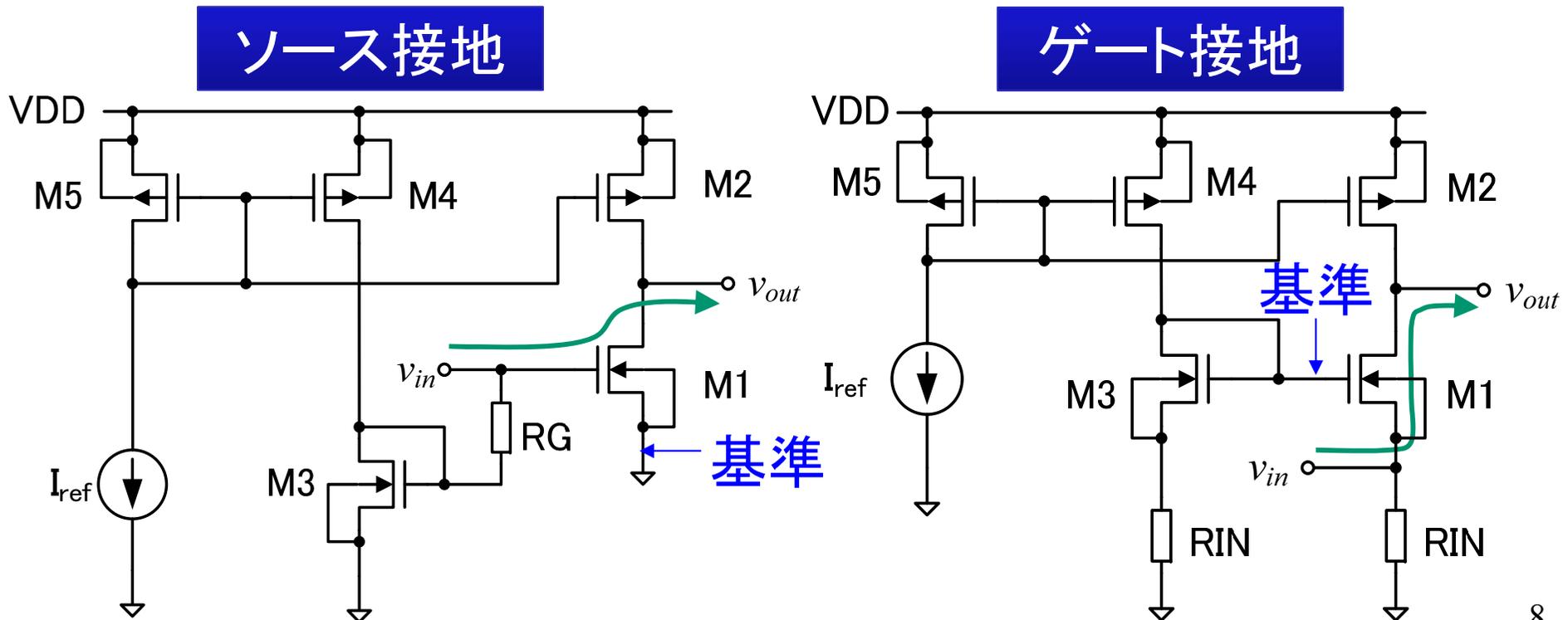
- ソース接地電圧増幅回路の電圧利得、入力インピーダンス、出力インピーダンスは以下の性質を持つ
  - 電圧利得は、 $I_D^{-1/2}$ に比例、並列接続数 $M$ に依存しない
  - 入力インピーダンスは、 $R_G$ に比例
  - 出力インピーダンスは、 $I_D^{-1}$ に比例、 $M^{-1}$ に比例

インピーダンスを上げる回路

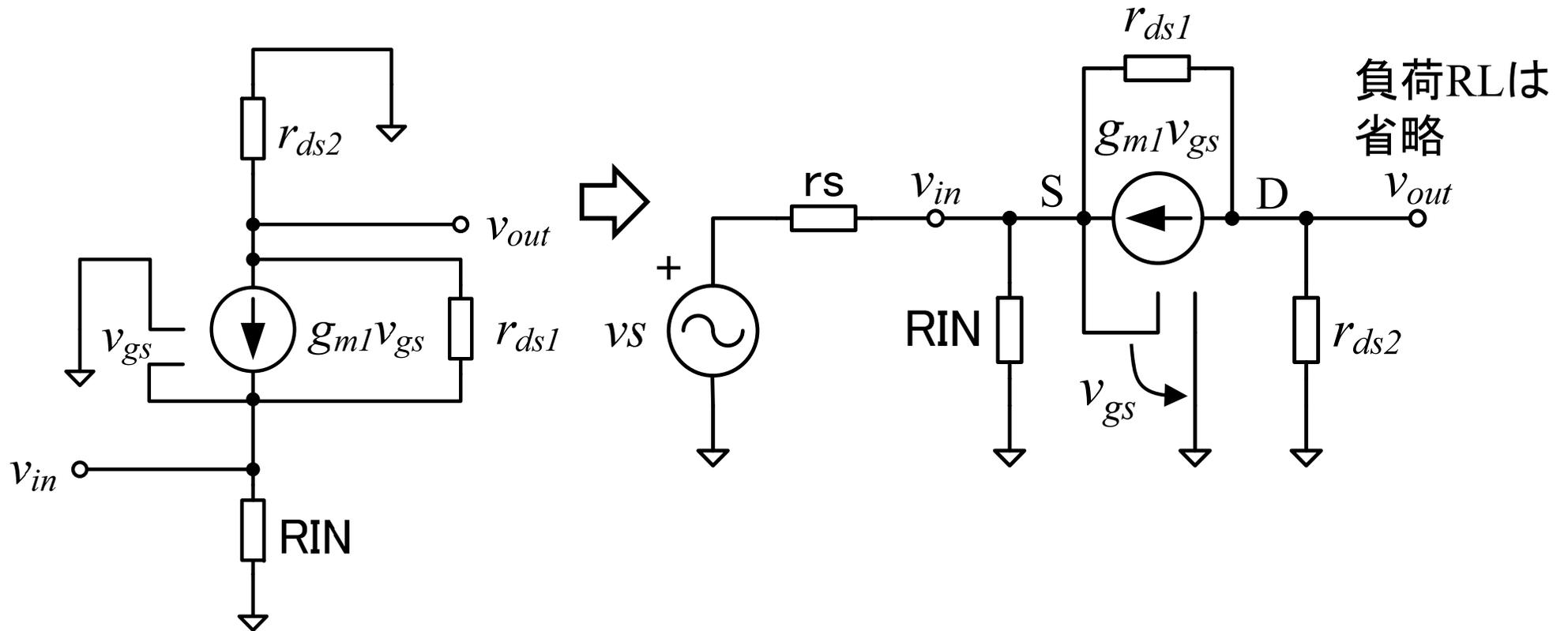
## 12.2 ゲート接地増幅回路

# ゲート接地増幅回路

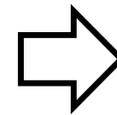
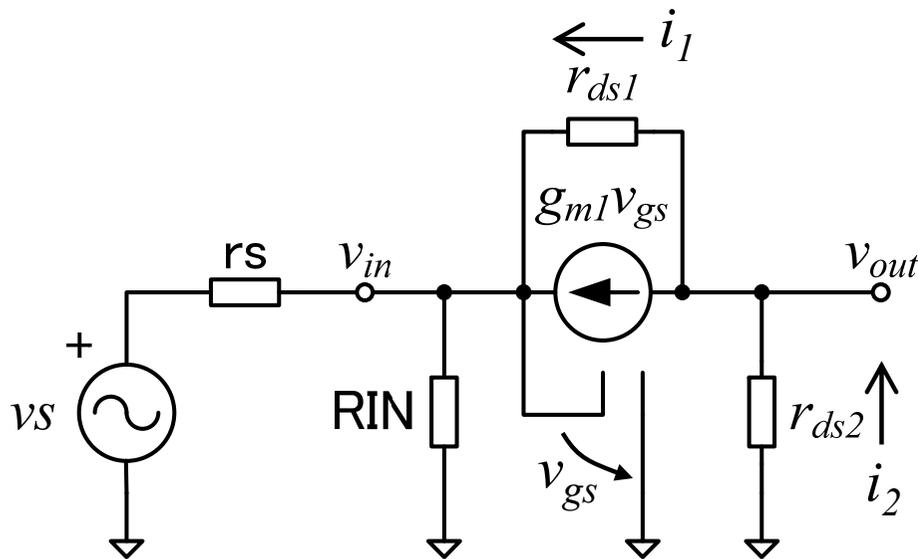
これまでは、ソース電位を基準電位とした電圧増幅回路について学んだが、ゲート電位を基準として電圧増幅することもできる。  
ゲート接地増幅回路(Common-gate amplifier, CG amplifier)と呼ばれる。



# 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



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



自分で解いてみること 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

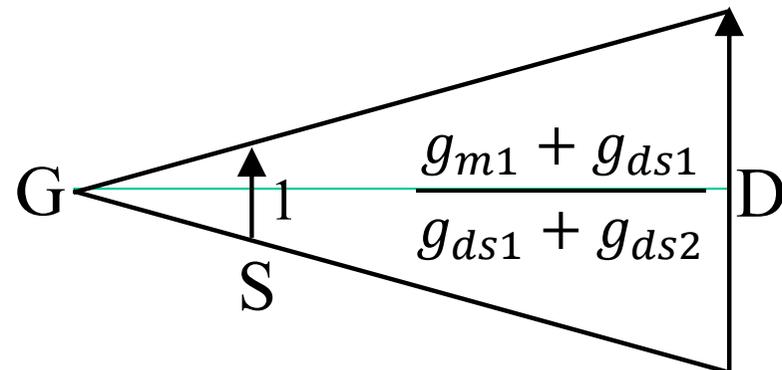
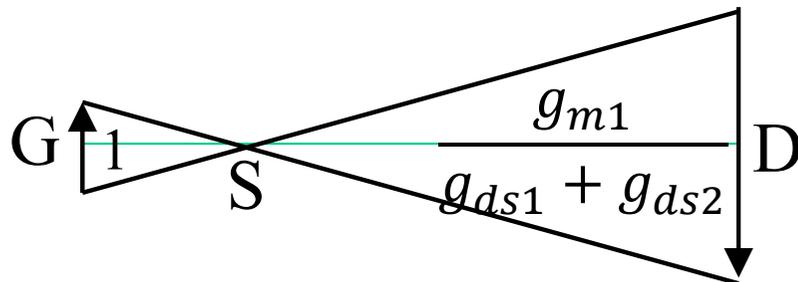
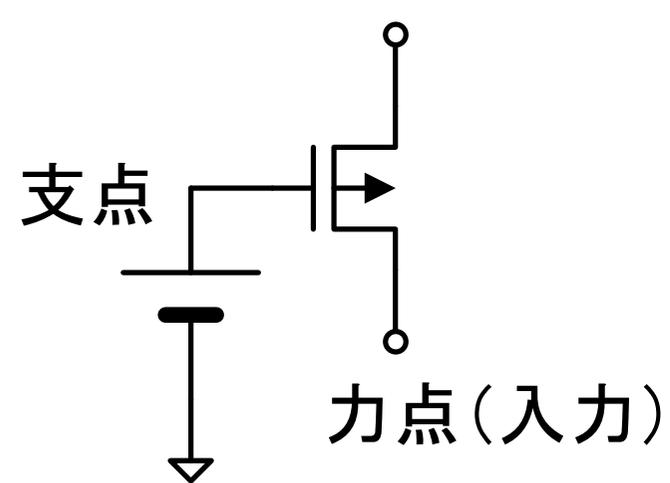
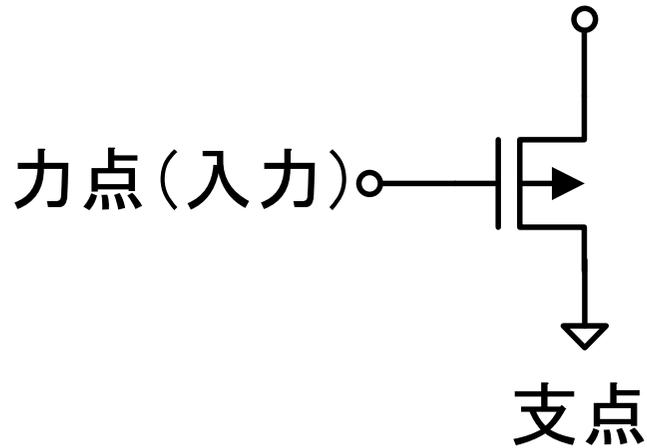
# てこの原理1？

ソース接地

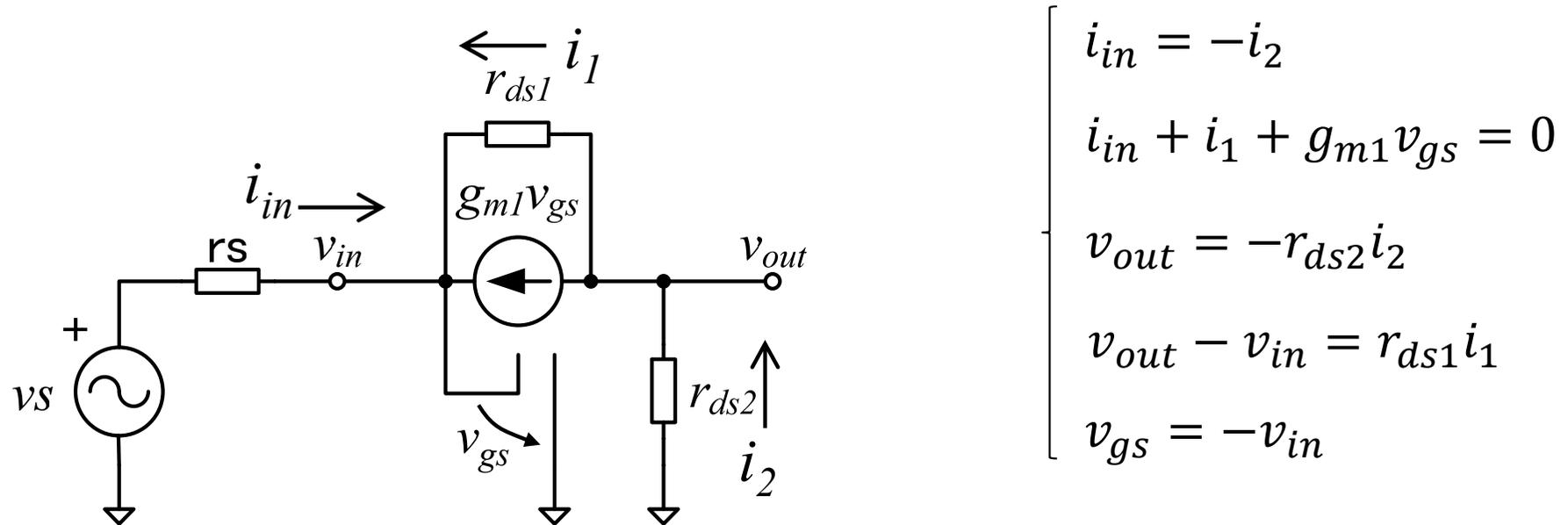
ゲート接地

作用点(出力)

作用点(出力)



# ゲート接地増幅回路の入カインピーダンス

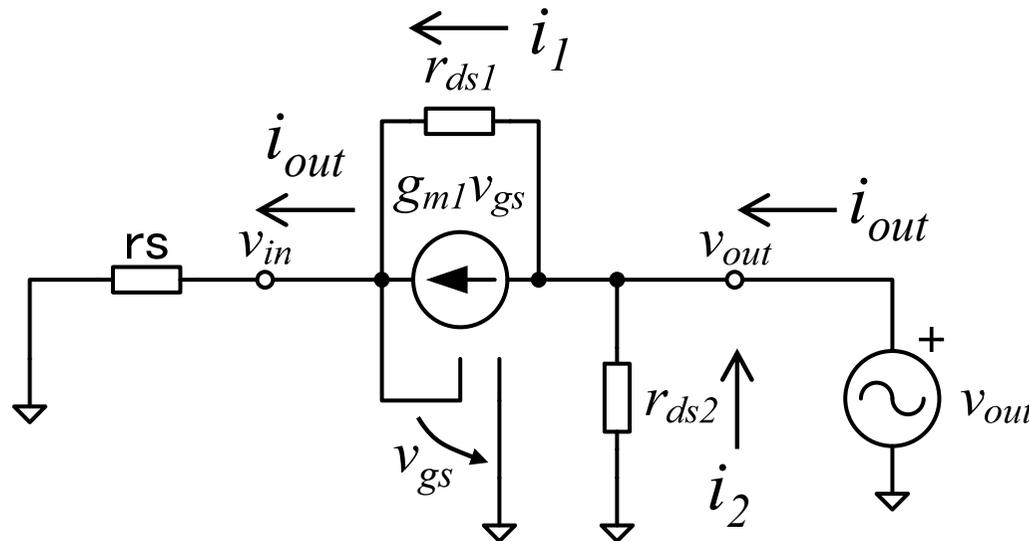


入カインピーダンス測定回路 ( $R_{IN} \doteq \infty$ として無視した)

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

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

# ゲート接地増幅回路の出カインピーダンス



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

## 出カインピーダンス測定回路

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{r_{ds1} r_{ds2}}{r_{ds1} + r_{ds2}} \left( 1 + g_{m1} \cdot r_s + \frac{r_s}{r_{ds1}} \right) = \frac{1 + g_{m1} \cdot r_s + g_{ds1} \cdot r_s}{g_{ds1} + g_{ds2}}$$

$Z_{out}$  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カインピーダンス  $1/(g_{ds1} + g_{ds2})$  よりも大きい値になる。

# インピーダンスの増加

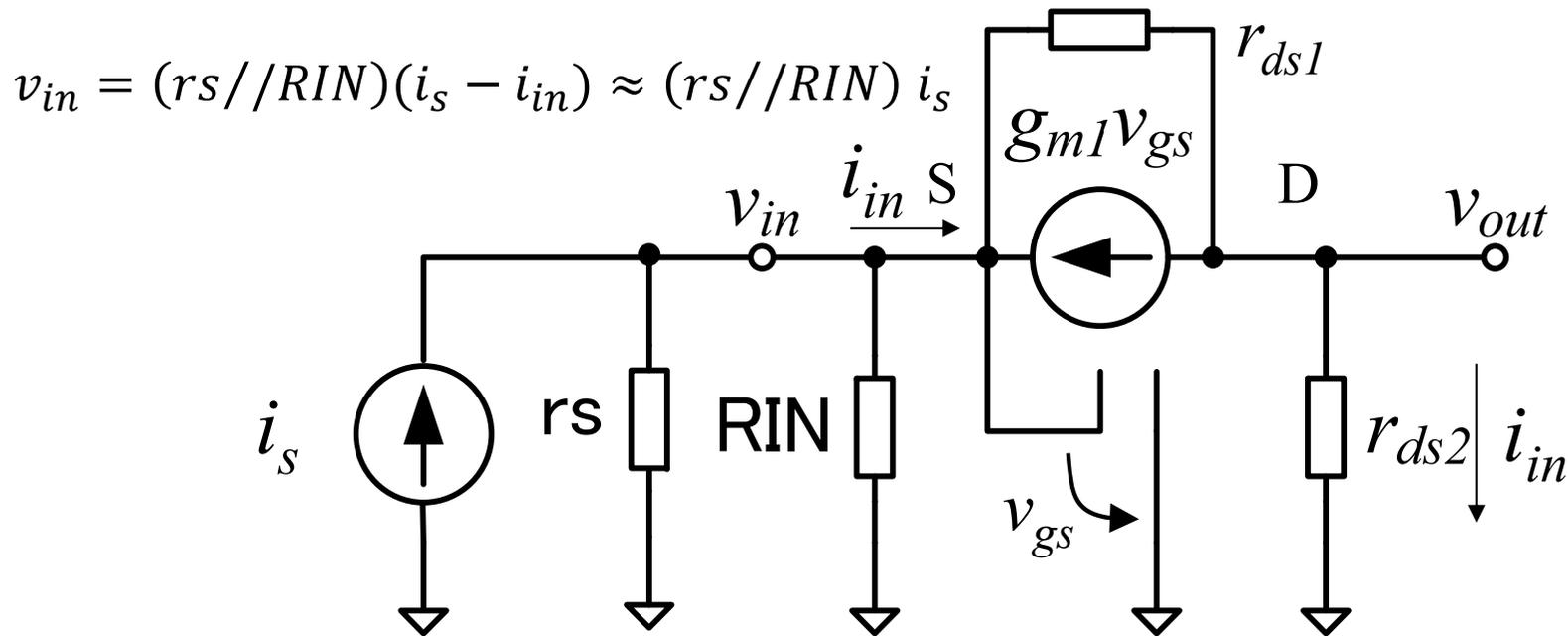
ゲート接地増幅回路の出カインピーダンス $Z_{out}$ は、入力に接続されたインピーダンス $r_s$ にほぼ比例している。言い換えると、ゲート接地増幅回路は、インピーダンス変換機能を持つ。前スライドの結果より、

$$Z_{out} = \frac{1 + (g_{m1} + g_{ds1})r_s}{g_{ds1} + g_{ds2}} \xrightarrow{(g_{m1} + g_{ds1})r_s \gg 1} \underbrace{\frac{g_{m1} + g_{ds1}}{g_{ds1} + g_{ds2}}}_{\text{電圧利得と同じ値}} r_s$$

$$Z_{out} = \text{Gain} \cdot r_s$$

従って、入力端子に接続された $r_s$ を、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)



ゲート接地増幅回路では、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  $G_{iv} = \frac{v_{out}}{i_s} \approx \frac{g_{m1} + g_{ds1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} (rs // RIN)$

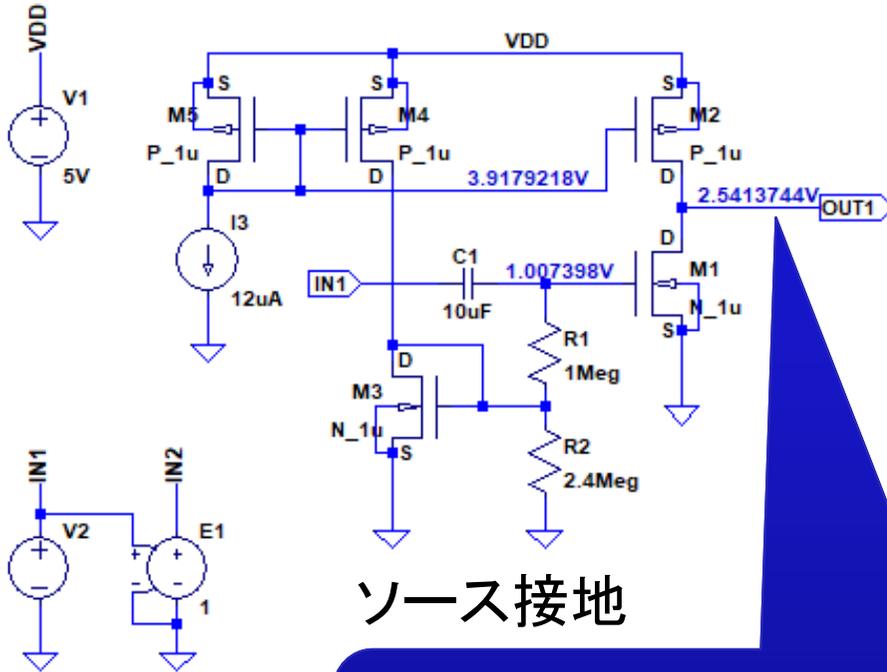
# 課題12. 1 電圧増幅回路の過渡応答解析 (Transient response analysis)

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もよい。
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。

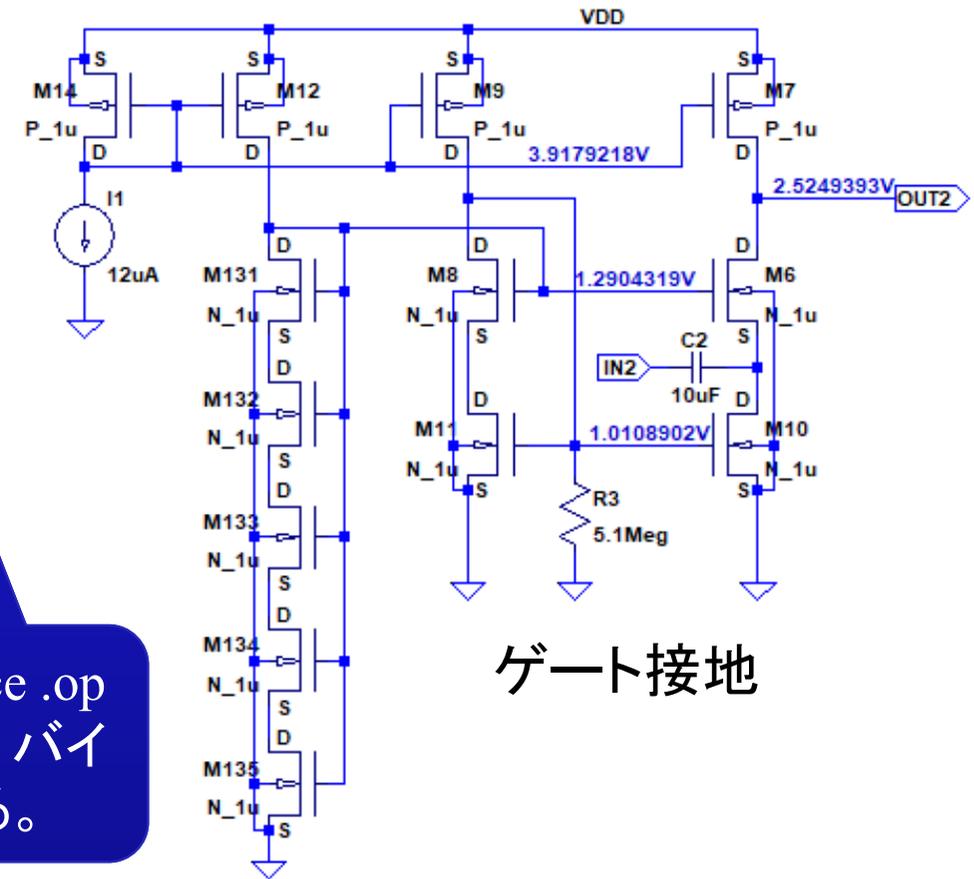
自分のモデル  
ファイルに変更

# 課題12.1の回路図

.lib cmos.lib  
.tran 0 10ms 0ms 10us  
CS Amplifier



CG Amplifier



ソース接地

ゲート接地

配線を右クリックしてPlace .op  
Data Labelを選択すると、バイ  
アス電圧が表示される。

SINE(0V 2mV 1kHz)

信号源

信号源の出力抵抗 $r_s$ と負荷 $R_L$ 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。

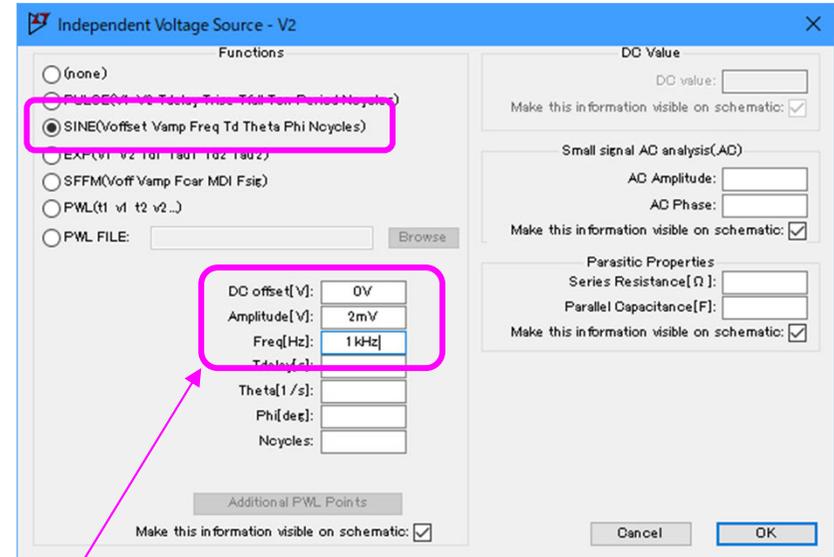
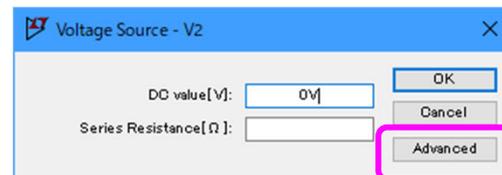
# 回路の説明

- 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 $R_{IN}$ を通してM1のバイアス電流を流していたが、実際には、 $R_{IN}$ を大きい値にすると、M1のソース電位 $V_S = R_{IN} \cdot I_D$ 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、 $R_{IN}$ 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

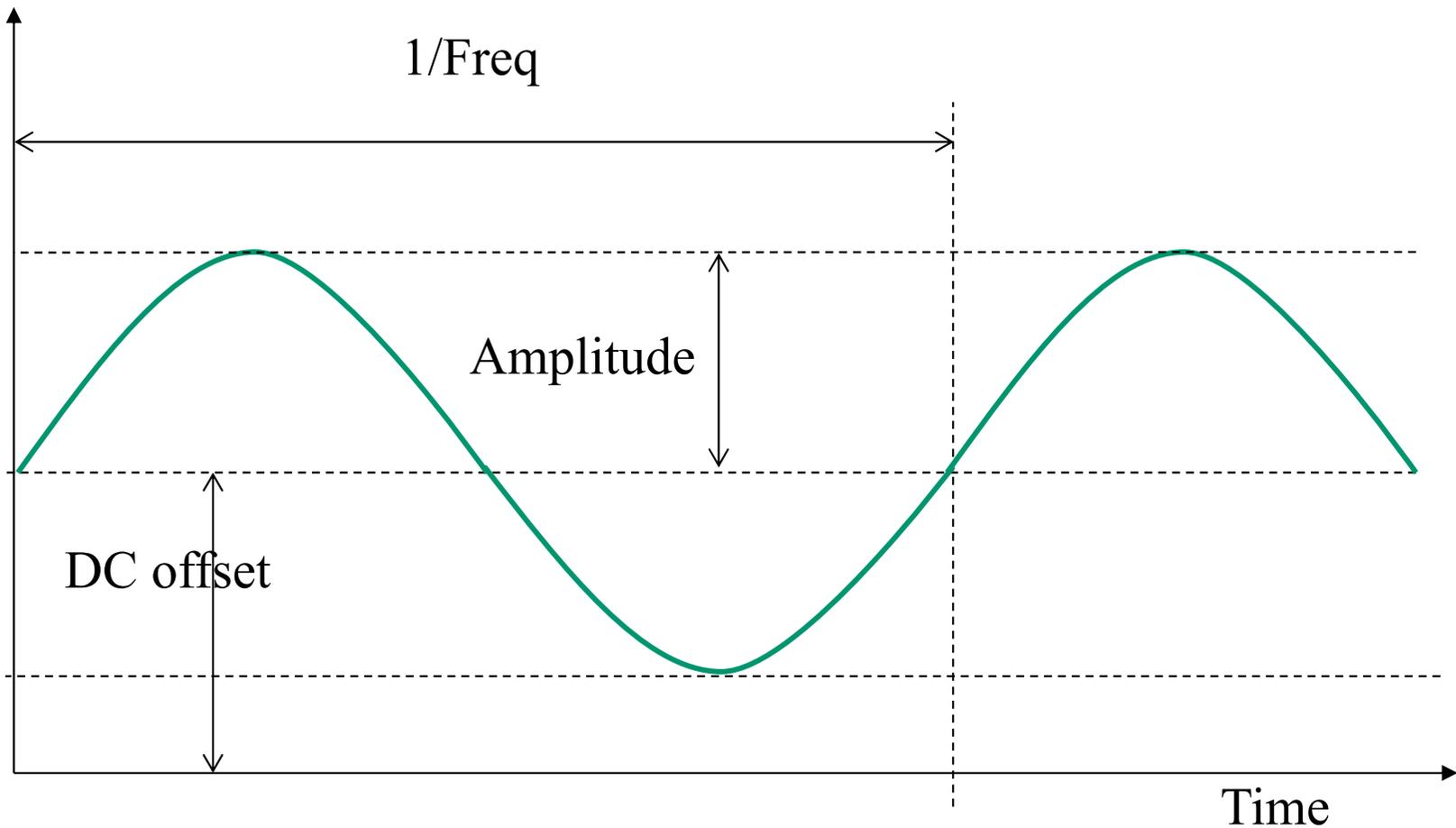


(注意) スペースを入れないこと。

- 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

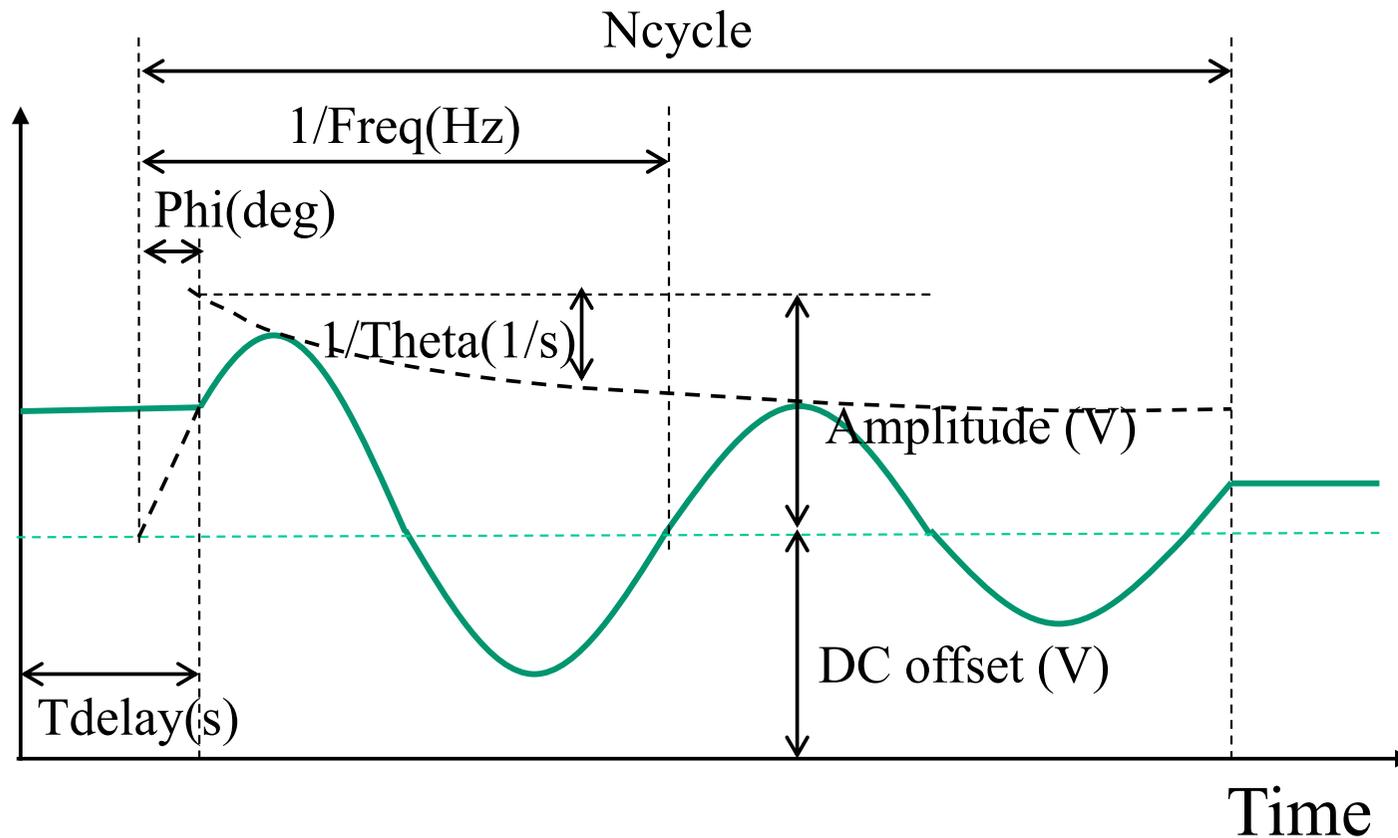
# sine波のパラメータ(基本パラメータ)



$\text{Freq}$  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)

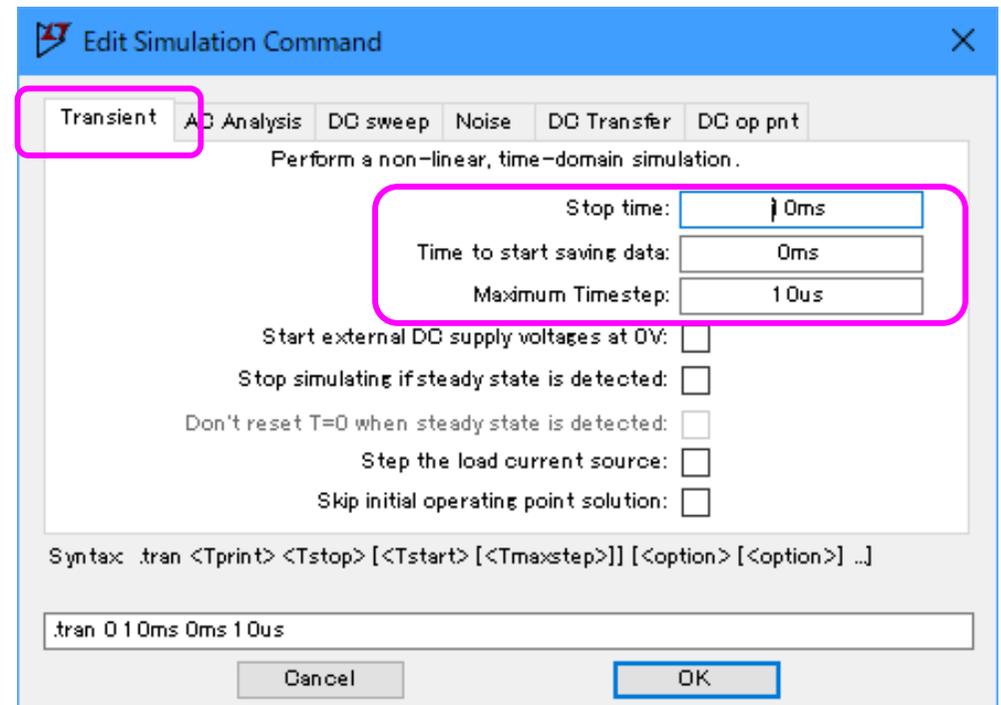
- sine波のパラメータはやや複雑なので、TRAN解析の際に、sine波を設定した信号源の出力波形も確認しておくとい



# 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 解析の結果 を使用	測定結 果保存 用変数	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)

- 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、グラフウィンドウを右クリック→View→SPICE Error Log で表示

# 12.2節のまとめ

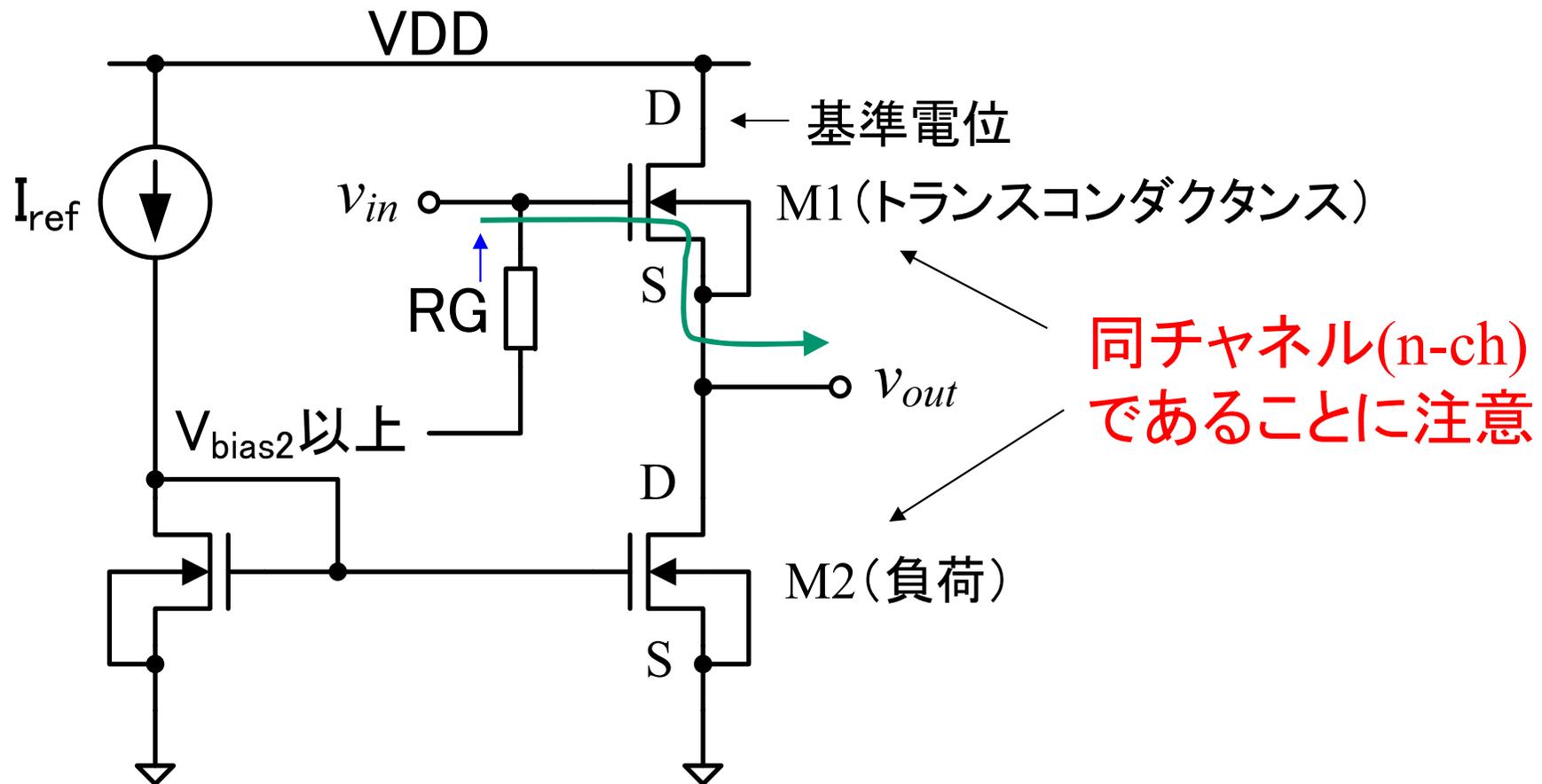
- 電圧増幅回路には、ソース接地増幅回路の他に、ゲート接地増幅回路がある
  - ゲート接地増幅回路 = 非反転増幅回路(Non-inverting amplifier)
  - ソース接地増幅回路 = 反転増幅回路(Inverting amplifier)
- ゲート接地増幅回路は、入りに接続されたインピーダンスを電圧利得倍にするインピーダンス変換機能がある
  - 小さな入力インピーダンスが、大きい出力インピーダンスに変換されるので、トランスインピーダンスアンプと呼ばれる
  - トランスインピーダンスアンプは、小さな電流信号を、大きい出力電圧に変換するために使用できる

インピーダンスを下げる回路

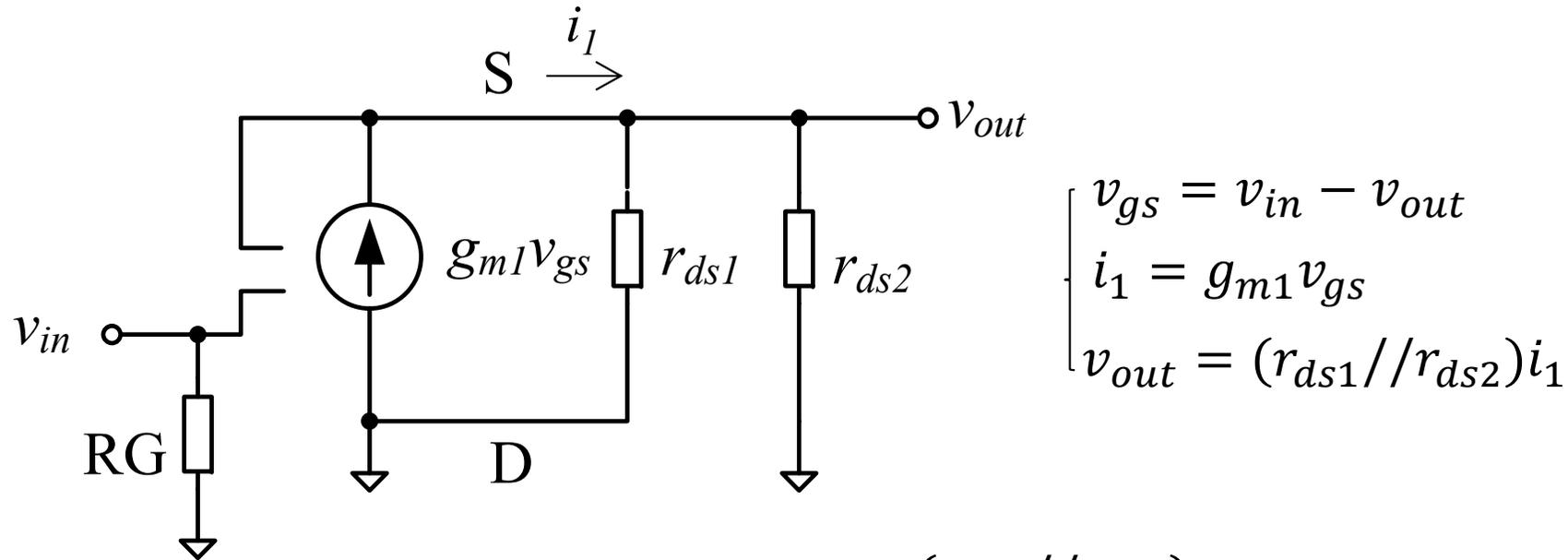
## 12.3 ソースフォロワ

# ソースフォロワ

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



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

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)

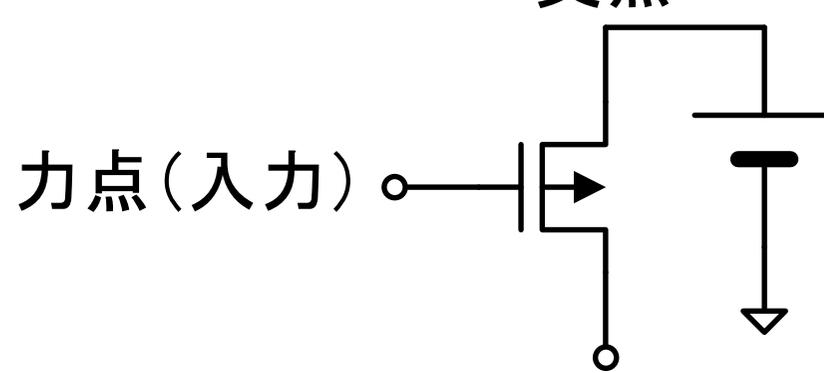
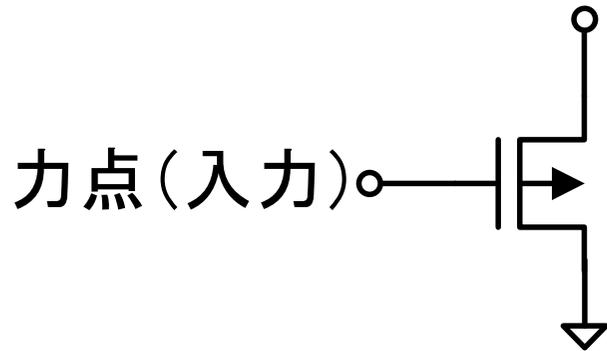
# てこの原理2？

ソース接地

ソースフォロワ

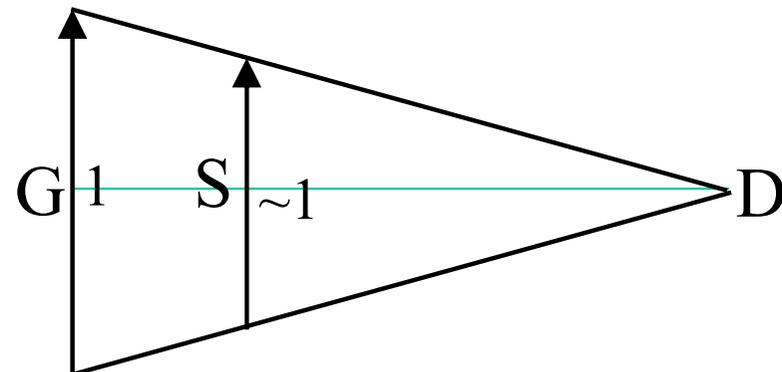
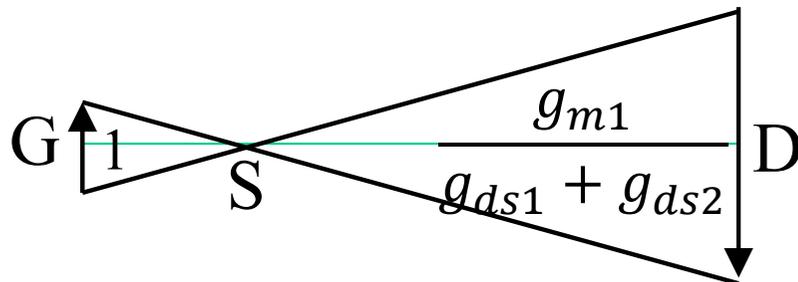
作用点(出力)

支点



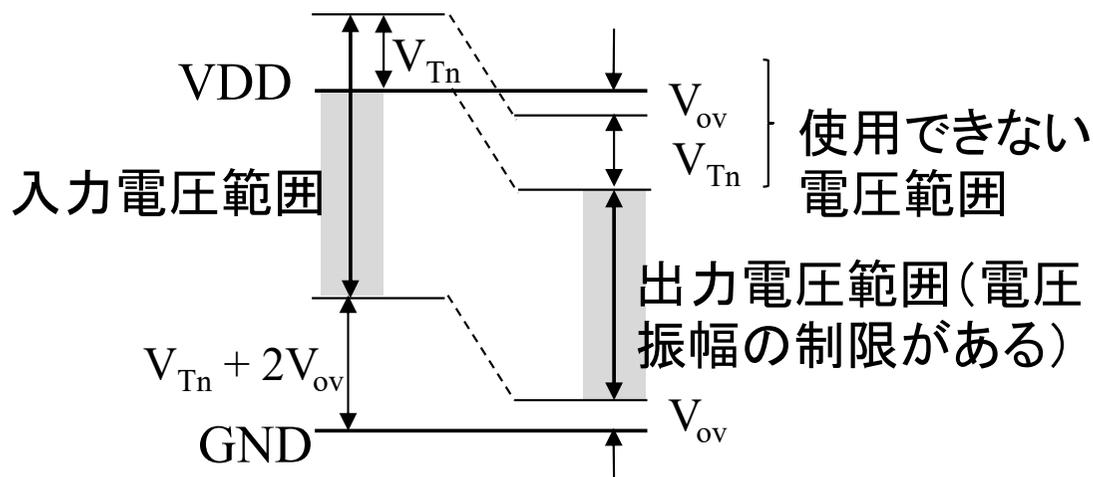
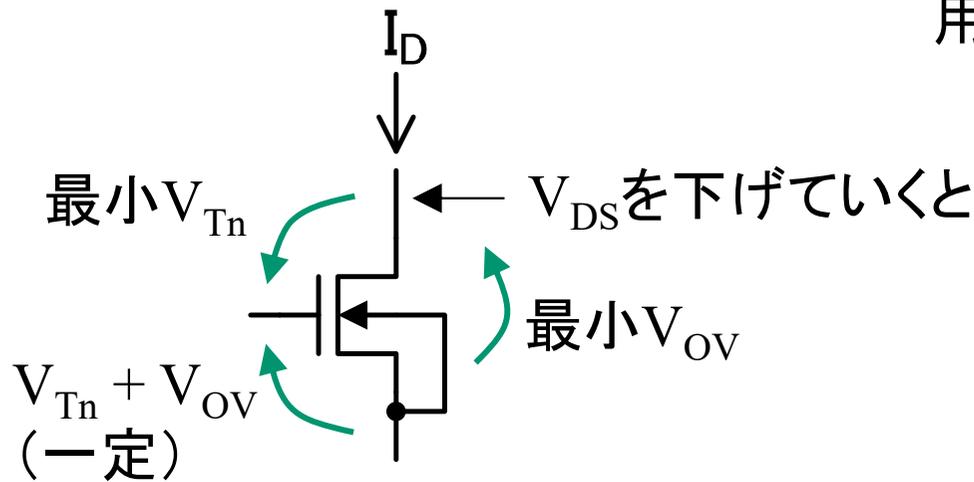
支点

作用点(出力)

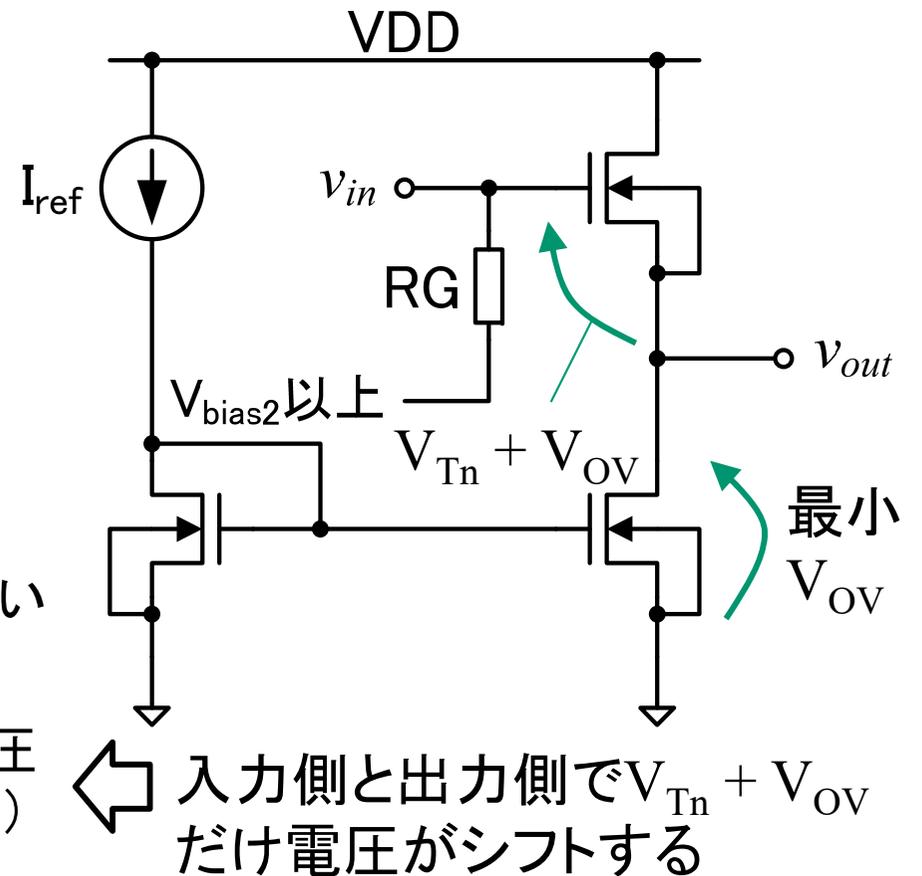


# (参考) 直流レベルシフト

飽和領域動作に必要な最小電圧

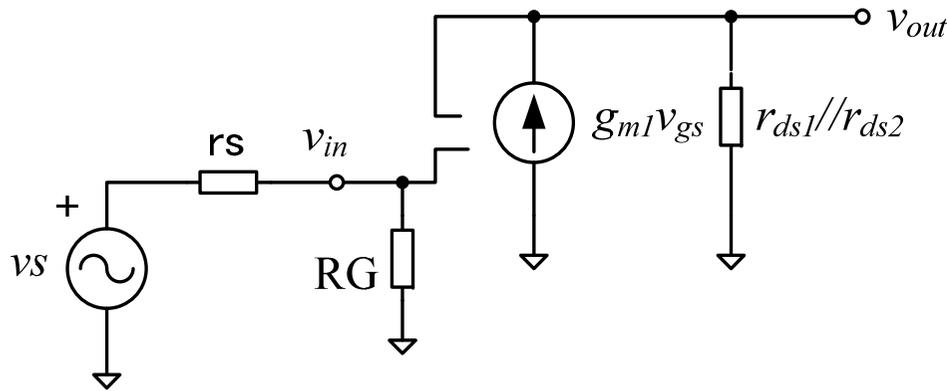


直流バイアス電圧のレベルシフトにも使用される。欠点: 出力の振幅が小さい



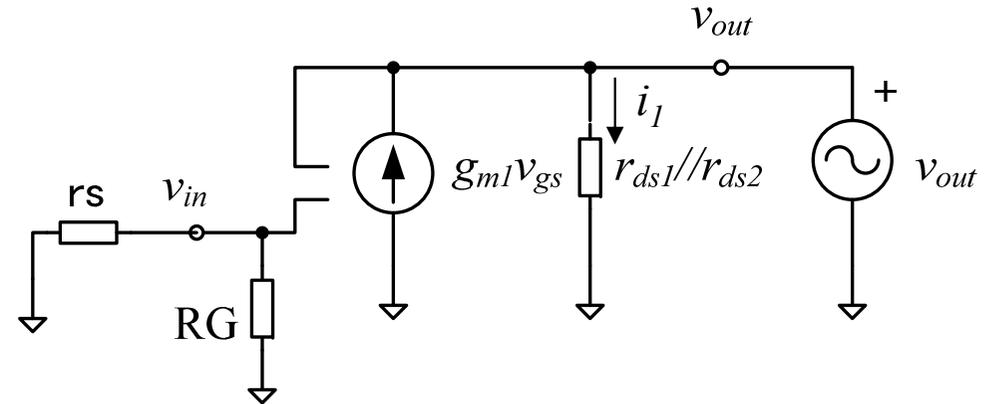
# 入出カインピーダンス

入カインピーダンス測定回路



$$Z_{in} = R_G$$

出カ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)

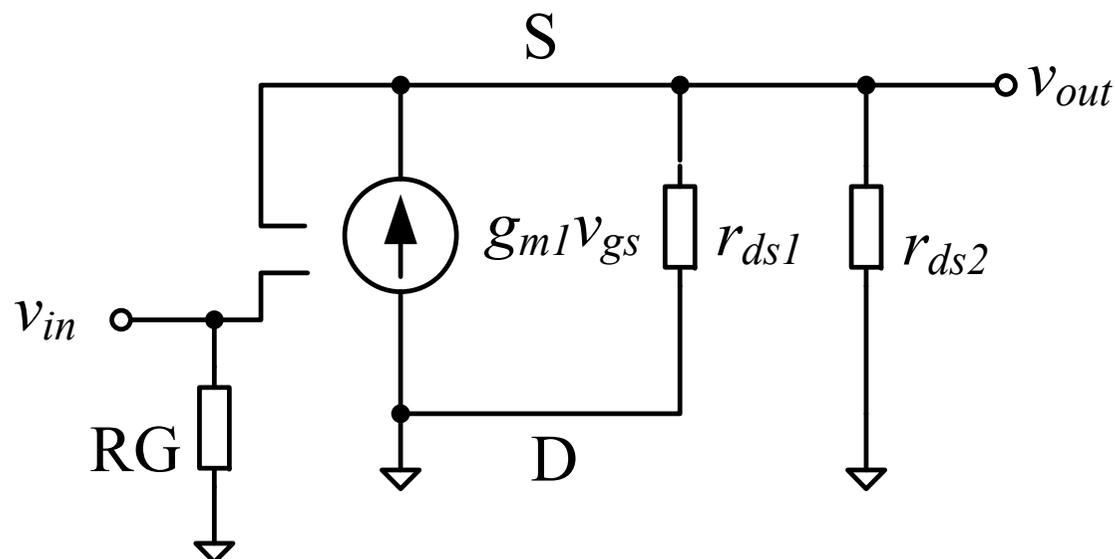
# 12.3節のまとめ

- 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

出カインピーダンスの調整

## 12.4 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

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

$$Z_{in} = R_G \quad (\text{RGの抵抗値を大きくする})$$

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{r_{ds1} // r_{ds2}}{1 + g_{m1}(r_{ds1} // r_{ds2})} \cong \frac{1}{g_{m1}} = \frac{1}{\sqrt{2\beta_n I_{D1}}} \quad (I_{D1} \text{を大きくする})$$

# 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

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

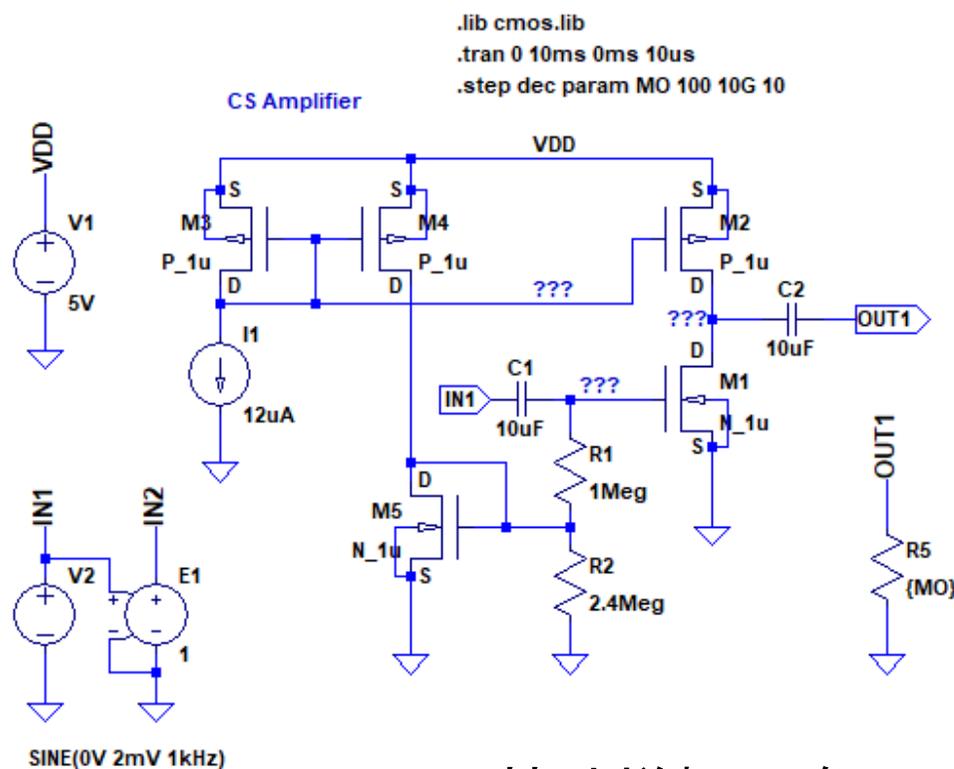
$$\text{Gain} = -\frac{g_m}{g_{ds1} + g_{ds2}} = -\frac{K\sqrt{2\beta_n I_D}}{K(\lambda_n I_D + \lambda_p I_D)} = -\frac{\sqrt{2\beta_n I_D}}{\lambda_n I_D + \lambda_p I_D}$$

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

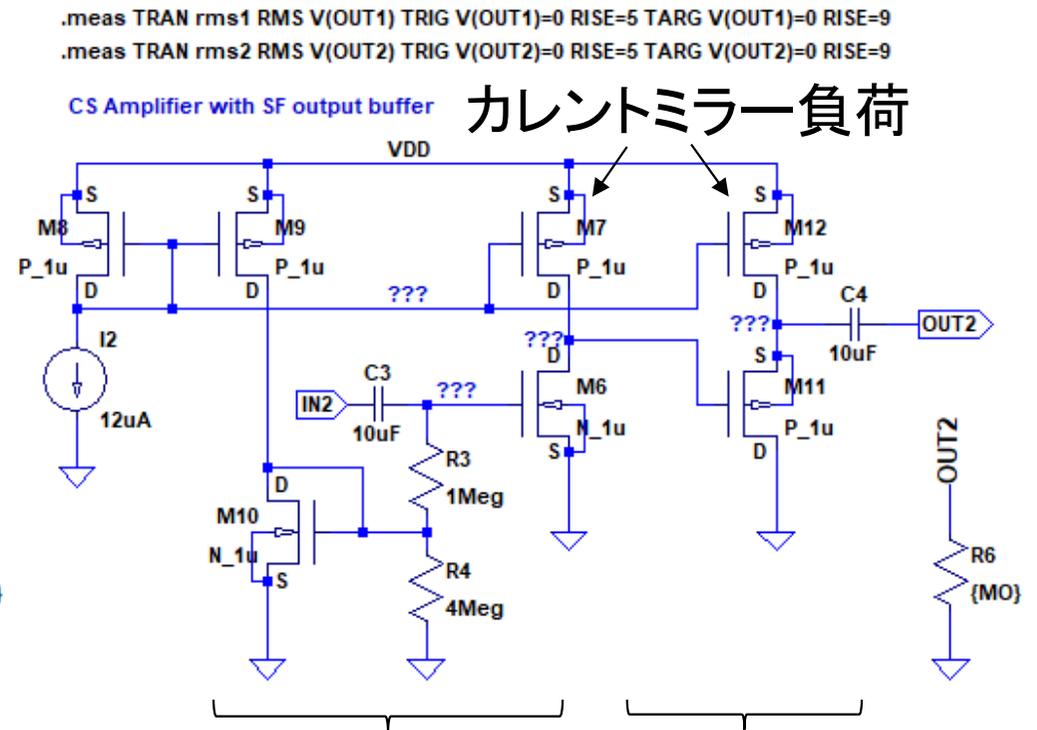
# 課題12.2 インピーダンスバッファの効果

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 $\Omega$ か、計算により求めよ。
2. 出力端子に接続した負荷抵抗(R5およびR6)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12.2 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12.2 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

# 12.4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%
  - (参考) 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増幅回路が利用可能
  - 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)