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

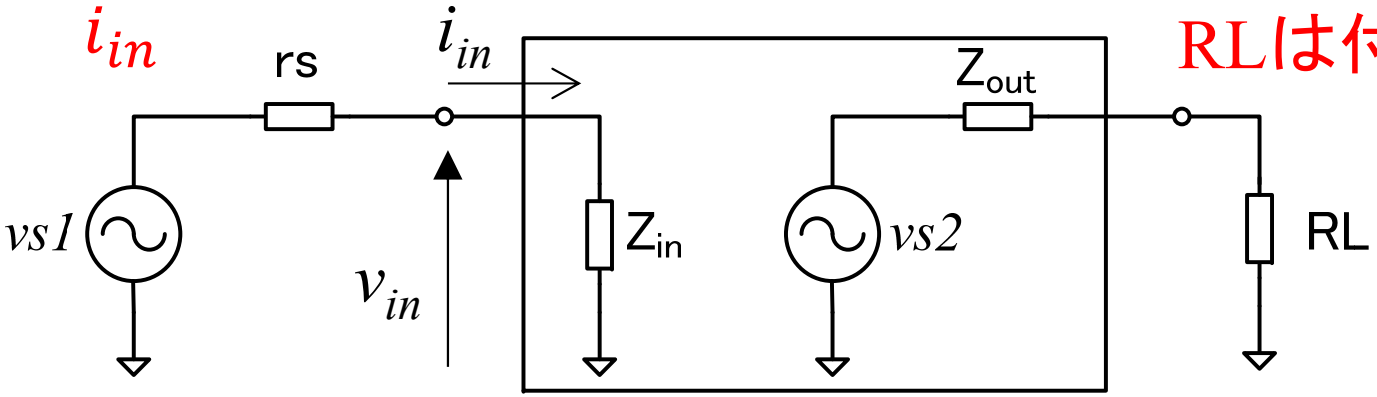
12.1 ソース接地増幅回路の入出力インピーダンス

（復習）入出力インピーダンス

入力インピーダンス

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

RLは付けたまま。

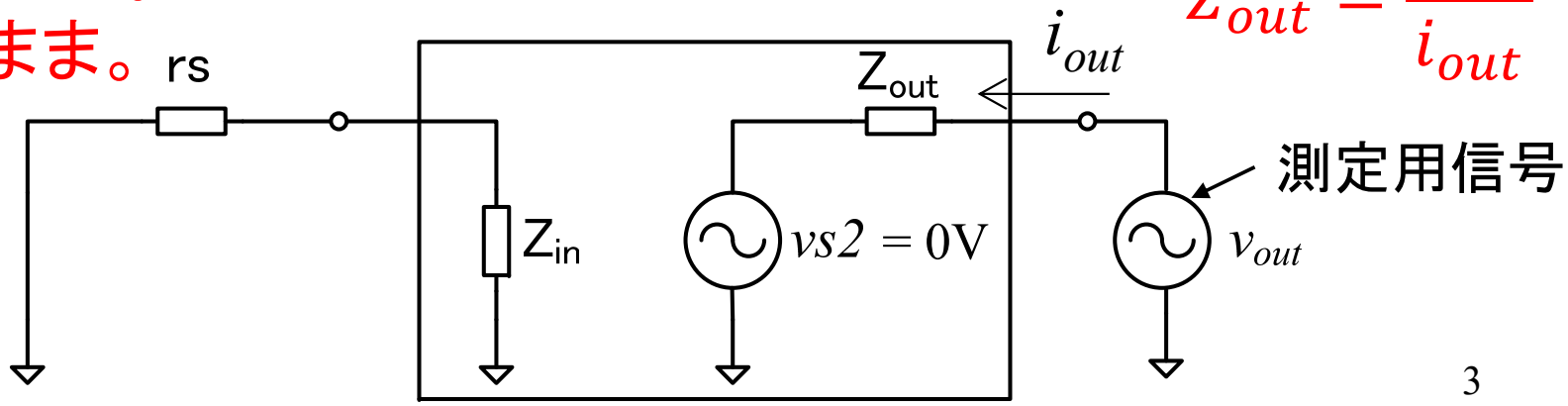


出力インピーダンス

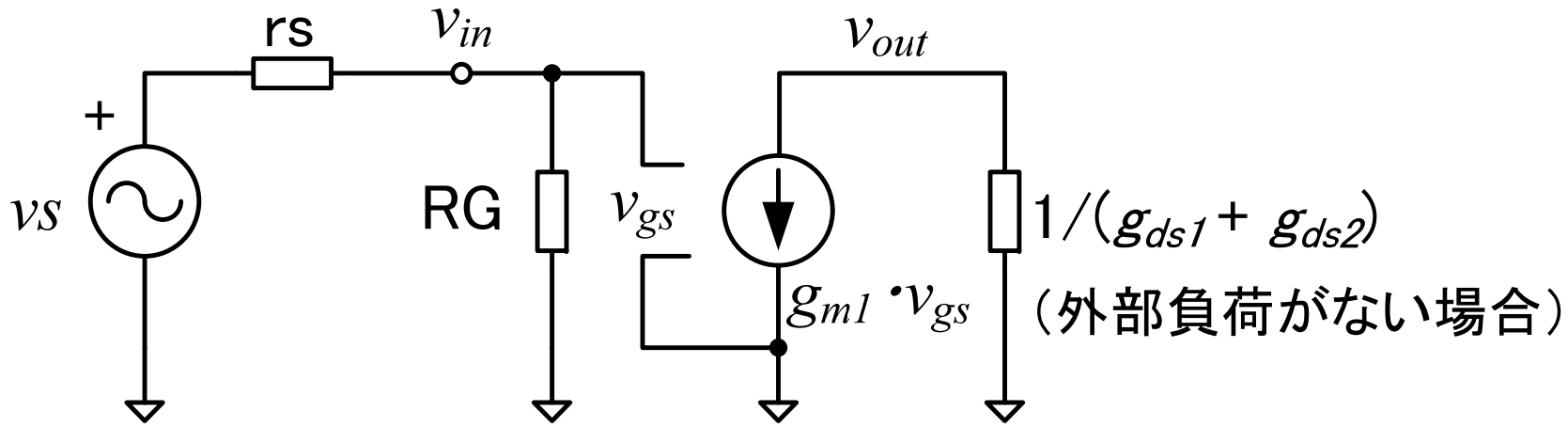
RLは外す。

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

信号を止める。
rsはそのまま。



ソース接地増幅回路（カレントミラー負荷）の入出力インピーダンス



入力インピーダンス

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

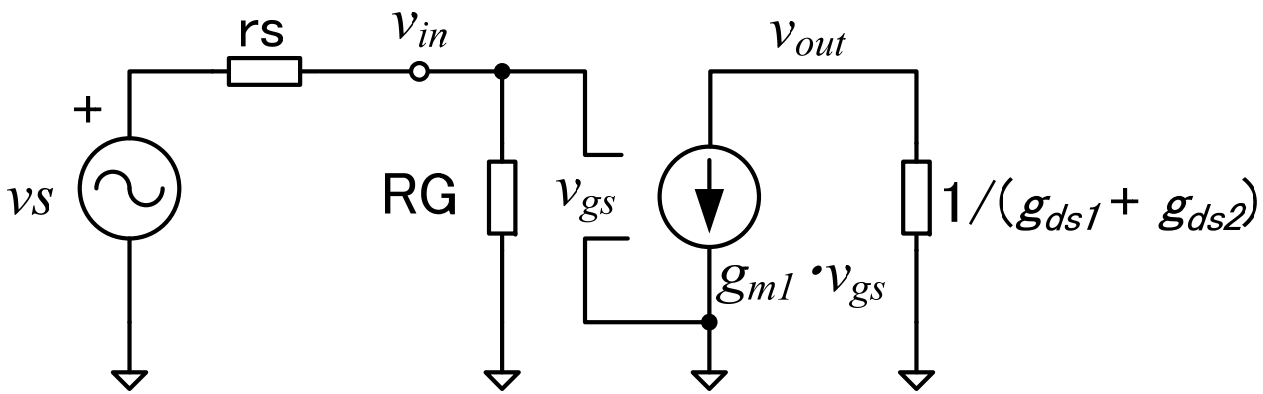
出力インピーダンス

$vs = 0V$ 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_Dを増やすと電圧利得が下がるので×）



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

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

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

12.1節のまとめ

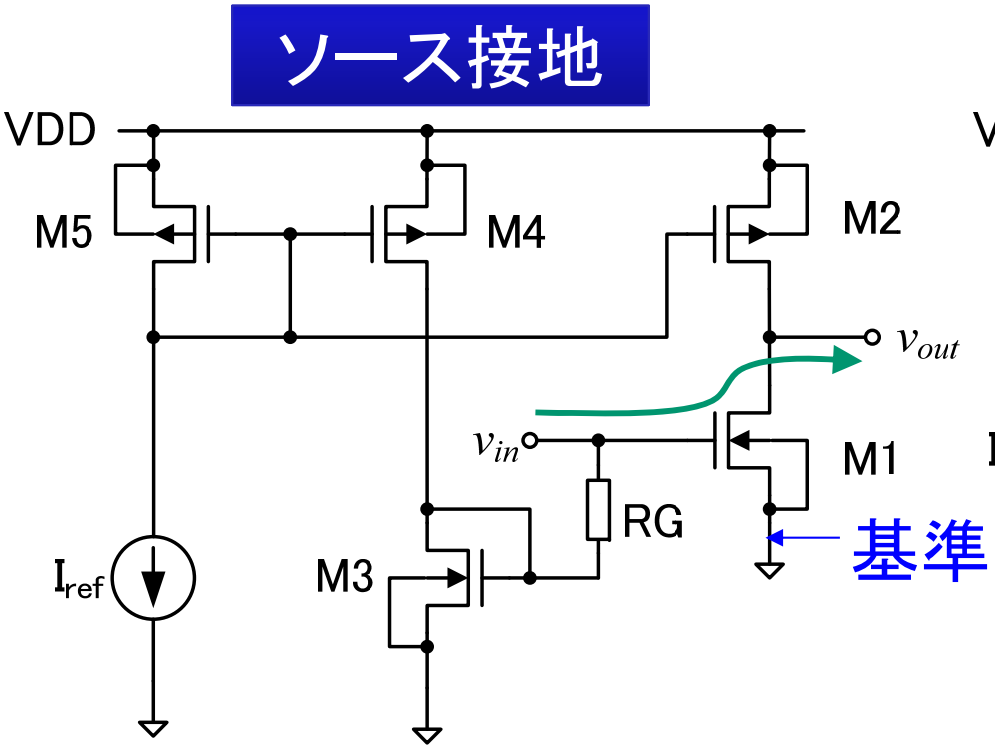
- ソース接地電圧増幅回路の電圧利得、入力インピーダンス、出力インピーダンスは以下の性質を持つ
  - 電圧利得は、$I_D^{-1/2}$に比例、並列接続数Mに依存しない
  - 入力インピーダンスは、RGに比例
  - 出力インピーダンスは、I_D^{-1}に比例、M^{-1}に比例

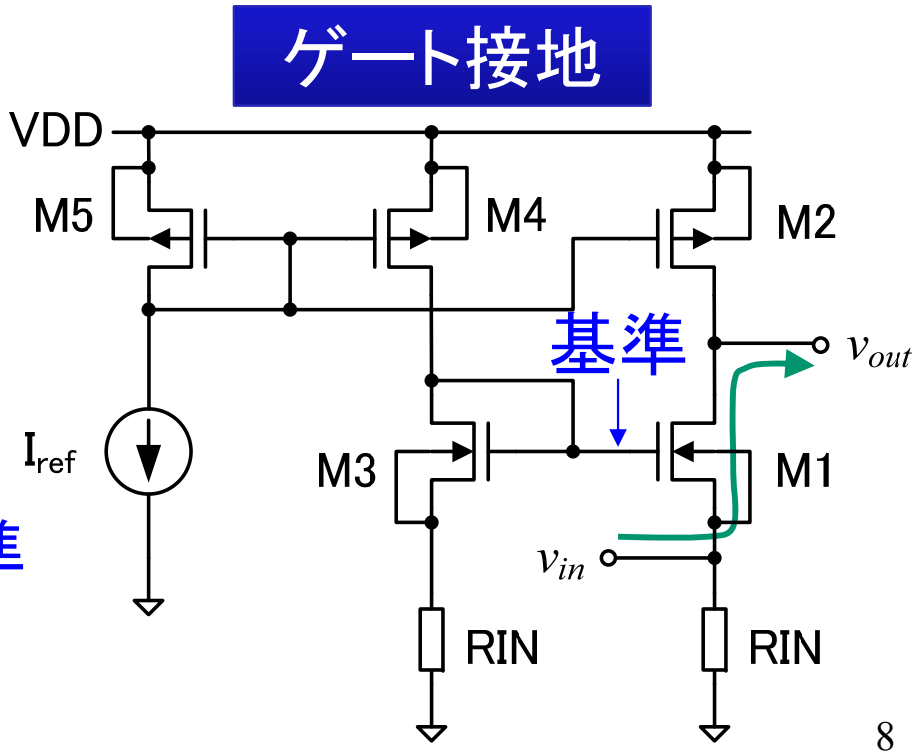
インピーダンスを上げる回路

12.2 トランスインピーダンスアンプ

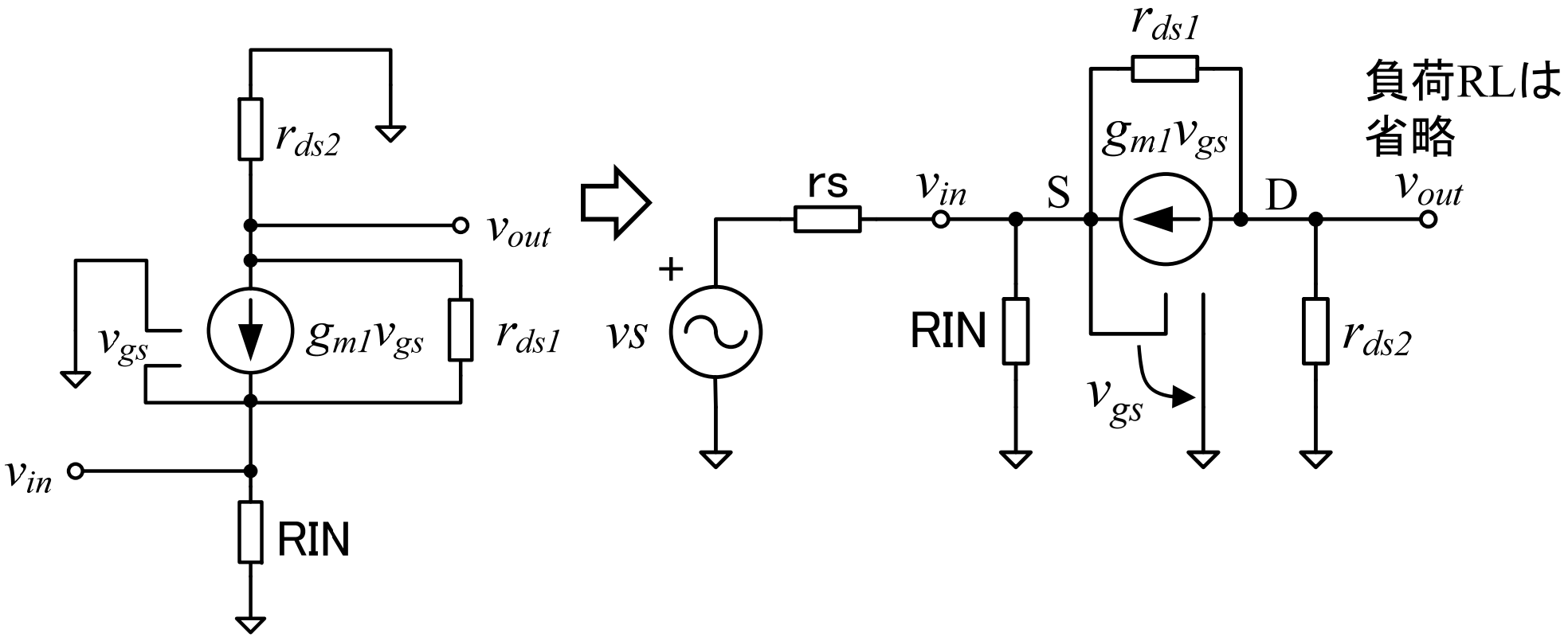
ゲート接地増幅回路

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。

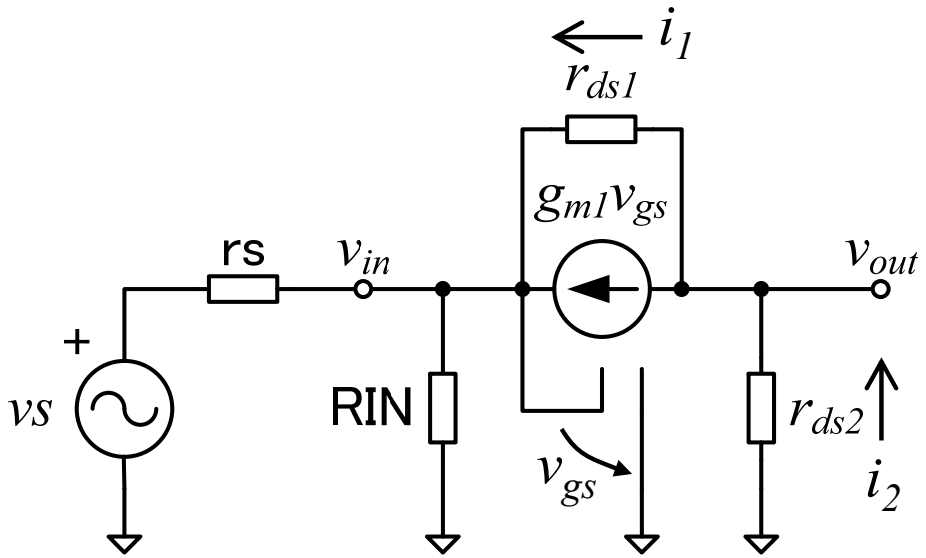




ゲート接地増幅回路の小信号等価回路



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

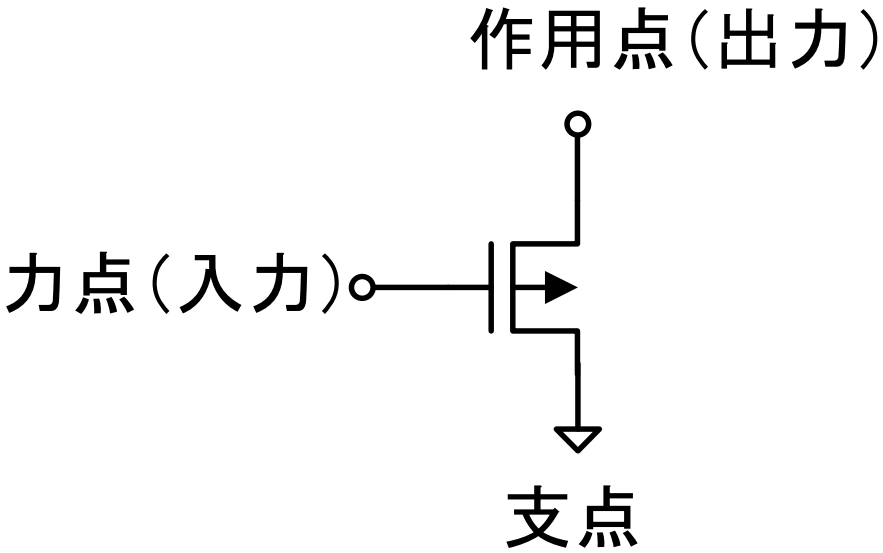
$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}} = (g_{m1} r_{ds1} + 1) \frac{r_{ds2}}{r_{ds1} + r_{ds2}} = \frac{g_{m1} + \boxed{g_{ds1}}}{g_{ds1} + g_{ds2}}$$

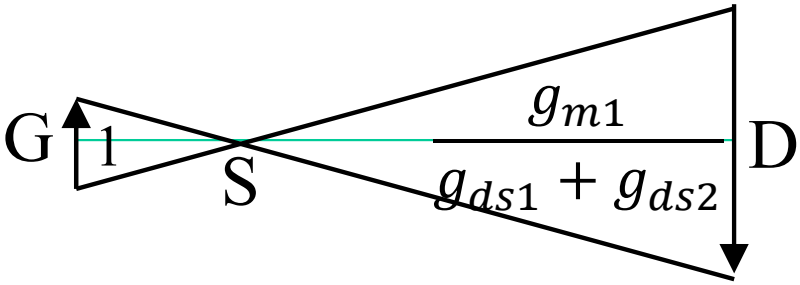
ソース接地との差

- 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

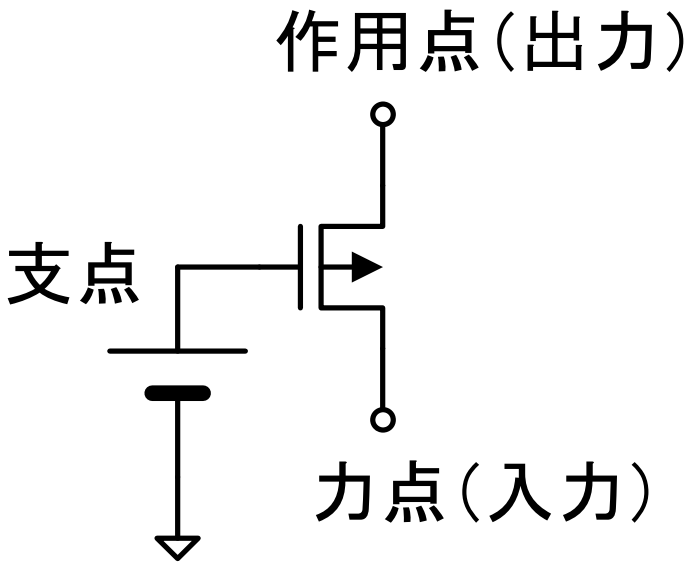
てこの原理１？

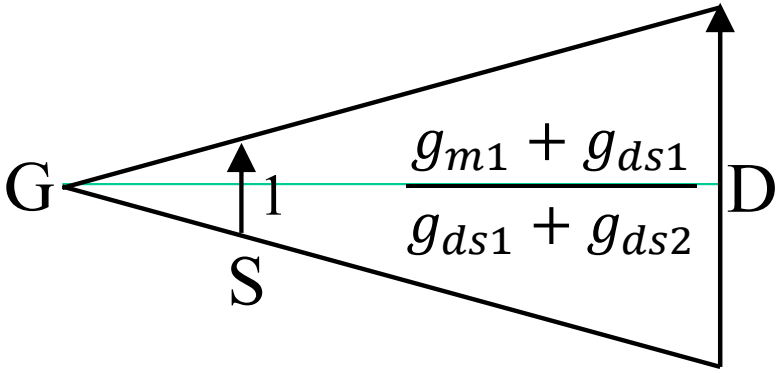
ソース接地



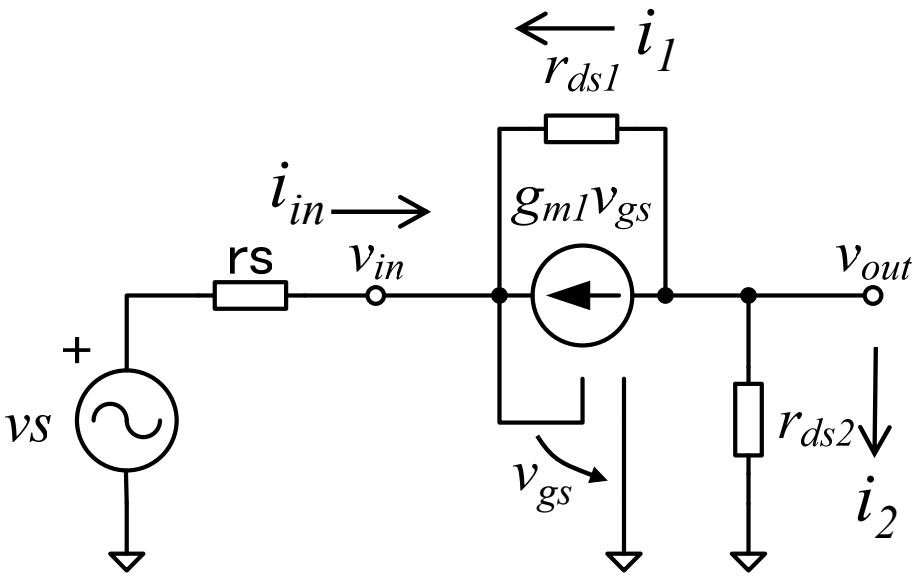


ゲート接地





ゲート接地増幅回路の入力インピーダンス



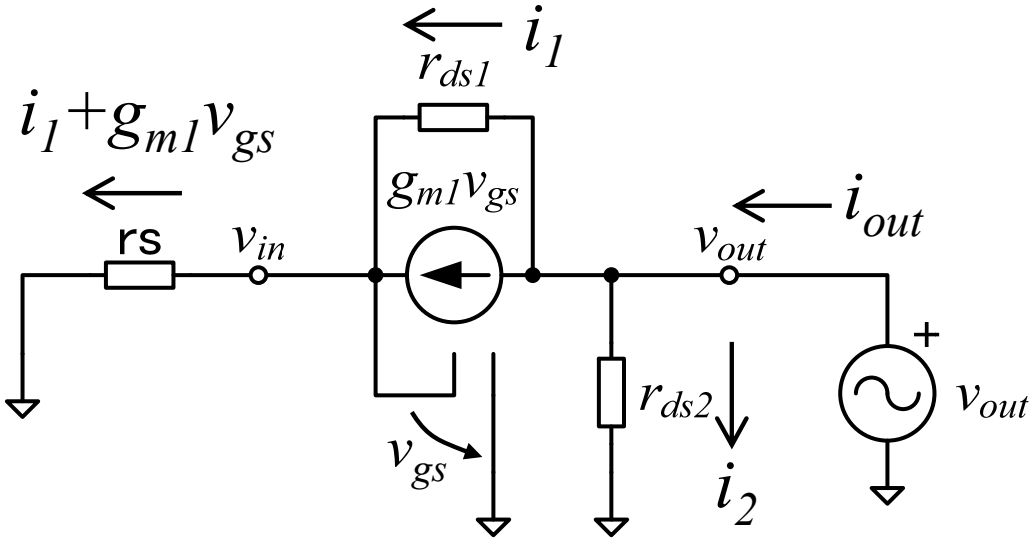
$$\begin{cases} i_{in} = i_2 \\ i_{in} + i_1 + g_{m1}v_{gs} = 0 \\ v_{out} = r_{ds2}i_2 \\ v_{out} - v_{in} = r_{ds1}i_1 \\ v_{gs} = -v_{in} \end{cases}$$

入力インピーダンス測定回路（RIN≒∞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 = 12uAのとき、Z_{in} =16kΩ

ゲート接地増幅回路の出力インピーダンス



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

出力インピーダンス測定回路

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

Z_{out}は、信号源の内部インピーダンスrs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rs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）

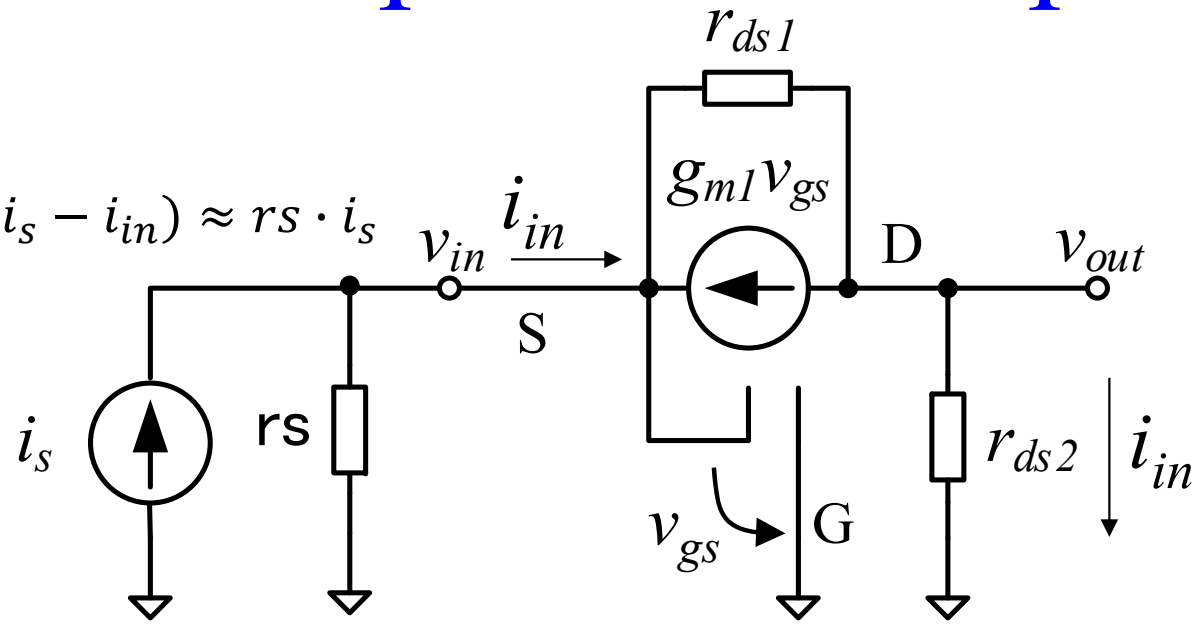
$$Z_{M1} = r_{ds1} + (1 + g_{m1}r_{ds1})rs \approx \underbrace{(1 + g_{m1}r_{ds1})}_{\text{電圧利得の値(電流源負荷のとき)}}rs$$

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

従って、ソース端子に接続されたrs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)

$v_{in} = \mathrm{rs}\,(i_s - i_{in}) \approx rs \cdot i_s$



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。

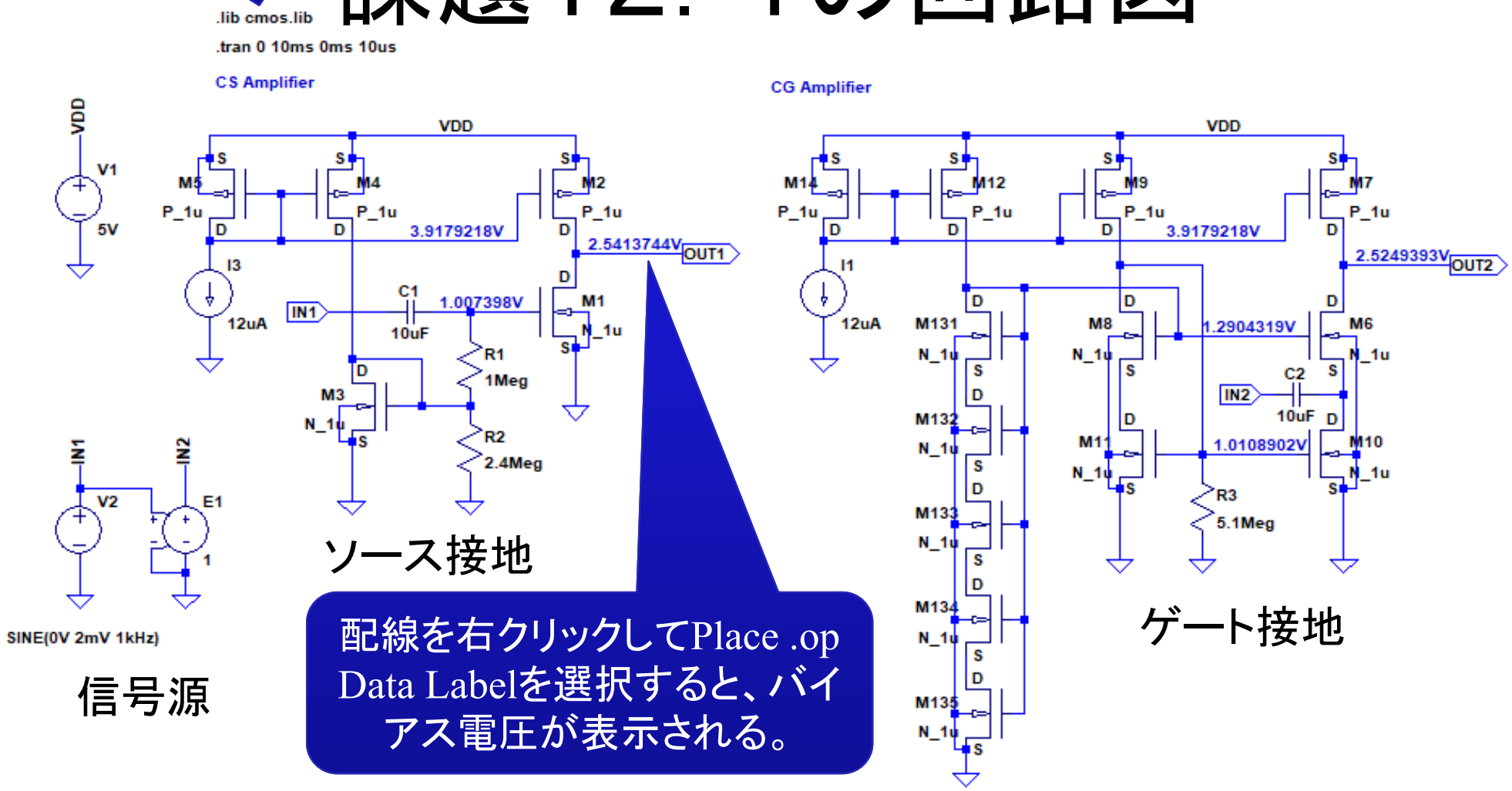
変換利得 $G_{i\to v} = \dfrac{v_{out}}{i_s} = \dfrac{g_{m1} + g_{ds1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} \dfrac{v_{in}}{i_s} \approx \dfrac{g_{m1} + g_{ds1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} \mathrm{rs}$

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



ソース接地

ゲート接地

信号源

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。

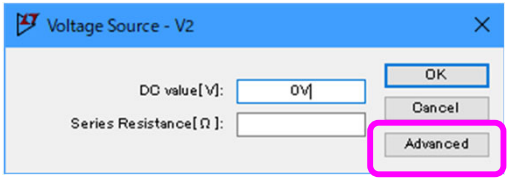
信号源の出力抵抗rsと負荷RLは無視（ここでは、理想状態での増幅回路の特性を求める）。バイアスが設計通りか確認することが重要。

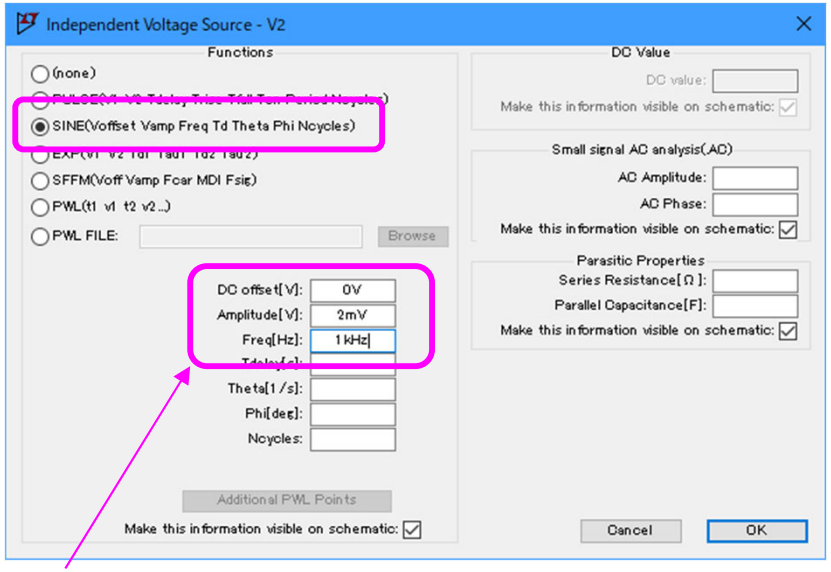
回路の説明

- 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･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

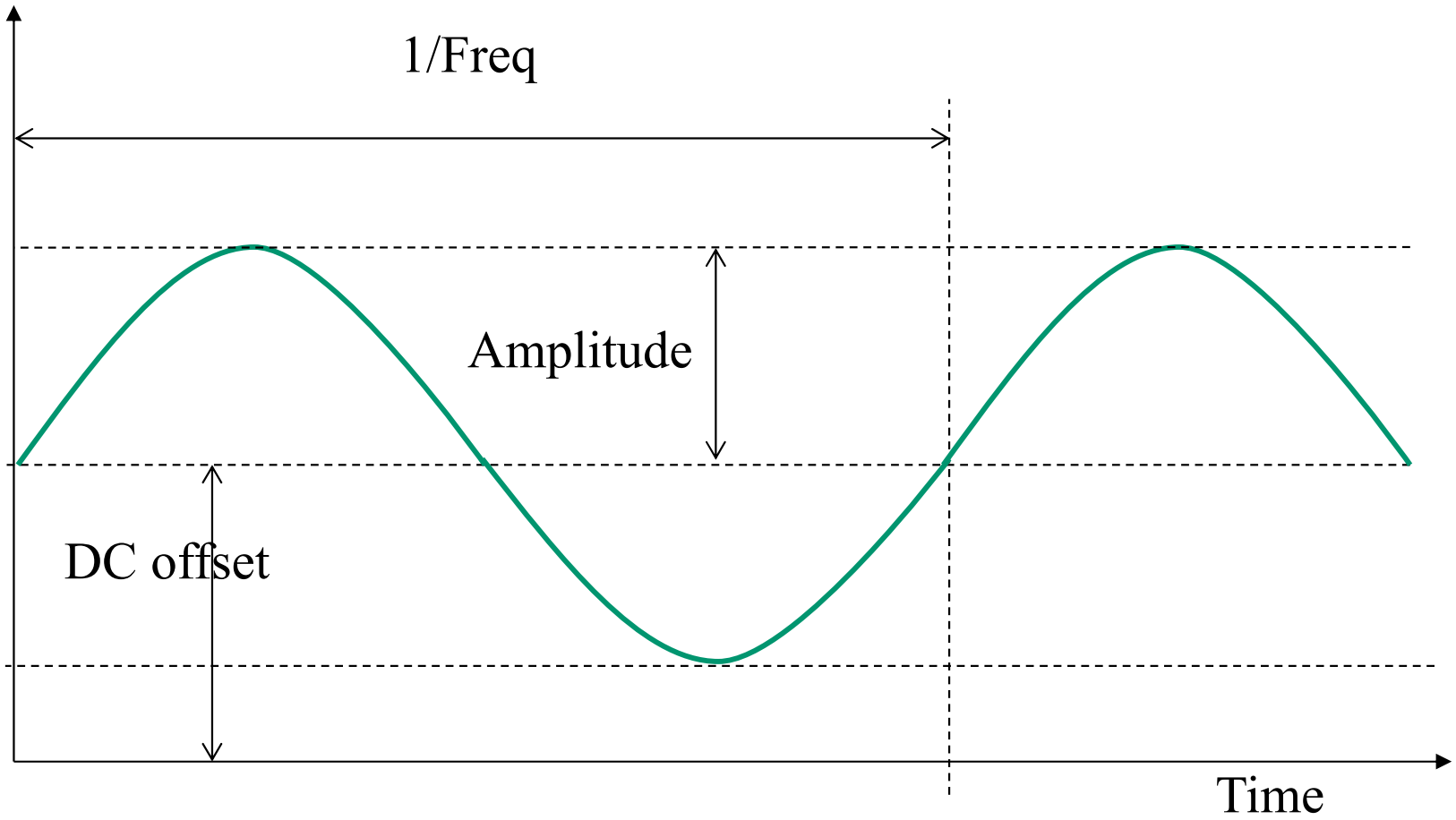




（注意）スペースを入れないこと。

- 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rs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

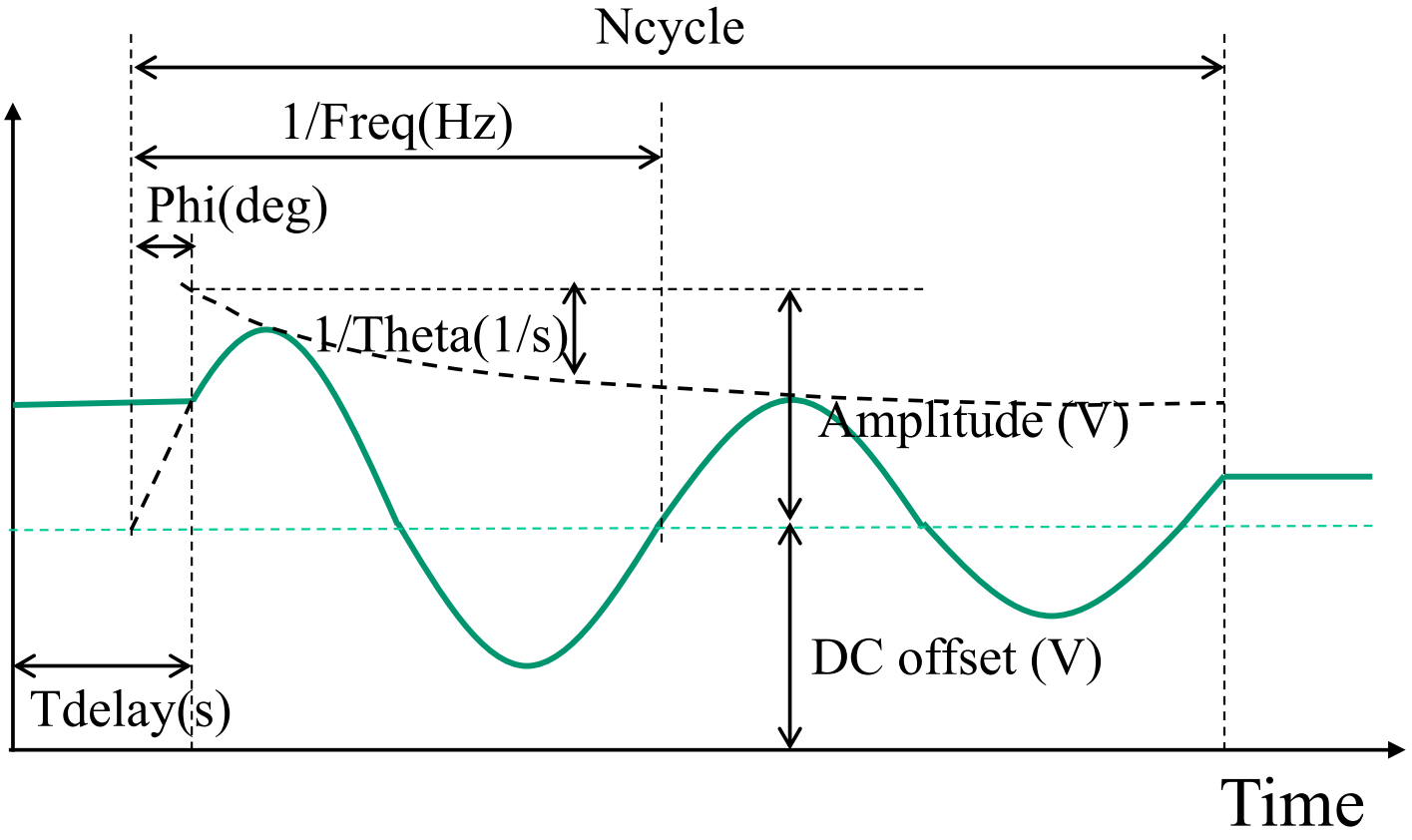
sine波のパラメータ（基本パラメータ）



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）

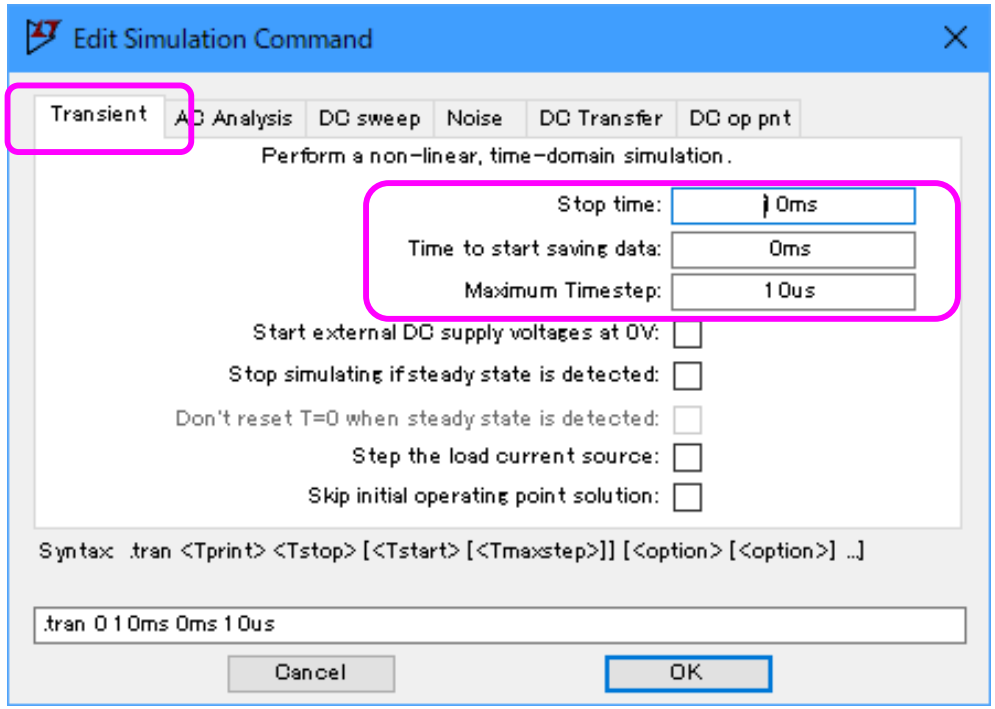
- sine波のパラメータはやや複雑なので、TRAN解析の際に、sine波を設定した信号源の出力波形も確認しておくとよい



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、グラフウインドウを右クリック→View→SPICE Error Log で表示

12.2節のまとめ

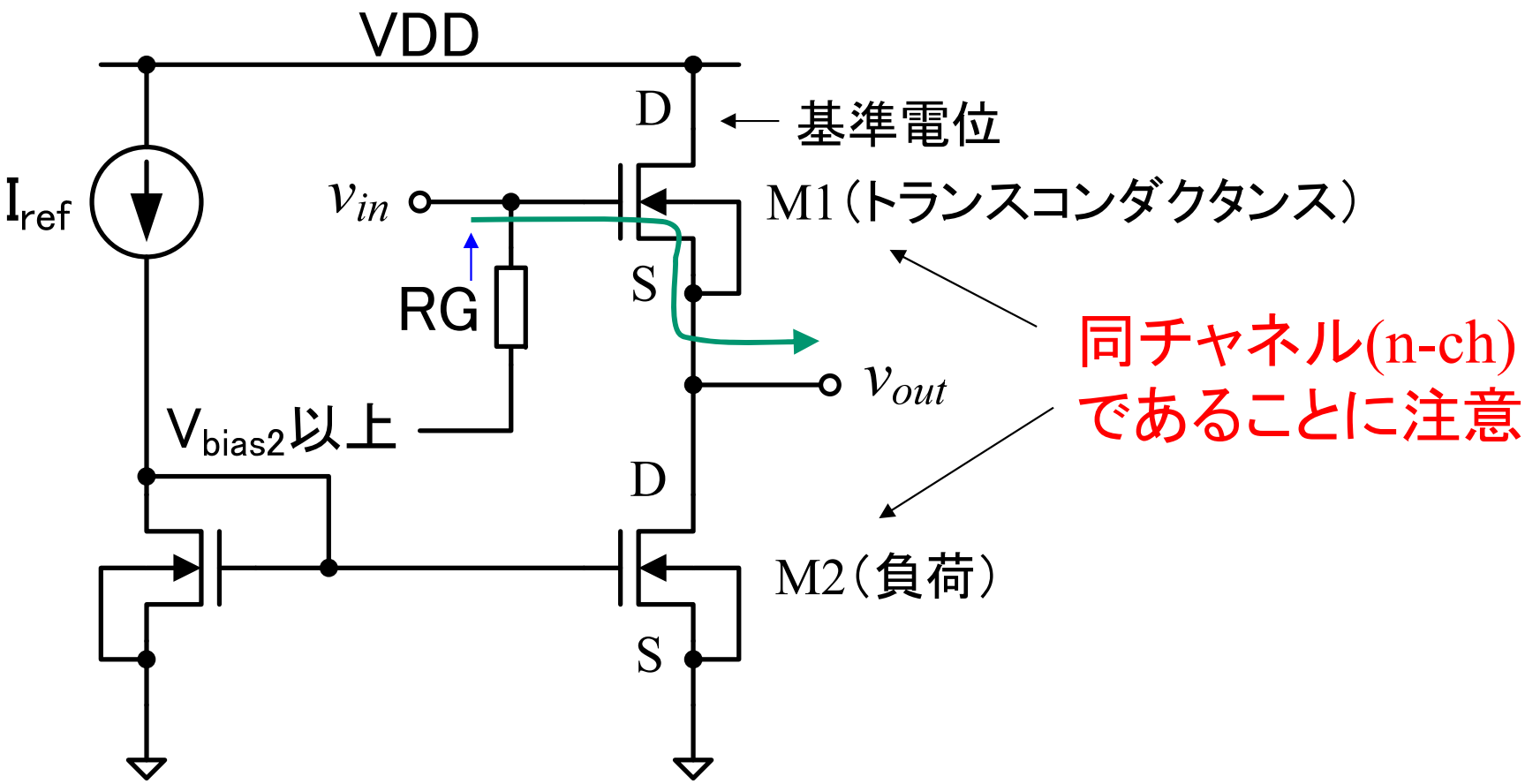
- 電圧増幅回路には、ソース接地増幅回路の他に、ゲート接地増幅回路がある
  - ゲート接地増幅回路＝非反転増幅回路(Non-inverting amplifier)
  - ソース接地増幅回路＝反転増幅回路(Inverting amplifier)
- ゲート接地増幅回路は、入力に接続されたインピーダンスを電圧利得倍にするインピーダンス変換機能がある
  - 小さな入力インピーダンスが、大きい出力インピーダンスに変換されるので、トランスインピーダンスアンプと呼ばれる
  - トランスインピーダンスアンプは、小さな電流信号を、大きい出力電圧に変換するために使用できる

インピーダンスを下げる回路

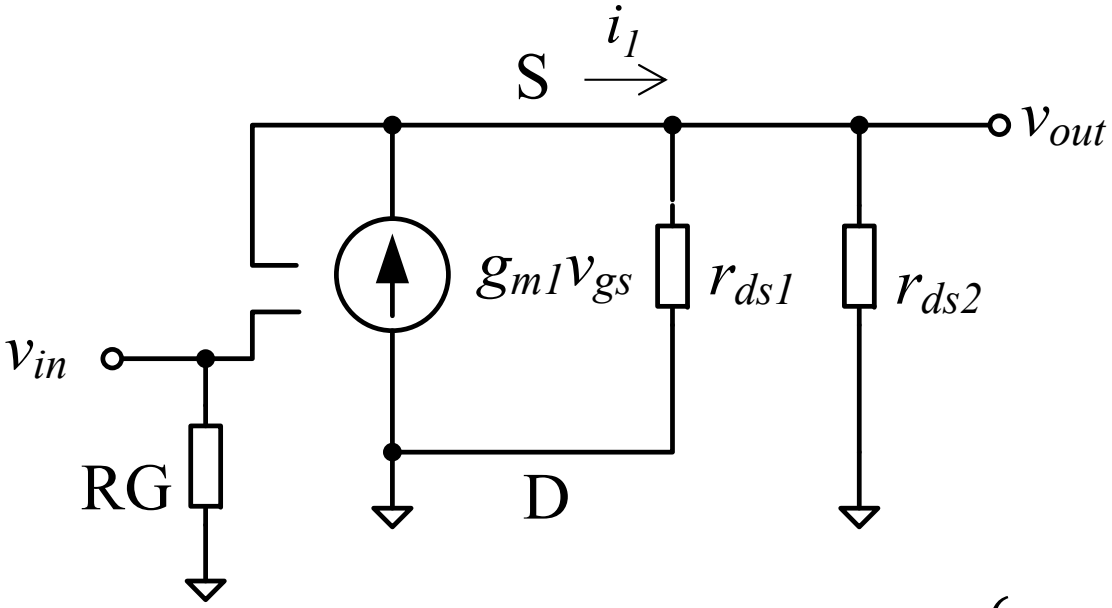
12.3 ソースフォロワ

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



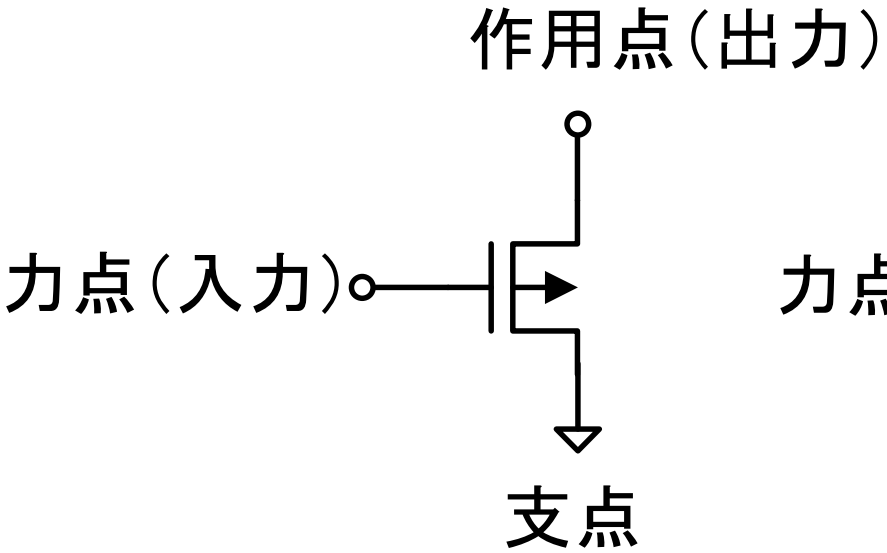
$$\begin{cases} v_{gs} = v_{in} - v_{out} \\ i_1 = g_{m1} v_{gs} \\ v_{out} = (r_{ds1} // r_{ds2}) i_1 \end{cases}$$

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

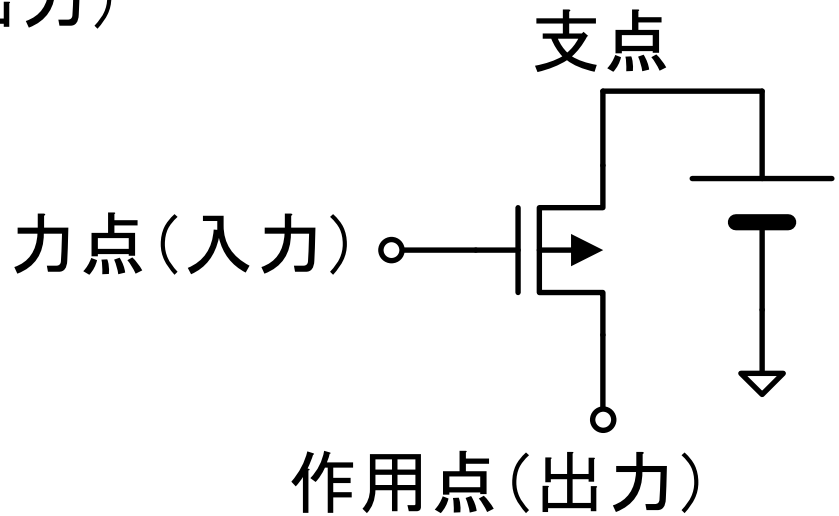
電圧利得は約1倍(0dB)だが、電流増幅（または電力増幅）を行っている。電力利得（倍）＝電圧利得（倍）×電流利得（倍）

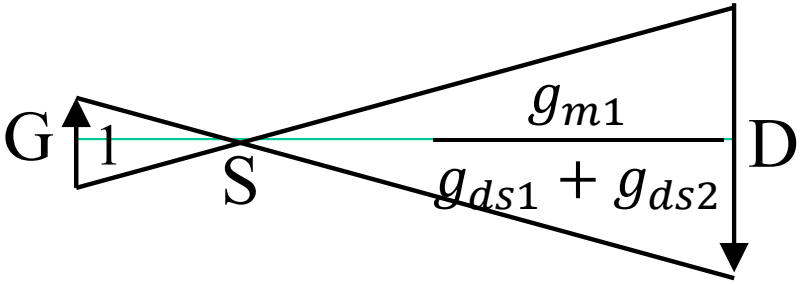
てこの原理2？

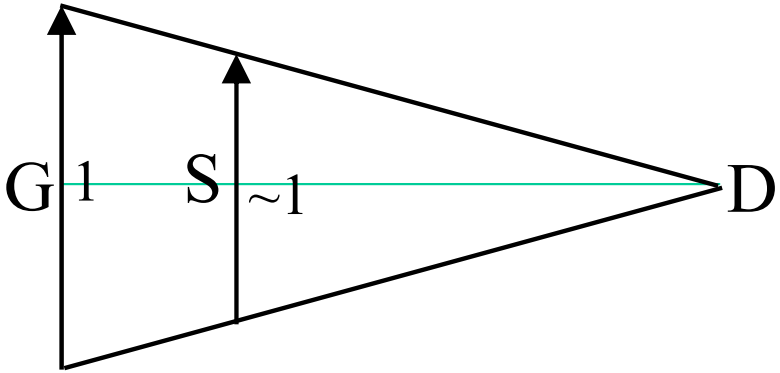
ソース接地



ソースフォロワ

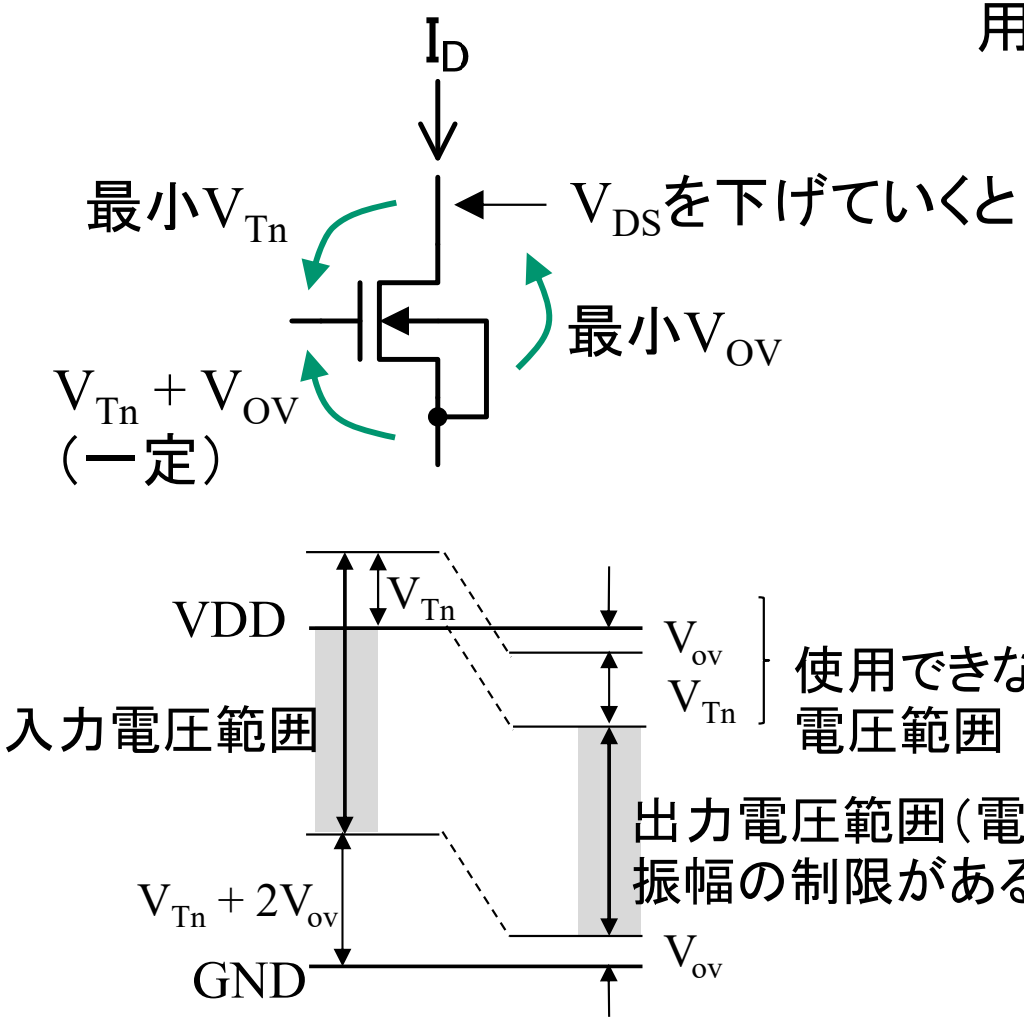




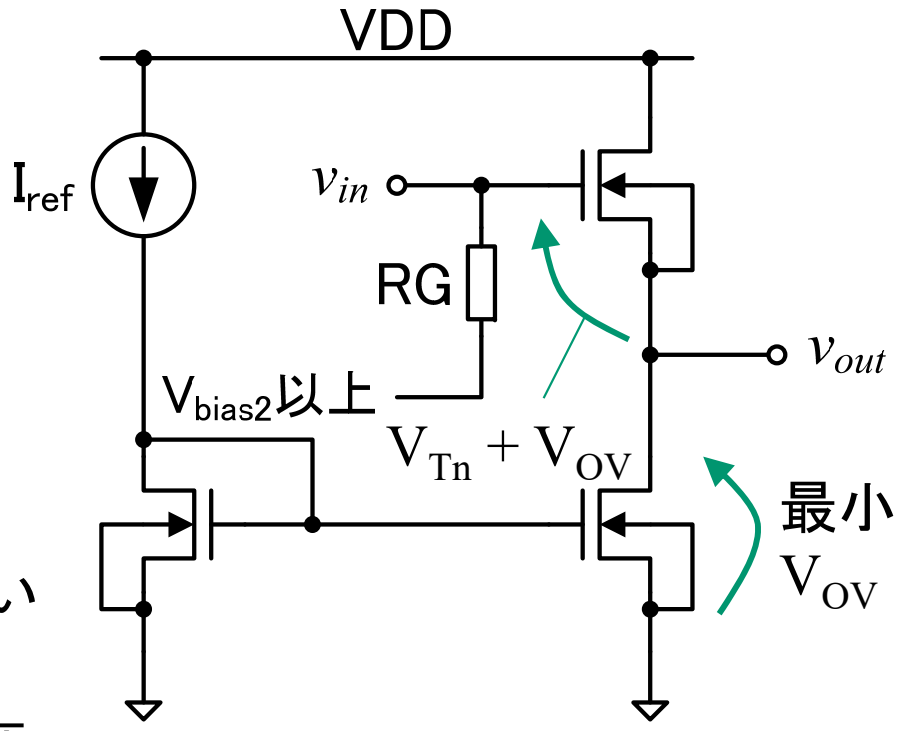


（参考）直流レベルシフト

飽和領域動作に必要な最小電圧



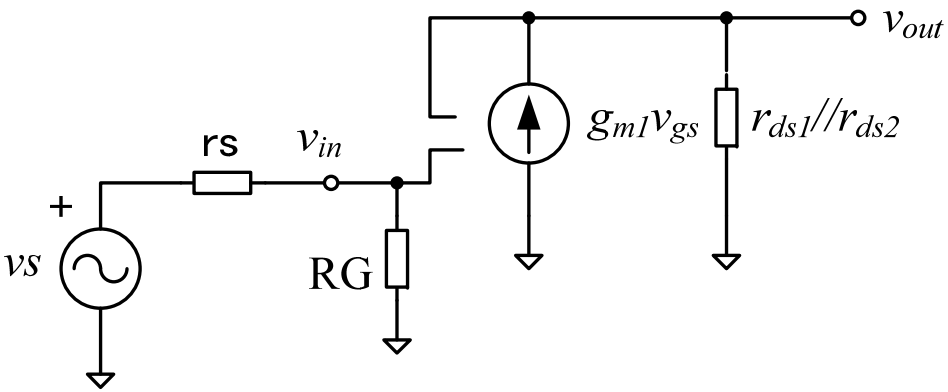
直流バイアス電圧のレベルシフトにも使用される。欠点：出力の振幅が小さい



入力側と出力側で$V_{Tn} + V_{OV}$だけ電圧がシフトする

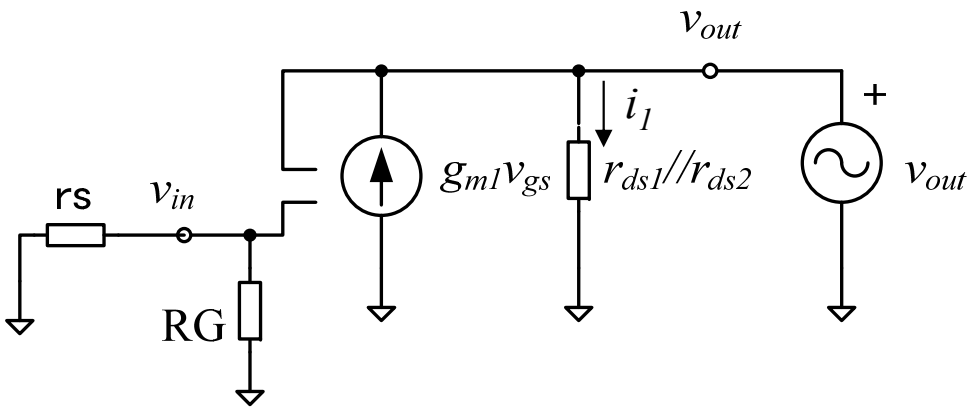
入出力インピーダンス

入力インピーダンス測定回路



$$Z_{in} = \mathrm{RG}$$

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	$-\dfrac{g_{m1}}{g_{ds1}+g_{ds2}}$	$\dfrac{g_{m1}+g_{ds1}}{g_{ds1}+g_{ds2}}$	1
入力インピーダンス	RG（高）	$\dfrac{2}{g_{m1}}$（低）	RG（高）
出力インピーダンス	$\dfrac{1}{g_{ds1}+g_{ds2}}$（高）	$\dfrac{g_{m1}+g_{ds1}}{g_{ds1}+g_{ds2}}rs$（高）	$\dfrac{1}{g_{m1}}$（低）

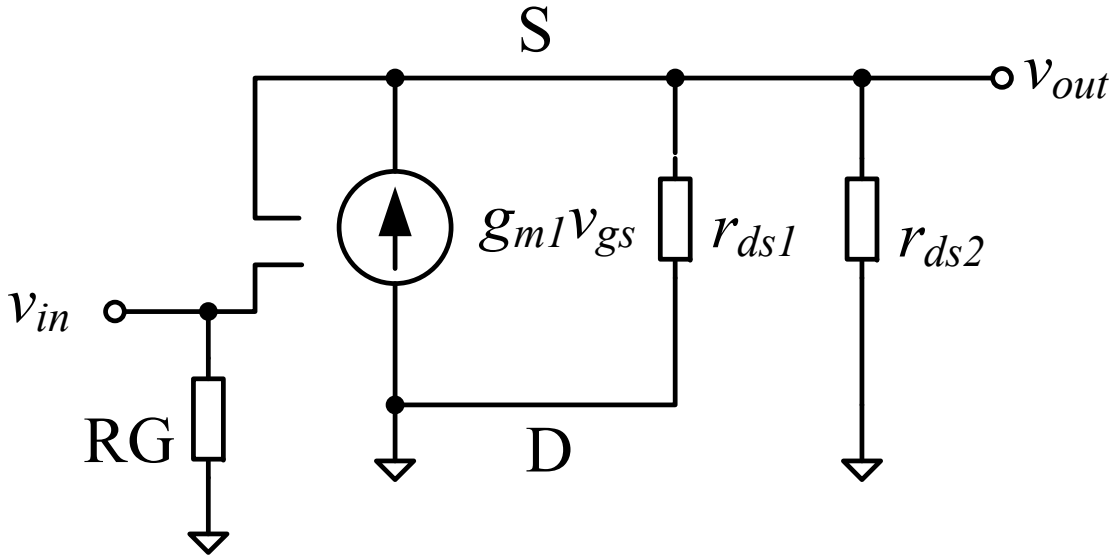
12.3節のまとめ

- 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

出力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

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

$Z_{in} = \mathrm{RG}$　（RGの抵抗値を大きくする）

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{r_{ds1}//r_{ds2}}{1 + g_{m1}(r_{ds1}//r_{ds2})} \cong \frac{1}{g_{m1}} = \frac{1}{\sqrt{2\beta_n I_{D1}}}$$ （I_{D1}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

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

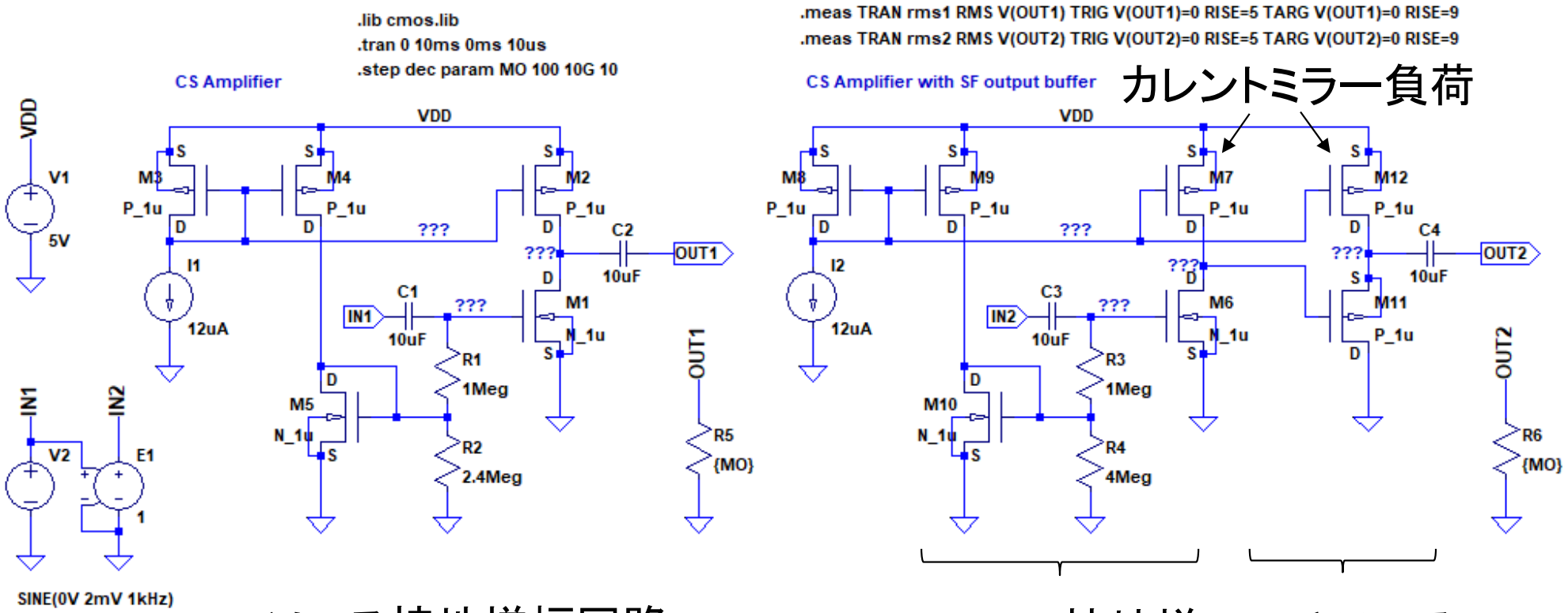
$$Gain = -\frac{g_m}{g_{ds1} + g_{ds2}} = -\frac{K\sqrt{2\beta_n I_D}}{K(\lambda_n I_D + \lambda_p I_D)} = -\frac{\sqrt{2\beta_n I_D}}{\lambda_n I_D + \lambda_p I_D}$$

$$Z_{out} = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}} = \frac{1}{K(\lambda_n I_D + \lambda_p I_D)}$$ （K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Ω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10GΩ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）