

第11章 トランジスタの交流特性

バイアスと小信号パラメータ

トランジスタを用いて増幅が行われる仕組み

11.1 増幅の原理

入出力信号による増幅回路の分類

- Voltage Amplifier
 - 入力: 電圧信号、出力: 電圧信号 ← まずこれを学ぶ
- Current Amplifier
 - 入力: 電流信号、出力: 電流信号
- Transconductance Amplifier
 - 入力: 電圧信号、出力: 電流信号
- Transimpedance Amplifier
 - 入力: 電流信号、出力: 電圧信号

電圧増幅のメカニズム

MOSFETの電圧制御電流源機能

V_{GS} の小さい変化



I_D の大きい変化

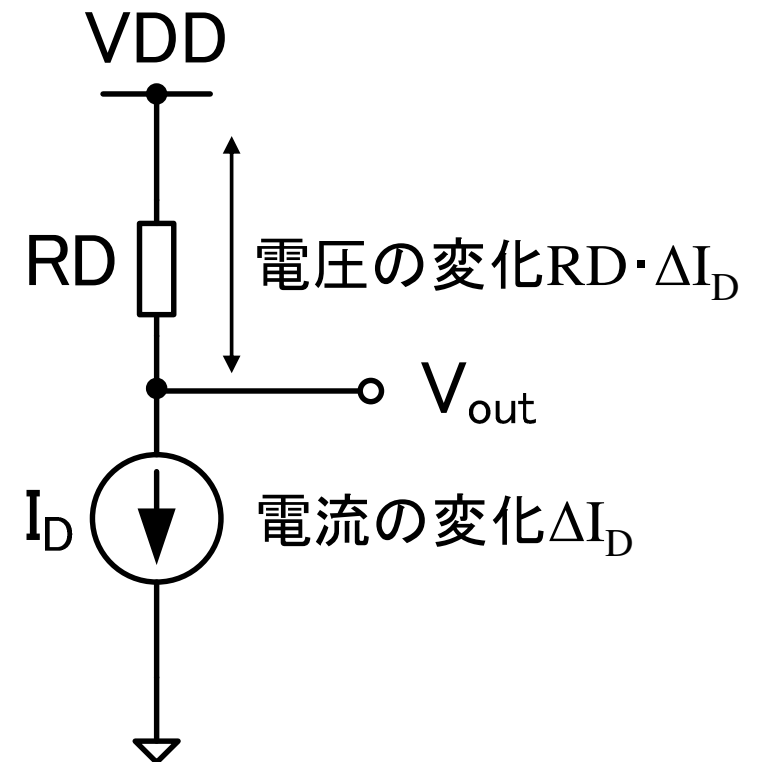


電流→電圧変換

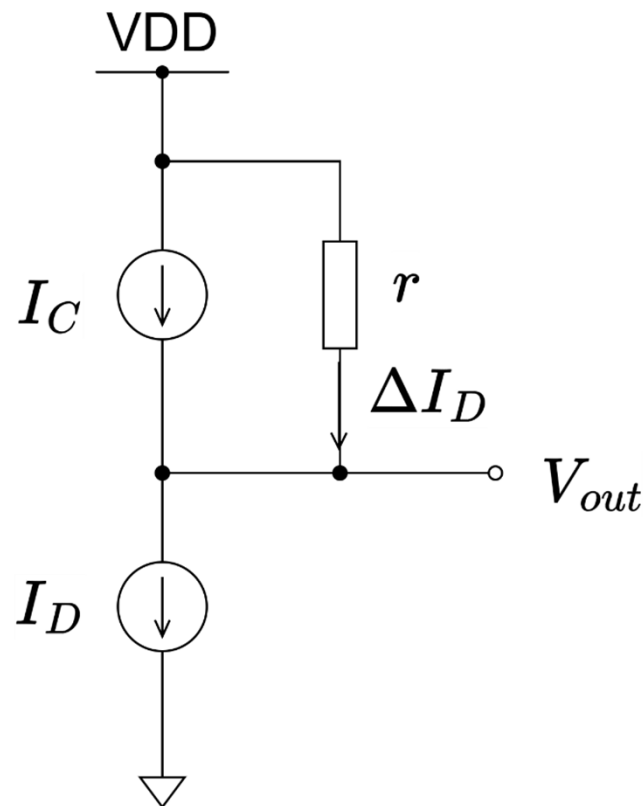
電流-電圧変換素子の例

- 抵抗
- インダクタ
- 直流電流源

$V = R \cdot I$ より、抵抗は電流-電圧変換素子として働く。



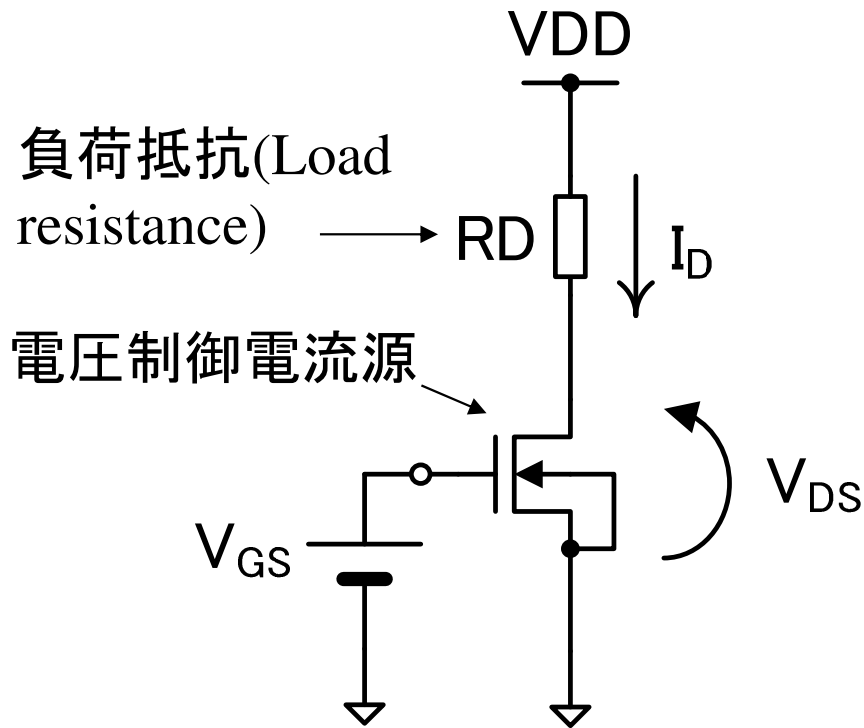
(参考)電流源が電流-電圧変換素子になる？



理想的ではない電流源を電圧制御電流源に接続してみる。

$I_D = I_C$ のとき、 $I_D \rightarrow I_D + \Delta I_D$ に変化させると、 I_C は定数なので、抵抗 r に ΔI_D が流れるため、電圧の変化が $r\Delta I_D$ となる。

抵抗負荷の直流負荷線(Load line)



$$V_{DD} = R_D \cdot I_D + V_{DS}$$

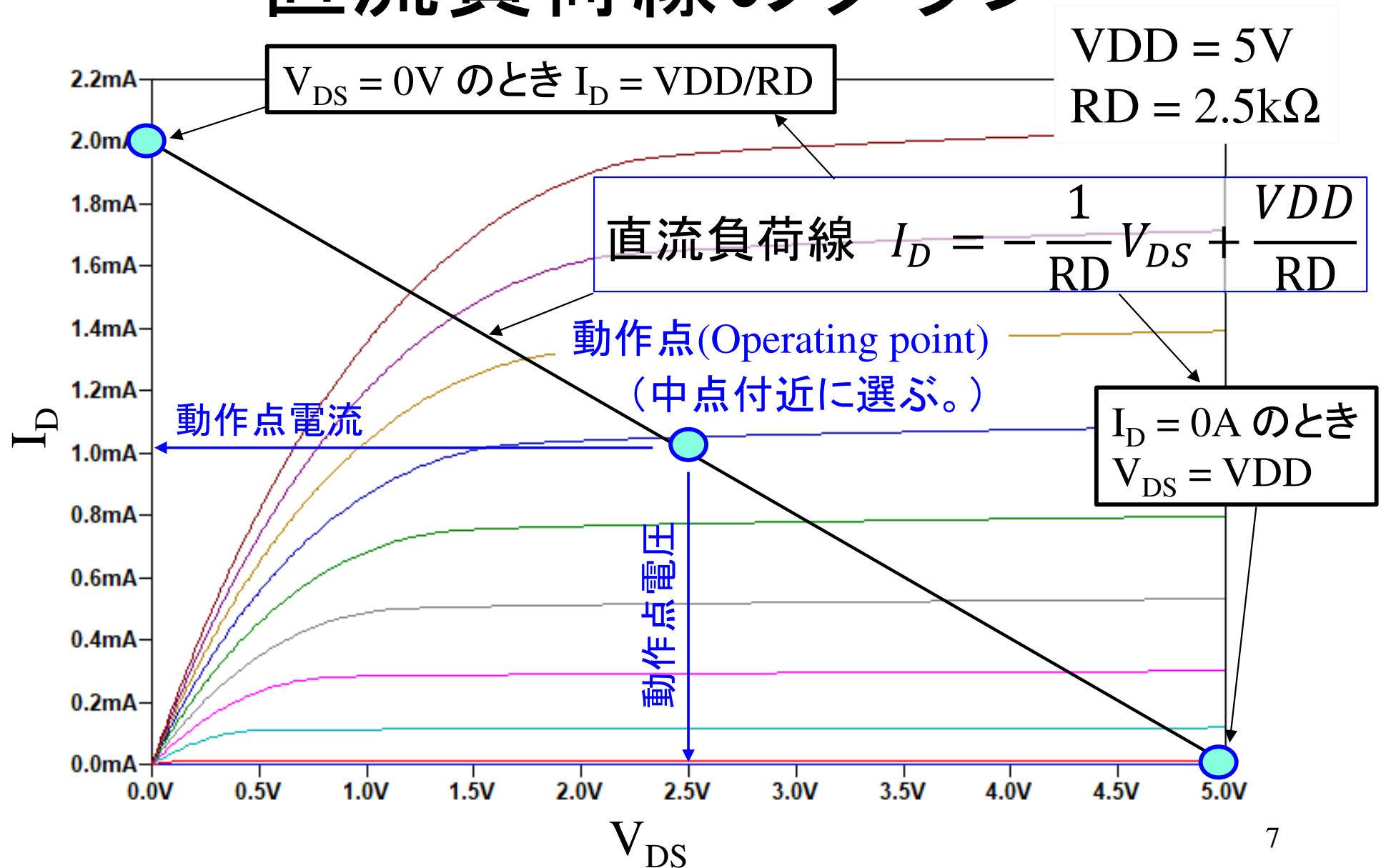
$$I_D = -\frac{1}{R_D} V_{DS} + \frac{V_{DD}}{R_D}$$

R_D は、**負荷抵抗:(Load resistance)**と呼ばれる。

上記、 I_D - V_{DS} の1次式は**直流負荷線**と呼ばれる。

RDを接続することにより、直流負荷線の回路方程式を満足する I_D - V_{DS} の値を取るように制限が加わる(次ページ)。

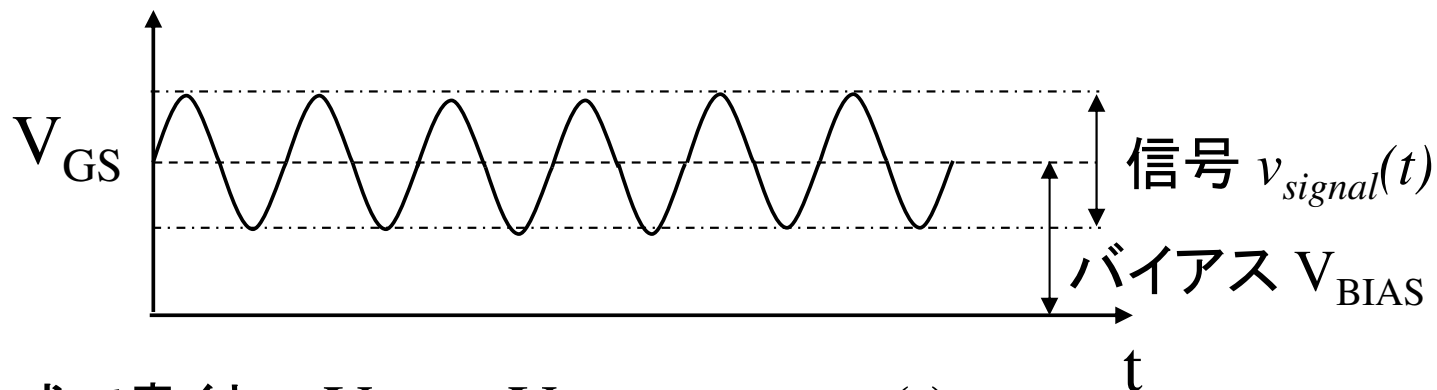
直流負荷線のグラフ



バイアス(Bias)と信号(Signal)

- V_{GS} の直流電圧成分 V_{BIAS} により動作点を設定することができる
 - V_{BIAS} を直流バイアス電圧またはバイアス電圧と呼ぶ
- 情報(音声や画像など)を、電圧の時間変化 $v_{signal}(t)$ として表す
 - $v_{signal}(t)$ を信号と呼ぶ
- 信号は、バイアスを基準とした時間変化によって表すことができる

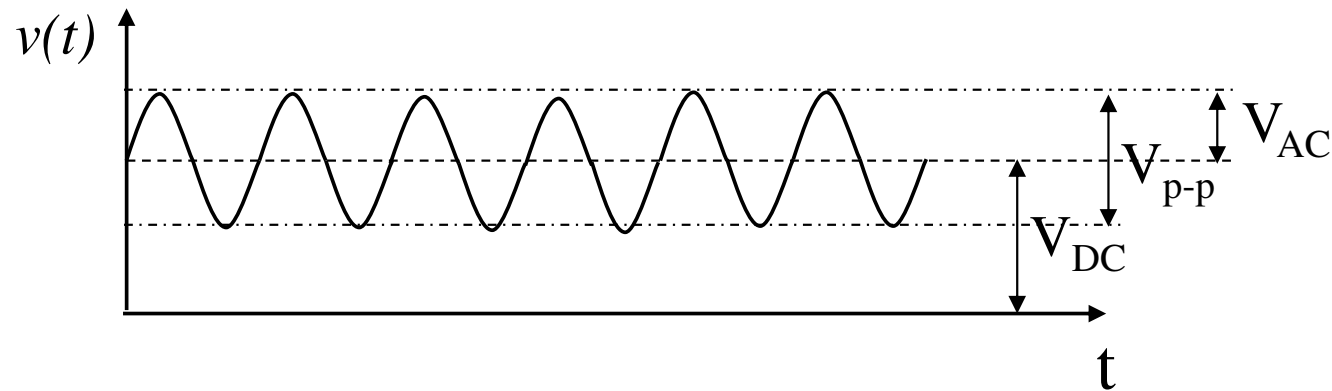
回路内の電圧は、バイアスと信号の重ね合わせとして表される。



式で書くと $V_{GS} = V_{BIAS} + v_{signal}(t)$

バイアスは大文字、信号は小文字で表記することが多い。

バイアス＋信号の大きさを表す パラメータ

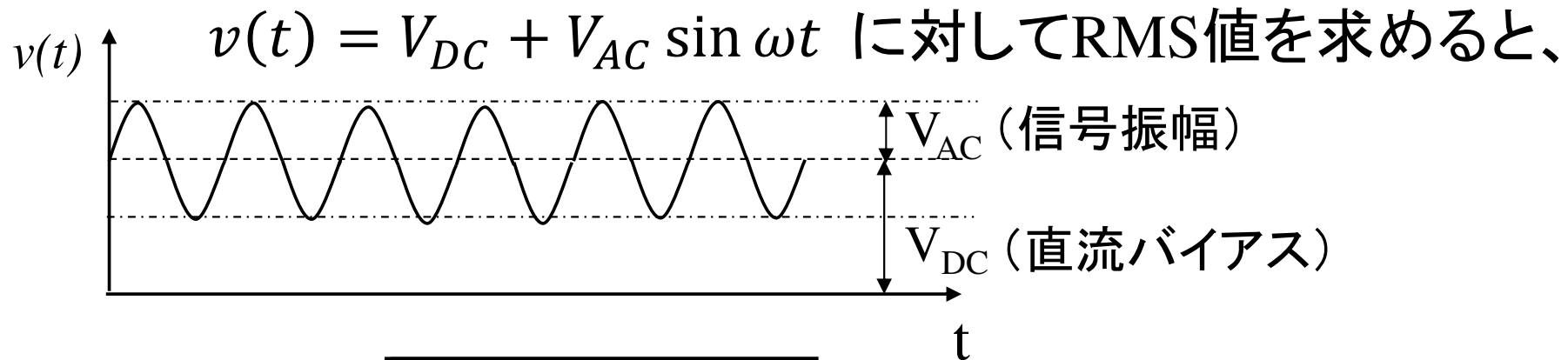


V_{AC} : 信号振幅 (Amplitude of signal)

V_{DC} : 直流バイアス (DC bias or DC offset)

V_{p-p} : ピーク・ツー・ピーク (Peak-to-peak)

バイアス＋信号の実効値(RMS)



$$V_{RMS_AC} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V_{AC} \sin \omega t)^2 dt} = \frac{V_{AC}}{\sqrt{2}} \quad \text{AC成分のRMS値}$$

$$V_{RMS_DC} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{DC}^2 dt} = V_{DC} \quad \text{DC成分のRMS値}$$

$$V_{RMS_DC+AC} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V_{DC} + V_{AC} \sin \omega t)^2 dt} = \frac{\sqrt{2V_{DC}^2 + V_{AC}^2}}{\sqrt{2}}$$

AC+DC成分のRMS値 (シミュレータで計算されるRMS値) 10

バイアス＋信号の平均値

$v(t) = V_{DC} + V_{AC} \sin \omega t$ に対して平均値を求めると、

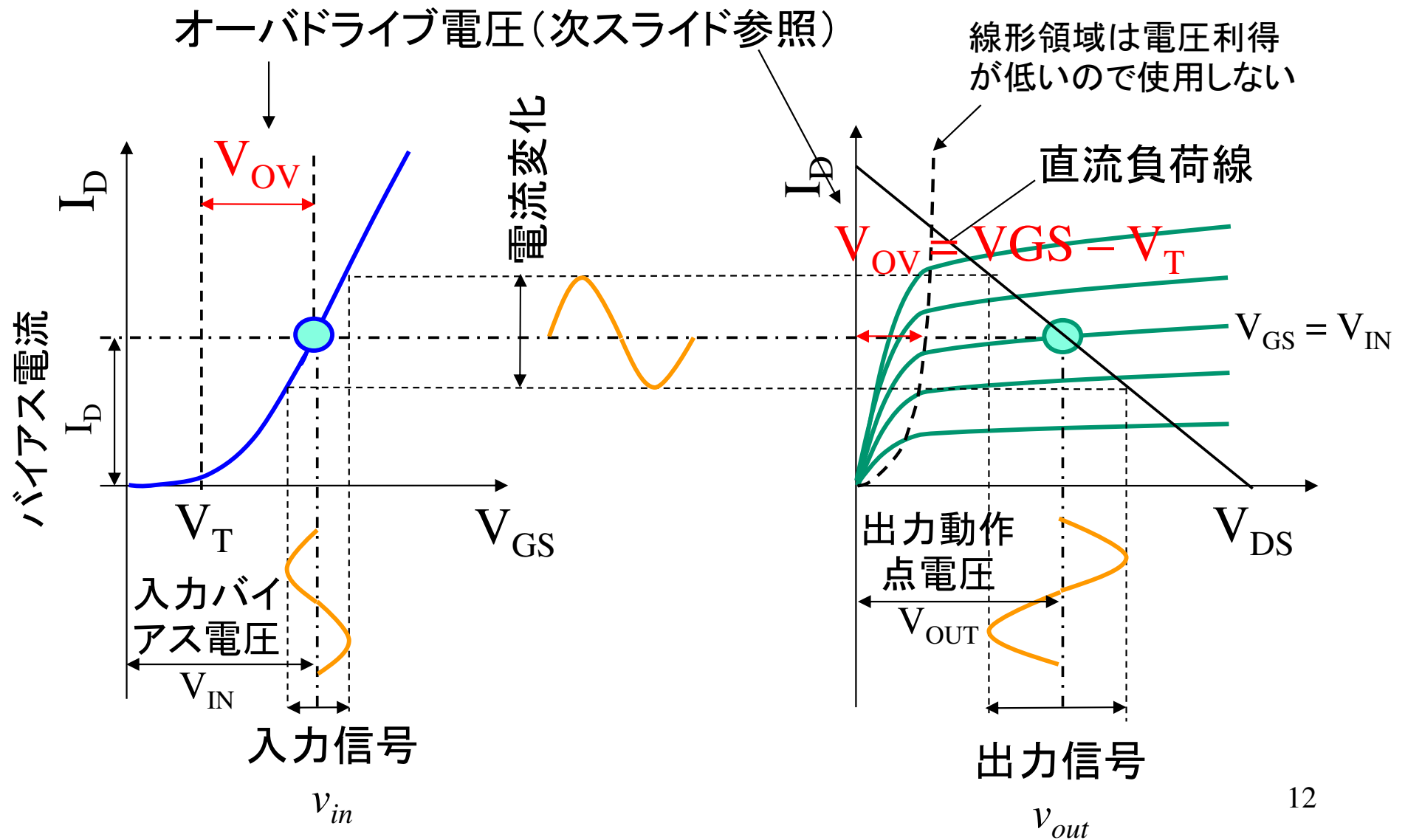
$$V_{AVG_AC} = \frac{1}{T} \int_0^T |V_{AC} \sin \omega t| dt = \frac{2}{\pi} V_{AC}$$

$$V_{AVG_DC} = \frac{1}{T} \int_0^T |V_{DC}| dt = |V_{DC}|$$

$$\begin{aligned} V_{AVG_DC+AC} &= \frac{1}{T} \int_0^T |v(t)| dt = \frac{1}{T} \int_0^T |V_{DC} + V_{AC} \sin \omega t| dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \{V_{DC} + V_{AC} \sin \omega t\} dt = V_{DC} \quad (V_{DC} > V_{AC} \text{ の場合}) \end{aligned}$$

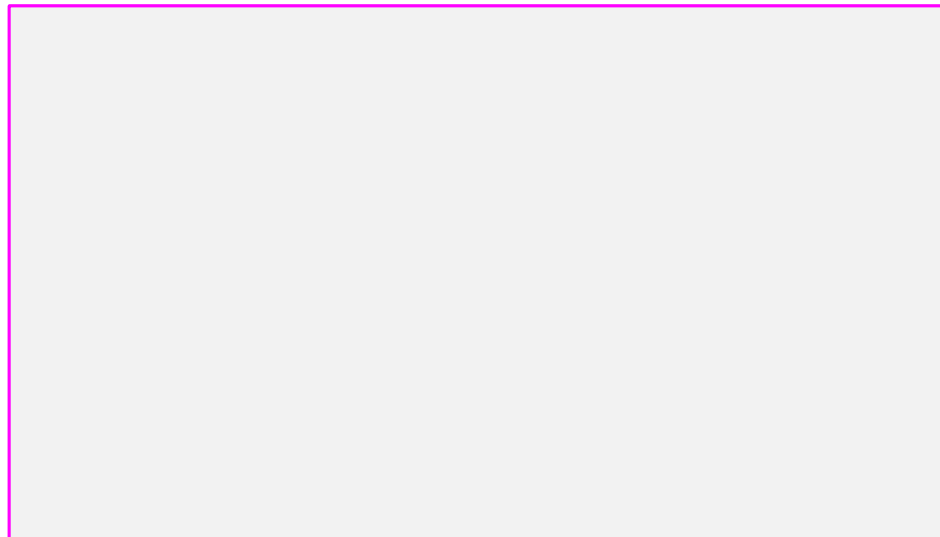
交流成分のみの場合と平均値が異なるので注意。

MOSFETと負荷抵抗による電圧増幅



(重要) オーバードライブ電圧

- V_{OV} は、**オーバードライブ電圧(Overdrive voltage)**と呼ばれる
 - V_{OV} は、バイアス電流 I_D の大きさを決定する変数
 - 同時に、 $V_{OV} = V_{GS} - V_T$ は、 I_D - V_{DS} 特性線形領域と飽和領域の境界を表す変数
- V_{OV} は、ドレイン電流 I_D と下記の関係がある



—— 記憶すること

11.1節のまとめ

- 電圧増幅は、MOSFETの電流制御機能＋負荷の電流-電圧変換機能により実現される
 - 電流-電圧変換機能を持つ負荷として、抵抗と電流源がある
- MOSFETに負荷を接続すると直流負荷線が決定される
- 入力バイアス電圧を与えると、出力端子の動作点(出力端子のバイアス電圧)が、負荷線上の1点に決定される
- 入力バイアス電圧 V_{GS} は、 $V_{GS} = V_T + V_{OV}$ (オーバドライブ電圧)で表すことができる
 - V_{OV} の2乗に比例して I_D が増加する(逆に、 I_D のルートに比例して V_{OV} が増加する)
 - V_{OV} は I_D - V_{DS} 特性における、線形領域と飽和領域の境界電圧を表す

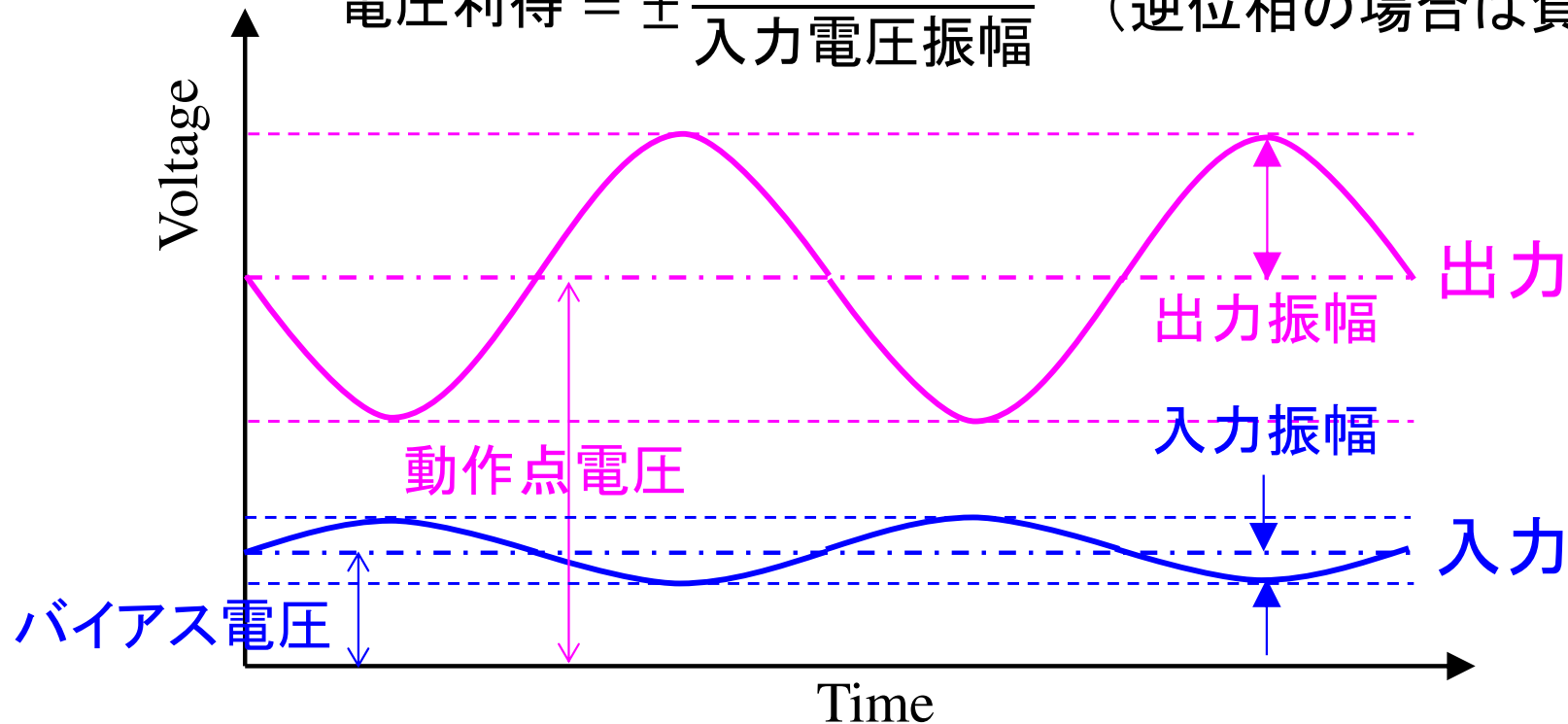
直流と交流の分離

11.2 小信号パラメータ

電圧利得の定義

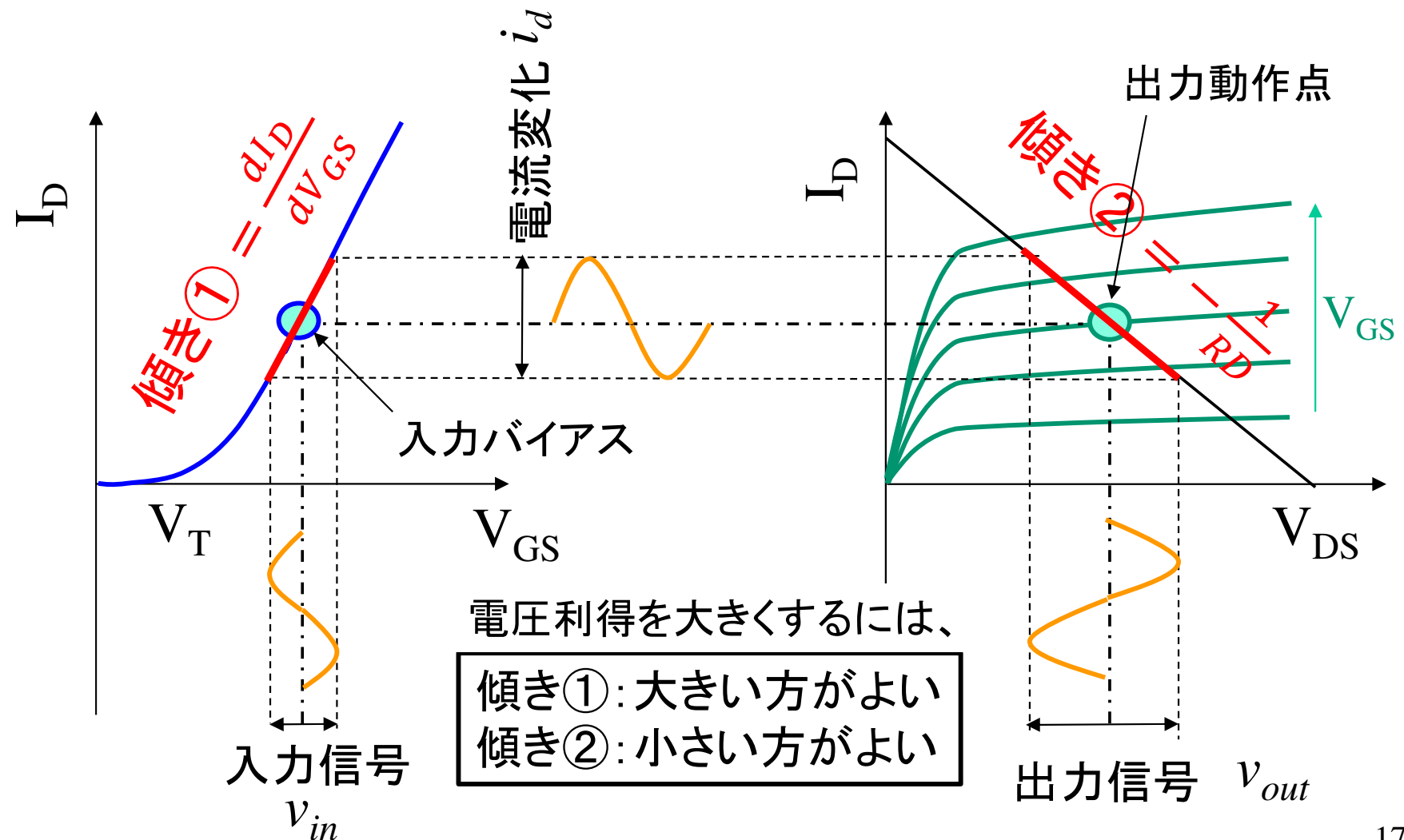
増幅率、利得(Gain)は同じ意味

$$\text{電圧利得} = \pm \frac{\text{出力電圧振幅}}{\text{入力電圧振幅}} \quad (\text{逆位相の場合は負})$$



(注意) バイアス電圧を除外して、利得を求める必要がある。

電圧利得に関する2つのパラメータ



電圧利得の計算(簡易計算)

電圧利得の定義は2種類ある。

$$Gain = \pm \frac{|v_{out}|}{|v_{in}|} = \frac{dV_{DS}}{dV_{GS}} = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \frac{dV_{DS}}{dI_D} = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \frac{1}{\frac{dI_D}{dV_{DS}}} = g_m \frac{1}{-\frac{1}{RD}} = -g_m \cdot RD$$

傾き①
傾き②

(注意) 利得が負の増幅器は、入力と出力の信号の位相が180度反転する。
入出力の位相が180度変わる増幅回路は、**反転増幅回路(Inverting amplifier)**と呼ばれる。

g_m とRDを大きくすると電圧利得が大きくなる。

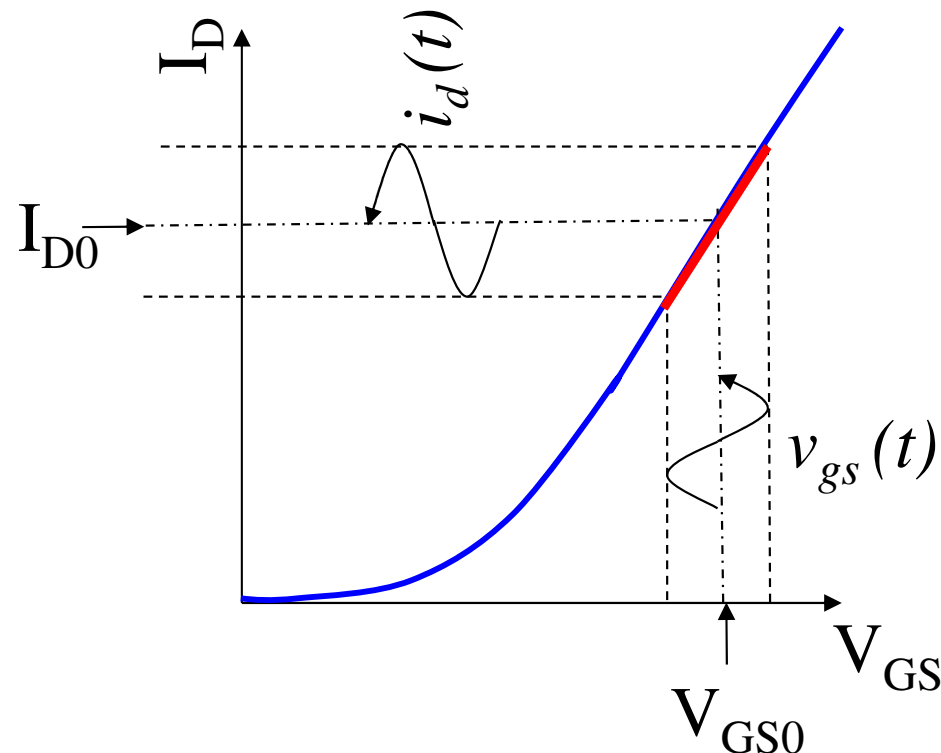
回路の性能を決定するMOSFETのパラメータとしてMOSFET特性の傾きが重要。

トランスコンダクタンス

定義は2種類

必ず大文字

V_{GS} - I_D 変換係数($A/V = 1/\Omega = S$): $g_m = \pm \frac{|i_d|}{|v_{gs}|} = \frac{dI_D}{dV_{GS}}$
= トランスコンダクタンス(Transconductance)

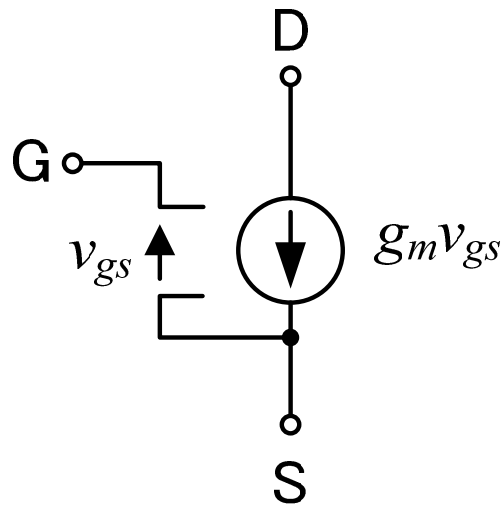


信号の振幅が十分に小さい範囲では、 $v_{gs}(t)$ の振幅と $i_d(t)$ の振幅は比例しているとみなせる。ただし、比例係数は、バイアス電圧 V_{GS0} の値に依存する。

交流成分 i_d , v_{gs} の小信号近似

トランスコンダクタンスの等価回路

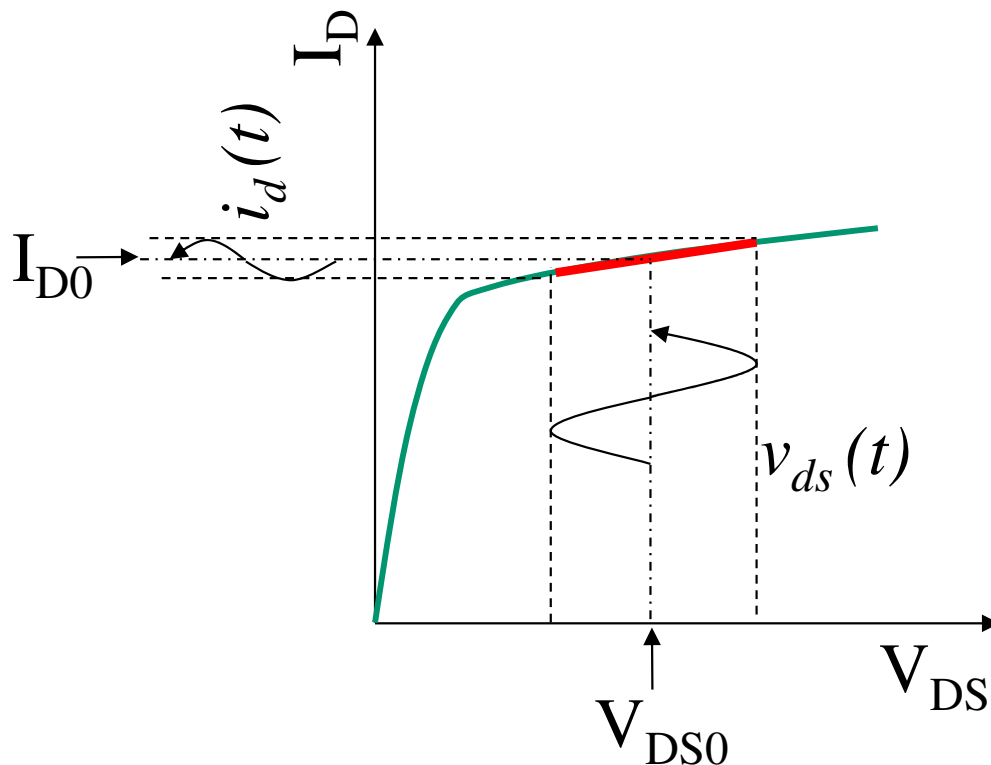
ゲート-ソース間の電圧（交流電圧振幅）に比例した電流を流す電流源（**電圧制御電流源**）と考えることができる。比例係数がトランスコンダクタンス。



（注意） MOSFETのトランスコンダクタンスは、小信号交流に対して定義される（**小信号交流等価回路で使用**）。**直流バイアス**を求めるときには、この等価回路は使用できない。

ドレインコンダクタンス

D-S間抵抗の逆数($A/V = 1/\Omega = S$): $g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} = \pm \frac{|i_d|}{|v_{ds}|} = \frac{dI_D}{dV_{DS}}$
= ドレインコンダクタンス(Drain conductance)



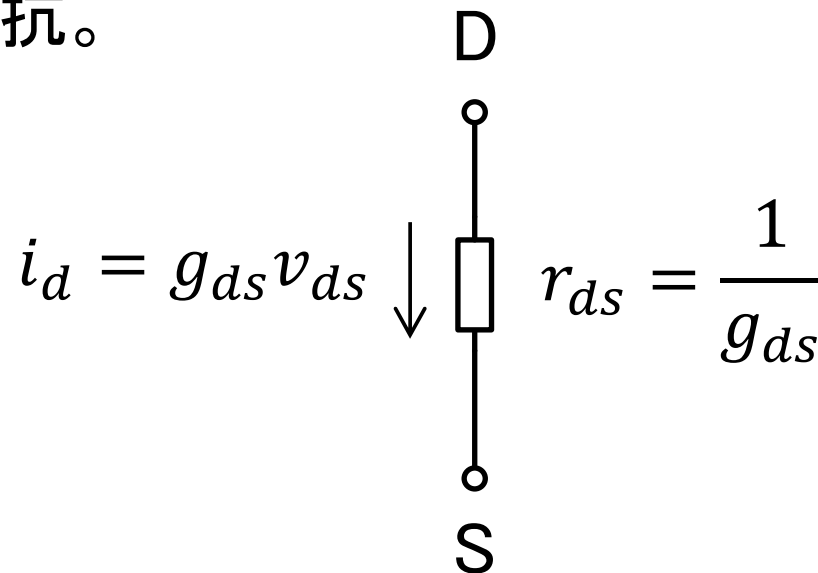
飽和領域の範囲では、 $v_{ds}(t)$ の振幅と $i_d(t)$ の振幅は比例しているとみなせる。ただし、値は、バイアス電圧 V_{DS0} の値に依存する。



交流成分 i_d 、 v_{ds} の小信号近似

ドレインコンダクタンスの等価回路

ドレイン-ソース間の電圧（交流電圧振幅）に比例した電流を流すコンダクタンス（または抵抗）と考えることができる。比例係数がドレインコンダクタンス。比例係数の逆数がドレイン抵抗。

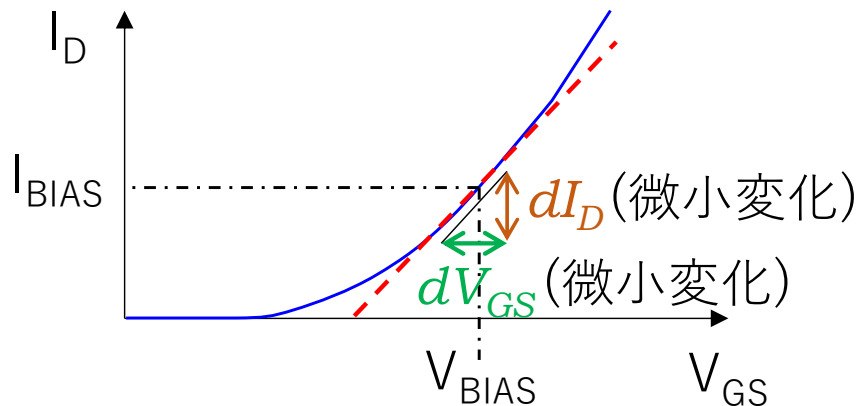


（注意）直流バイアスを求めるときに、この等価回路は使用できない。

2種類の小信号パラメータ定義

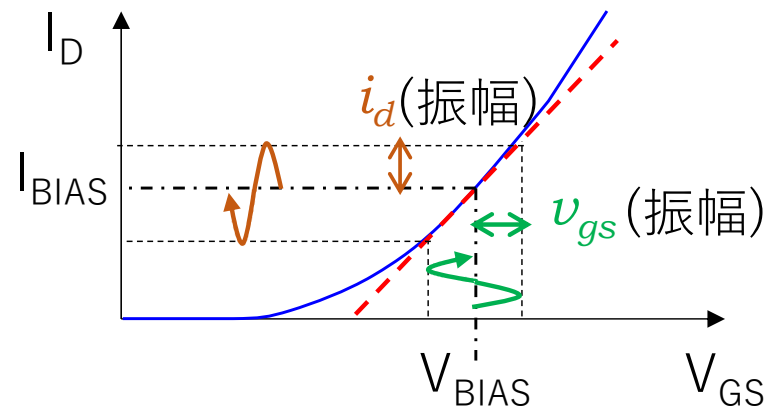
半導体デバイスの小信号パラメータは2種類の定義が可能であり、どちらも 特性カーブの接線の傾きと一致するため、同じ値になる。

直流特性の微分による g_m の定義



$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dV_{GS}} \right|_{V_{DS}=const.}$$

小信号交流の振幅比による g_m の定義



$$g_m = \left. \frac{|i_d|}{|v_{gs}|} \right|_{v_{ds}=0}$$

g_m, g_{ds} のドレイン電流依存性

g_m, g_{ds} は、直流電圧(V_{OV})または直流電流(I_{DS})に依存する。
 g_m, g_{ds} を**バイアス電流 I_D の関数**として表しておく。← V_T の値がばらつくため、 V_{OV} の制御は難しい。 I_D の制御方法は後述。

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

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \{1 + \lambda(V_{DS} - V_{OV})\}$$

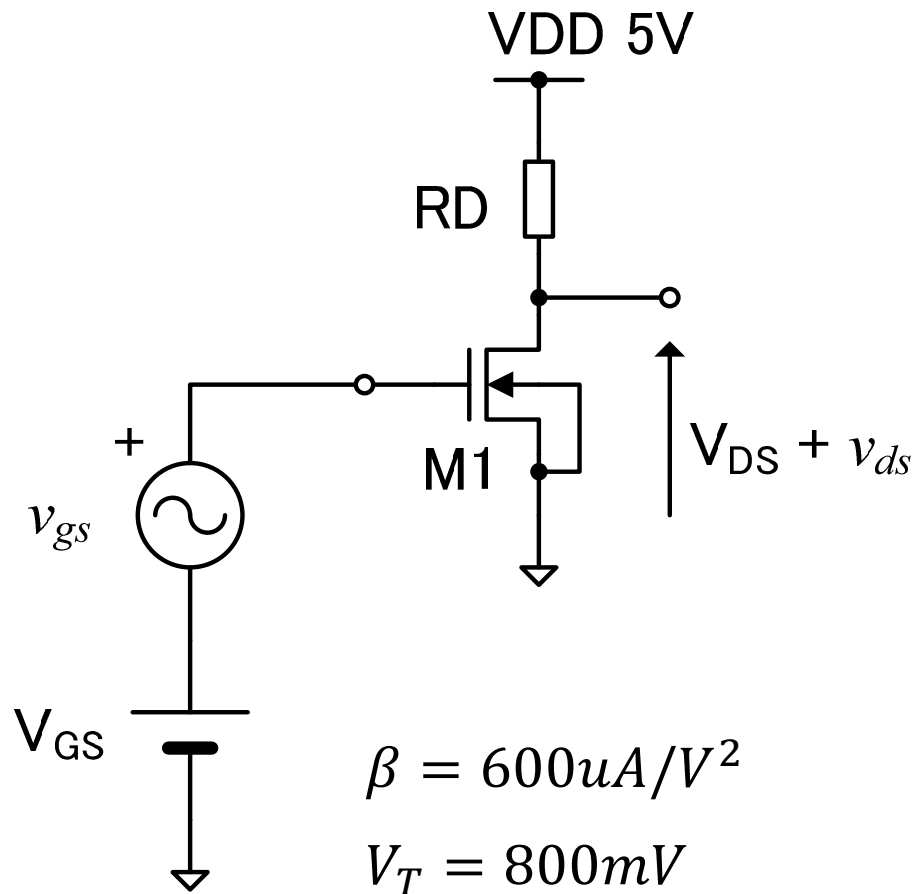
$$\begin{aligned} g_m &= \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \beta(V_{GS} - V_T) \\ &= \beta \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} = \sqrt{2\beta I_D} \end{aligned}$$

$$g_{ds} = \frac{dI_D}{dV_{DS}} = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \lambda \cong I_D \lambda$$

$$g_m = \sqrt{2\beta I_D} \quad \leftarrow \text{記憶すること} \rightarrow \quad g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} \cong I_D \lambda$$

(クイズ)増幅回路の設計例1

- 直流負荷線を調整 -



設計条件

- MOSFET M1の動作点は飽和領域に置く。※
- 正負に信号振幅できるように、 $V_{DS} = V_{DD}/2$ とする。
- $V_{OV} = 200 mV$ とする

求める値

- I_D , V_{GS} , R_D を求めよ。
- 電圧利得を求めよ。ただし、 g_{ds} は無視してよい。

※ 原則として、動作点は飽和領域に置く。超低消費電力や低電圧動作を目標にする場合は、サブスレッショルド領域も使う。

解答例1

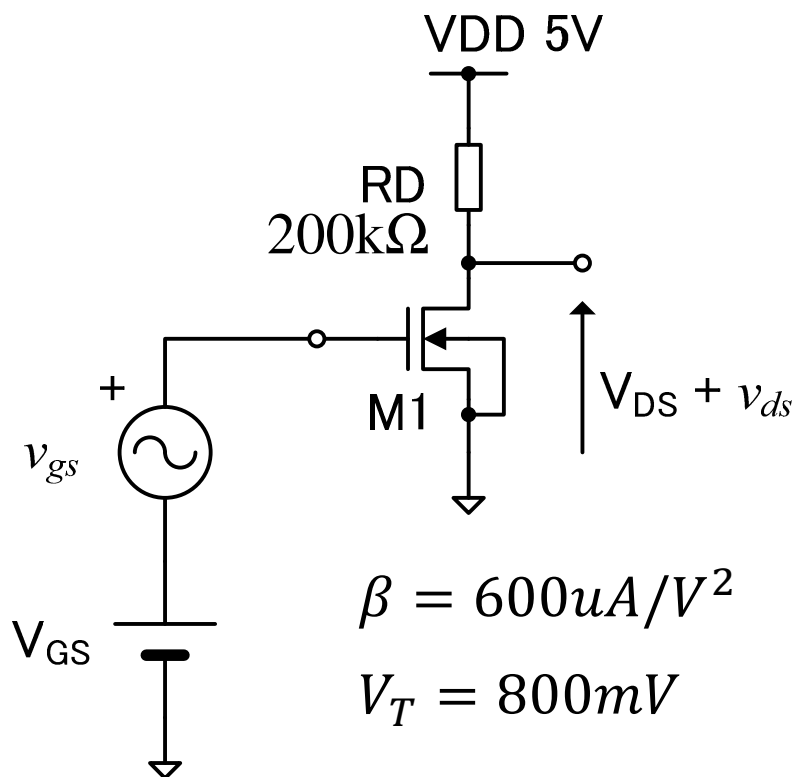
解答例1の解説

- オーバドライブ電圧 $V_{OV} = 200\text{mV}$ (飽和領域に動作点を設定) の条件より、 V_{GS} と I_D が決まる
 - $V_{OV} = V_{GS} - V_T$ であることは記憶しておく必要あり
- 出力動作点を $V_{DD}/2$ とするための R_D を求める
 - I_D がすでに求められているので、直流負荷線から、 $V_{DS} = V_{DD}/2$ となる R_D が求められる
- 動作点のバイアス電流 I_D から g_m を求め、 R_D の積から電圧利得を求める
 - $g_m - I_D$ の式は記憶しておくといよい (その場で計算でも可)

(クイズ)増幅回路の設計例2

- バイアスを調整 -

スライド26の設計例では、与えられた V_{OV} から、 R_D を求めたが、 R_D が与えられて、 $V_{GS} = V_T + V_{OV}$ を求めたいことも多いので練習しておこう。



設計条件

- 正負に信号振幅できるように、 $V_{DS} = V_{DD}/2$ とする。

求める値

- I_D , V_{GS} を求めよ。
- 電圧利得を求めよ。ただし、 g_{ds} は無視してよい。

解答例2

解答例2の解説

1. 出力動作点が $V_{DD}/2$ になるようバイアス電流 I_D を決定
 - ✓ 出力特性は直流負荷線に縛られているので、直流負荷線を用いる
2. 所望の I_D となるように、 V_{OV} を決定
 - ✓ V_{OV} - I_D の式は記憶しておくといよい(その場で計算も可)
3. V_{OV} から入力バイアス電圧 V_{GS} を求める
 - ✓ オーバドライブ電圧の定義 $V_{OV} = V_{GS} - V_T$ を用いる
4. I_D から g_m を求め、利得を計算する
 - ✓ g_m - I_D の式は記憶しておくといよい(その場で計算も可)

11.2節のまとめ

- 電圧増幅の原理

- MOSFETの電圧制御機能＋負荷抵抗の電流－電圧変換機能を組み合わせることにより、電圧増幅ができる
- 電圧利得は、トランスコンダクタンスと負荷抵抗の値により決定される
- 半導体の非線形特性は、小信号近似により、信号振幅に対して線形デバイスとして扱うことができる(直流に対しては適用できない)
- 増幅回路では、バイアスと信号を分けて考える
 - バイアスは、 I_D - V_{GS} , I_D - V_{DS} 特性を用いて計算する
 - 小信号は、 g_m , g_{ds} , R_D などを用いて計算する

- 小信号パラメータ

- MOSFETの小信号に対するパラメータとして、トランスコンダクタンス g_m とドレインコンダクタンス g_{ds} が重要である
- g_m と g_{ds} の値は、バイアス電流 I_D に依存する
- 飽和領域内で、バイアス電流 I_D は、オーバドライブ電圧 $V_{OV} = V_{GS} - V_T$ の値によって決定される(逆に、 I_D を与えると V_{OV} が決まると考えてもよい) 31

二端子対回路への近似

11.3 MOSFETの小信号等価回路

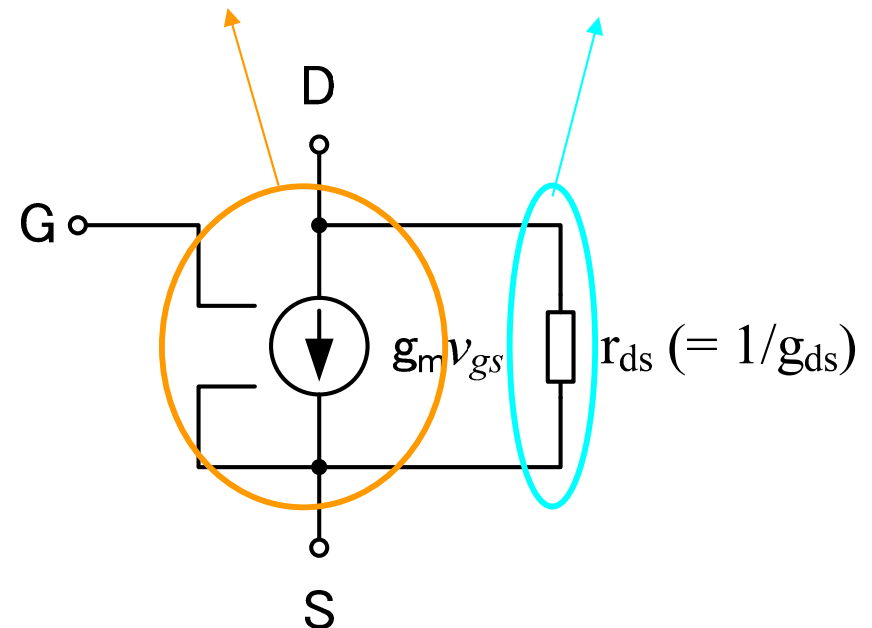
ドレインコンダクタンスを考慮した 小信号等価回路

直流と交流は別々に解析

直流特性の解析 → I_D - V_{GS} 特性、 I_D - V_{DS} 特性
小信号(交流)特性の解析 → 電圧制御電流源 + 抵抗

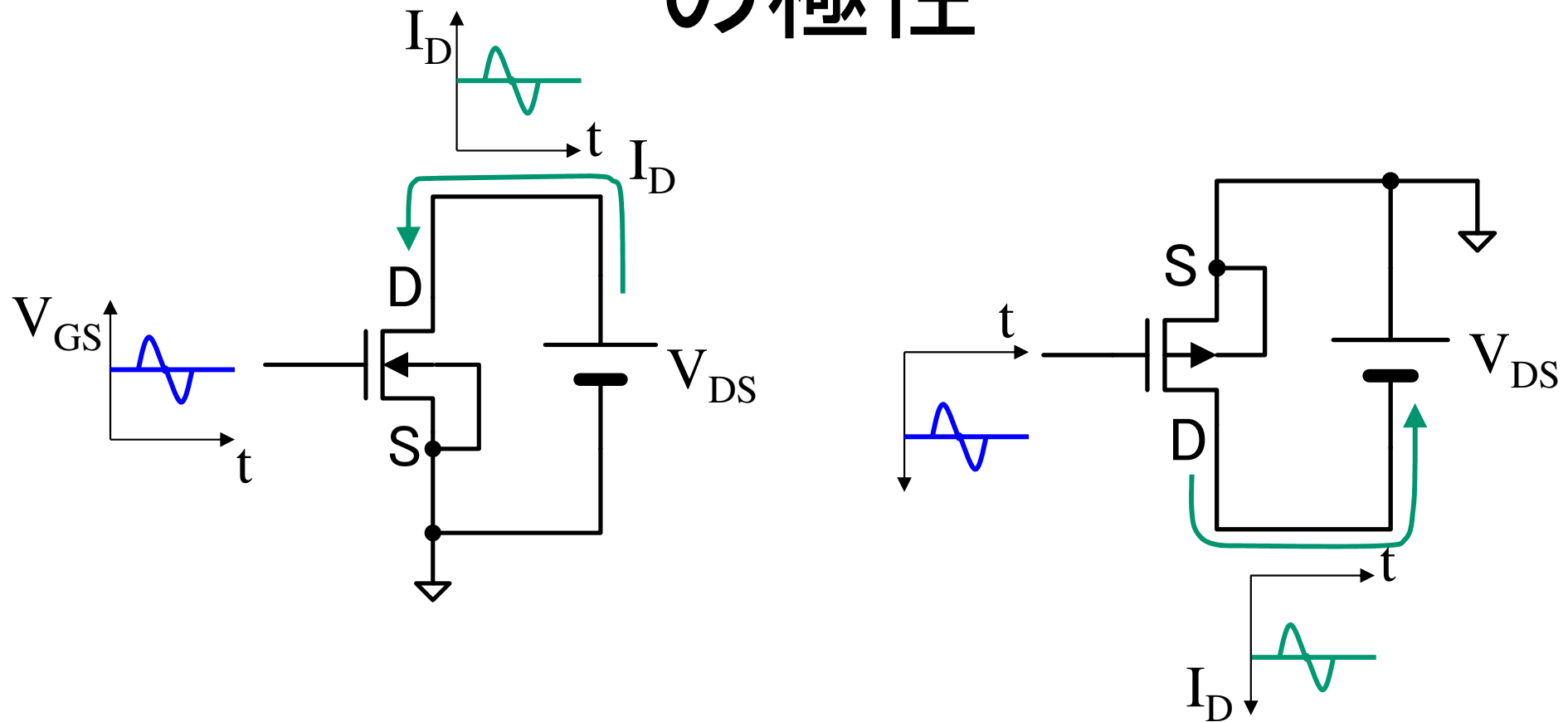
↓
小信号近似により、MOSFETを
線形素子で表した小信号等価
回路(Small-signal equivalent
circuit)が成り立つ。

↓
交流に対して、MOSFETを小信号
等価回路に置き換えて、RLC回路
と同じように回路解析が可能。



小信号等価回路は、n-chとp-ch
で同じ(電流の向きも同じ)

(重要) p-chとn-ch小信号等価回路の極性

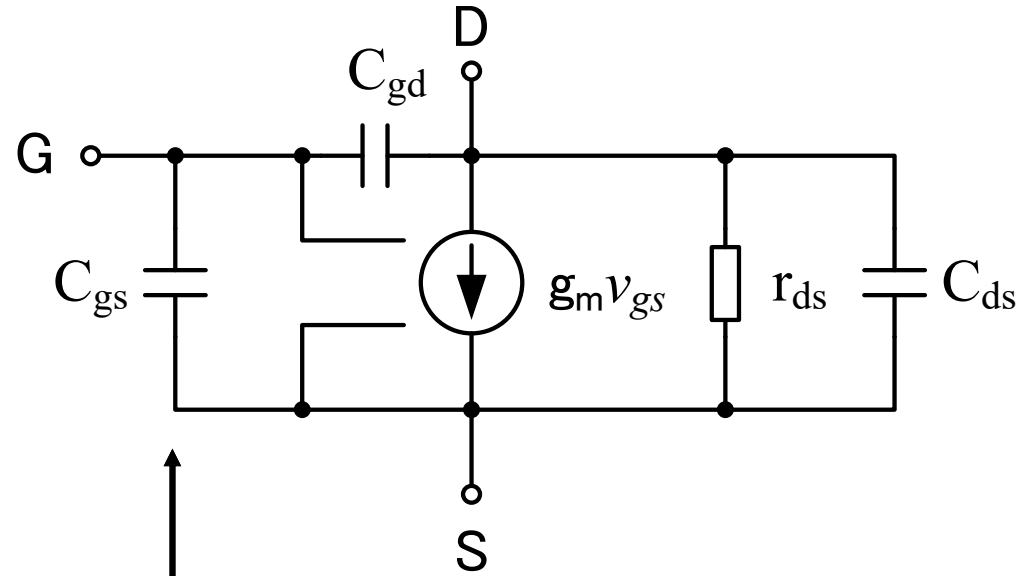


直流回路の電圧、電流の正負は、p-chとn-chで逆。
小信号等価回路の電圧、電流の正負は、p-chとn-chで同じ。

周波数特性を考慮した小信号等価回路

MOSFETの周波数特性は、電極間の寄生容量※によって発生する。周波数が低いときは、 $1/(j\omega C) \doteq \infty$ （開放）となり、スライド34の（周波数を考慮しない）小信号等価回路と一致する。

詳細な解析に用いる等価回路



ゲート-ソースとゲート-ドレインの間に直流は流れないが、交流は流れることに注意。

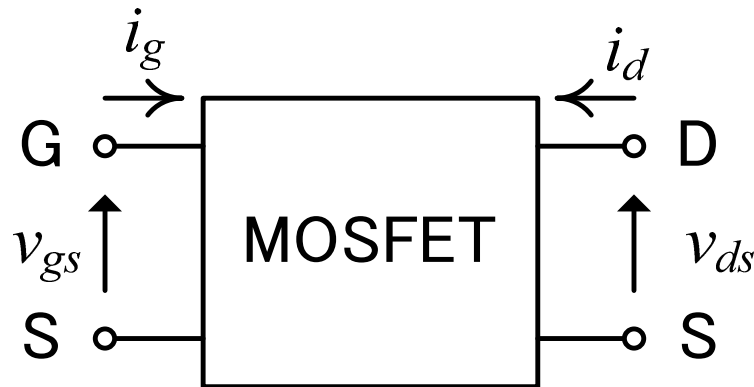
※ 寄生容量(Parasitic capacitance): pn接合やMOS構造などに付随して発生するキャパシタンス。直流バイアスによって値が変化する。

(参考) MOSFETの動作速度

- 電界と磁界の伝搬速度は物質中でも光速と同じ(誘電率と透磁率で決まる)
- しかし、電圧信号、電流信号の伝達には、電荷の移動(充電と放電)が伴うため、信号伝達速度がRC時定数により制限される
- MOSFET内部では、寄生容量への充電と放電が動作速度を制限している(詳しくは、集積回路工学で学ぶ)
- 寄生容量は、微細化すると小さくなるため、最先端に近い製造技術で作られた微細なMOSFETほど高速動作する(詳しくは後述)

2端子対回路網パラメータ

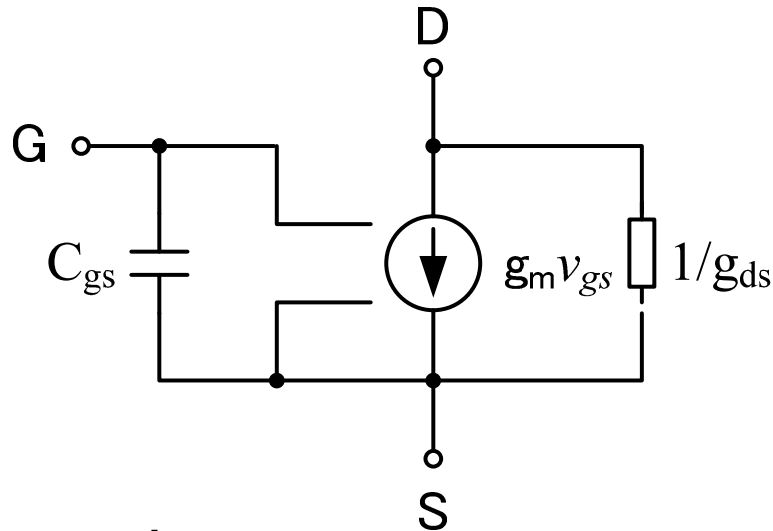
- MOSFETの小信号等価回路は、2端子対回路網パラメータ (Two-terminal pair network parameters) で表せる
- 市販のトランジスタについては、YパラメータまたはHパラメータの詳細なデータが公表されている



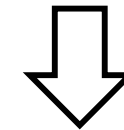
(参考) 100MHzを超える高周波では、特定のノードで i , v のどちらかを0にすることが難しいため、YパラメータやHパラメータの測定が困難になる。高周波では、Sパラメータが用いられる。Sパラメータは、ネットワークアナライザという計測器を用いて高精度に測定することができる。Sパラメータについては、伝送回路、無線通信システムなどで学ぼう。

MOSFETのY行列とH行列

簡易等価回路



周波数特性を考慮した簡易
小信号等価回路から求めた
Y行列とH行列

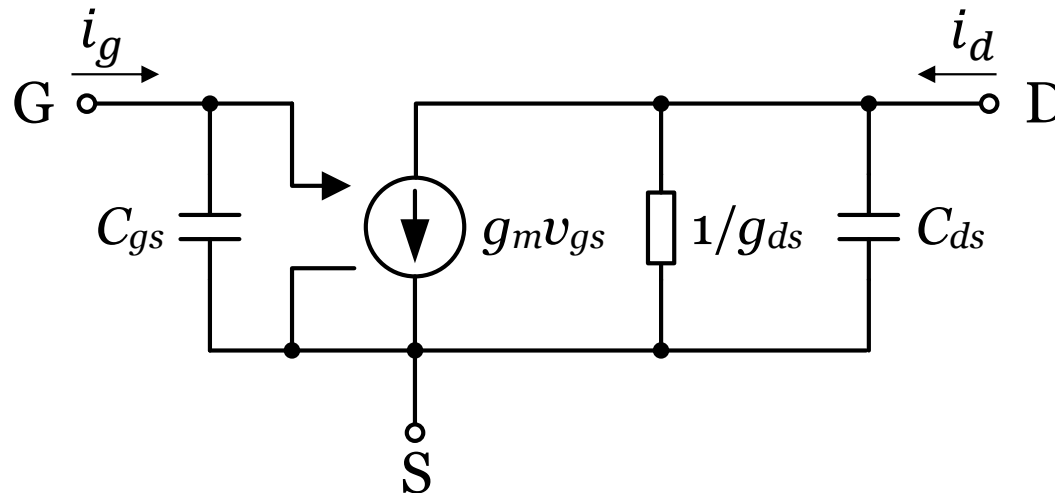


$$\begin{bmatrix} i_g \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C_{gs} & 0 \\ g_m & g_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{gs} \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega C_{gs}} & 0 \\ \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} & g_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ v_{ds} \end{bmatrix}$$

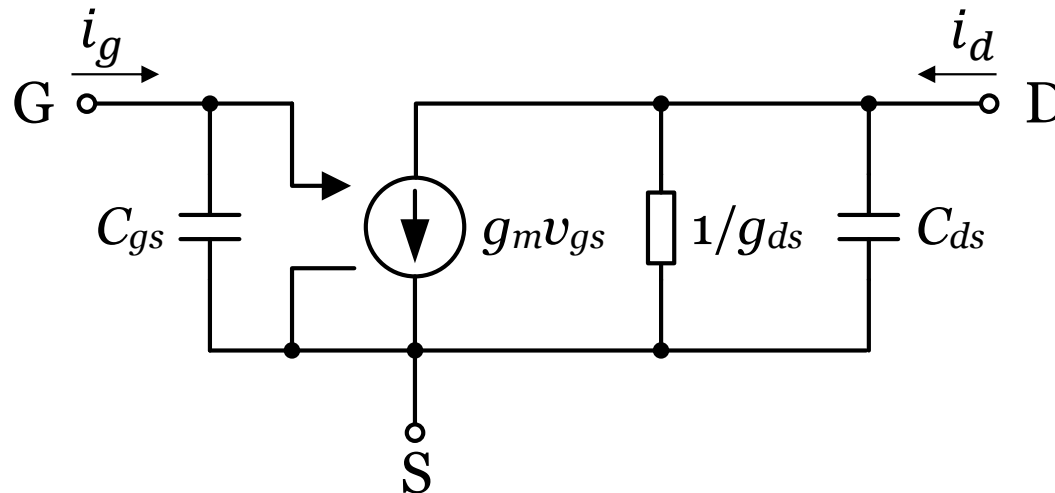
(クイズ1) MOSFETのY行列

C_{gs} と C_{ds} を考慮した小信号等価回路からY行列を求めよう。



(クイズ2) MOSFETのH行列

C_{gs} と C_{ds} を考慮した小信号等価回路からH行列を求めよう。



11.3節のまとめ

- MOSFETの小信号等価回路により交流回路の解析ができる
 - 低周波では、電圧制御電流源＋抵抗で表せる（周波数特性を考慮しない場合）
 - 高周波では、寄生容量を考慮した小信号等価回路が使用される
 - 小信号等価回路と二端子対パラメータを関連付けることができる