

群馬大学 工学部 電気電子工学科
「集積回路システム工学」 講義資料 (4)

アナログ集積回路 基本回路(1)

担当 小林春夫

この資料はATN 麻殖生健二氏および
小林研究室学生の協力のもと作成された



オペアンプ回路設計の先駆者 Bob Widlar (1937-1991)

フェアチャイルドセミコンダクター社で1960年代に活躍。

様々な世界初のアナログ設計を行ない、後の業界標準となる。

世界初のICオペアンプ $\mu A702$

$\mu A741$ の元となった LM101

電圧レギュレータ $\mu A723$

ワイドラー電流源

バンドギャップ電圧参照回路

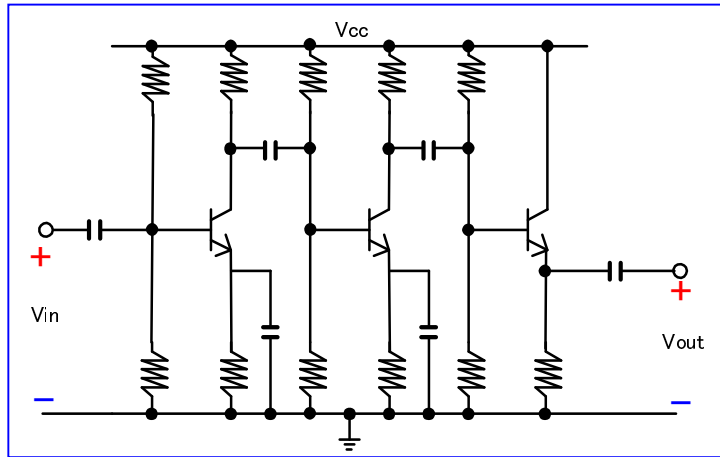
等



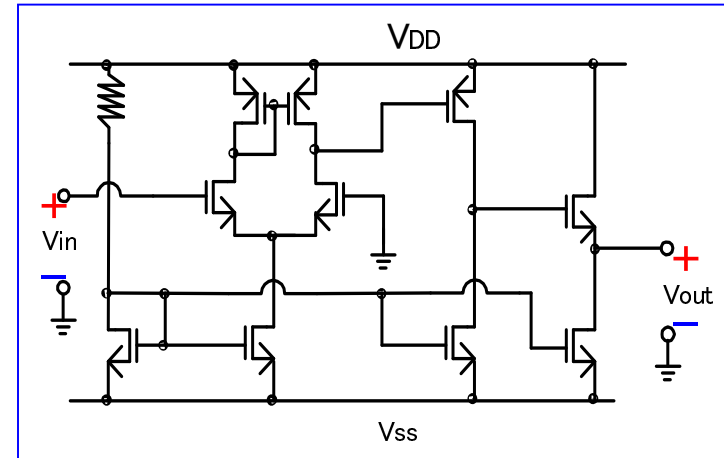
1. 基礎
2. ソース接地回路
3. ソースフォロア
4. ゲート接地回路
5. エミッタ接地回路
6. エミッタフォロア
7. ベース接地回路
8. 付録
 8. 1 ゲート接地回路の等価モデル
 8. 2 ベース接地回路の等価モデル



ディスクリート回路と集積回路の違い(1)



個別部品回路による
オーディオ増幅器の典型例



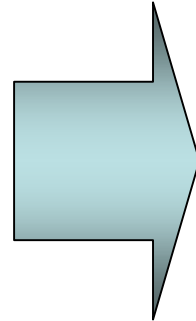
CMOS集積回路による
オーディオ増幅器の典型例

- モノリシック回路

(一個の半導体結晶上に作られる集積回路)では
右図のような構成をとる。

ディスクリート回路と集積回路の違い(2)

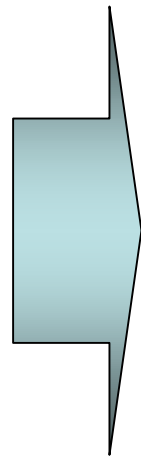
ディスクリート
回路



- ・最小限のトランジスタ
- ・段間接続にキャパシタ

コスト
受動部品 < 能動部品

CMOS集積回路



- ・コスト要因 : チップの使用面積
- ・個別部品回路で用いられるキャパシタ使用不可



外付けが必要となりコスト高

最小面積の部品である
トランジスタを多数用いる。



最も安価で最
適な回路方法

アナログ回路の近似解析

- ・ 大信号解析、直流解析

主に直流レベル(バイアス電圧やバイアス電流)の解析に使用。
微分により、下記小信号特性(ゲイン等)を求めることができる。

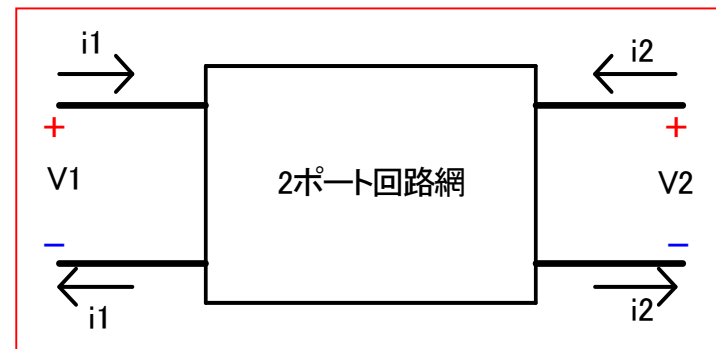
- ・ 小信号解析、交流解析

上記直流レベル近辺での微小交流信号に対する特性の解析。
ゲイン解析、入出力特性等、主要特性の解析に使用。
小信号モデルを使って簡単に解析できる。

小信号モデル — 増幅器の2ポートモデリング(1)

*** ポートとは**

一方の端子に流れ込む電流が
他方の端子から流れ出る電流に
等しい対のことである。

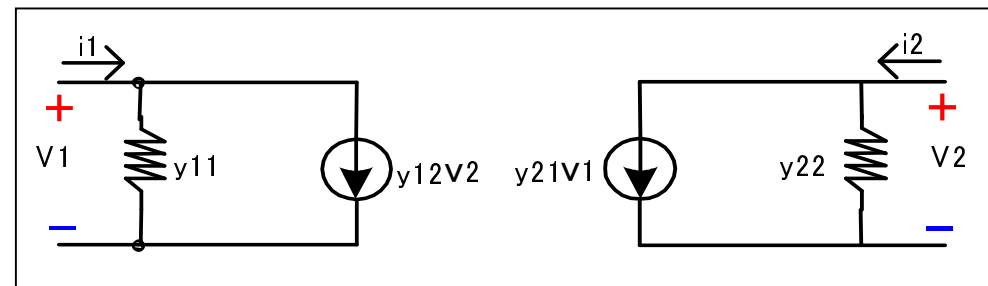


アドミタンスパラメータ方程式

$$i_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$$

$$i_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

これらの式は小信号記述：
トランジスタは固定動作点近辺の小信号
に対してだけ線形動作をするため



2ポート等価回路



各パラメータの解釈

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2 = 0} \quad = \text{出力短絡時の入カアドミタンス} \quad \left(= \frac{1}{Z_i} \right)$$

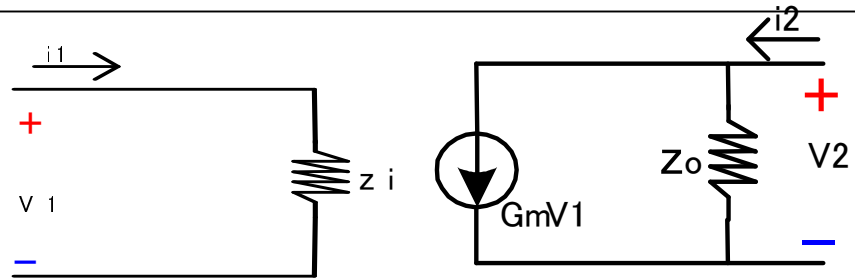
$$y_{12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1 = 0} \quad = \text{入力短絡時の逆方向トランスコンダクタンス} \quad (\text{通常は無視})$$

$$y_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2 = 0} \quad = \text{出力短絡時の順方向トランスコンダクタンス} \quad (=G_m)$$

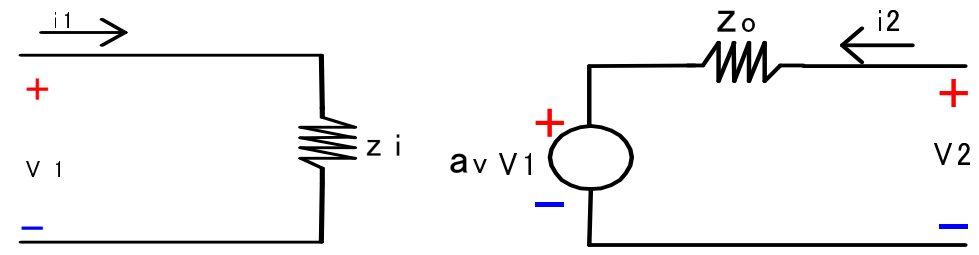
$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1 = 0} \quad = \text{入力短絡時の出カアドミタンス} \quad \left(= \frac{1}{Z_o} \right)$$

ユニラテラル(単方向性) 2ポート等価回路

大部分の増幅器(とくに低周波)では 入力⇒出力への単方向性(ユニラテラル)

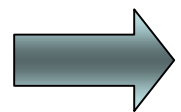


(a)ノートン型出力モデル



(b)テフナン型出力モデル

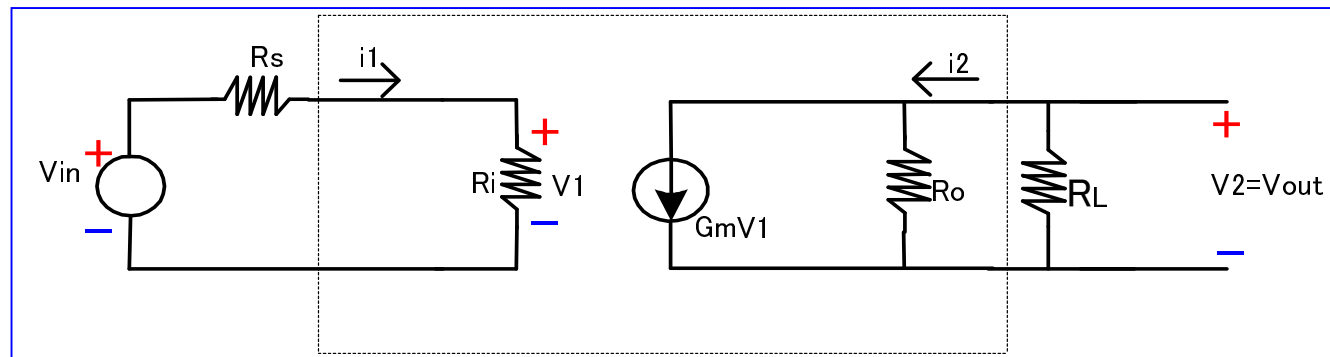
$$a_v = \frac{v_2}{v_1} \Big|_{i_2 = 0} = -G_m Z_o$$



Gm,Zo,avの3つのパラメータのなかの2つから、残りのパラメータを求めることができる。



2ポート等価回路でモデル化した増幅器の入力および出力ローディングの例



• $R_i = 1\text{k}\Omega$, $R_o = 1\text{M}\Omega$, $G_m = 1\text{mA/V}$

• R_s, R_L をそれぞれ入力発生器の信号源抵抗と負荷抵抗とする。

入力が理想電圧源で出力が無負荷のときの低周波ゲイン v_{out}/v_{in} を求める。

また $R_s = 1\text{k}\Omega$, $R_L = 1\text{M}\Omega$ の場合も求める。

(1) 理想電圧源、無負荷の場合

2ポート増幅器モデル自体の v_1 から v_{out} への開放ゲイン

$$\begin{aligned}\frac{V_{out}}{V_1} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} &= \frac{V_2}{V_1} \Big|_{i_2 = 0} = -G_m R_o \\ &= -(1\text{mA/V})(1000\text{K}\Omega) \\ &= -1000\end{aligned}$$

(2) R_s, R_L が存在する場合

信号源抵抗と入力抵抗は分圧器として働き、出力抵抗は負荷抵抗と並列になっている。 V_{in} から V_{out} までの全体のゲインを求める。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_1}{V_{in}} \frac{V_{out}}{V_1} = -\frac{R_i}{R_i + R_s} G_m (R_o \parallel R_L)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -250$$

1個のトランジスタからなる基本増幅段

回路仕様に適合したプロセスの選択が必要。一般的に下記特徴あり。

特徴項目	CMOS	バイポーラ
デジタルとの混載	容易	困難 (IIL利用)
トランスコンダクタンス G_m^*	低い	高い
入力抵抗	∞	低い
飽和電圧	0	大きい
雑音	大きい (1/f雑音)	小さい
ドライバビリティ	小さい	大きい
遮断周波数 f_T^*	低い	高い
その他	ASIC向き	低雑音、高ゲイン向き

*: 同一電流条件

MOS は特性の製造ばらつき大
MOS のモデリングは複雑

- 基本増幅段の構成法

MOSTランジスタ

ソース接地
ゲート接地
ドレイン接地 (ソースフォロフ)

バイポーラトランジスタ

エミッタ接地
ベース接地
コレクタ接地 (エミッタフォロフ)



トランスコンダクタンス g_m

(バイポーラトランジスタ)

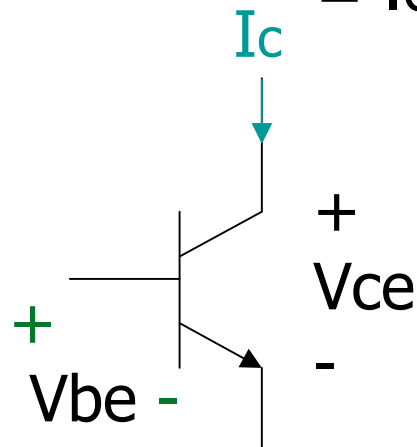
$$I_c = I_s \cdot (1 + V_{ce}/V_A) \cdot \exp(V_{be}/V_T)$$

$$g_m = \frac{\delta I_c}{\delta V_{be}}$$

$$g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

$$= (1/V_T) I_s \cdot (1 + V_{ce}/V_A) \cdot \exp(V_{be}/V_T)$$

$$= I_c / V_T$$



$V_T = qT/k$ (熱電圧, 温度300K で26mV)

V_A : Early 電圧

q : 電子の電荷、 T : 絶対温度

k : Boltzmann 定数

トランスコンダクタンス g_m (MOSトランジスタ 飽和領域)

$$I_d = \beta_n \cdot (W / L) (V_{gs} - V_{th})^2$$

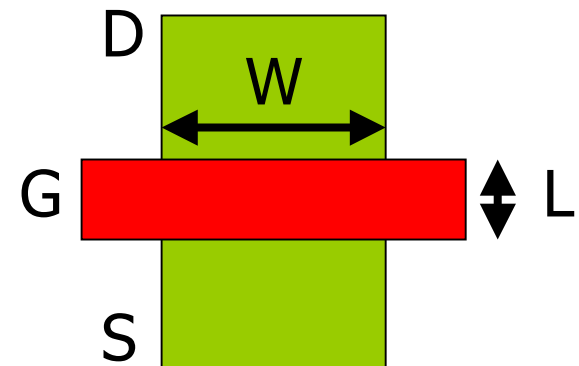
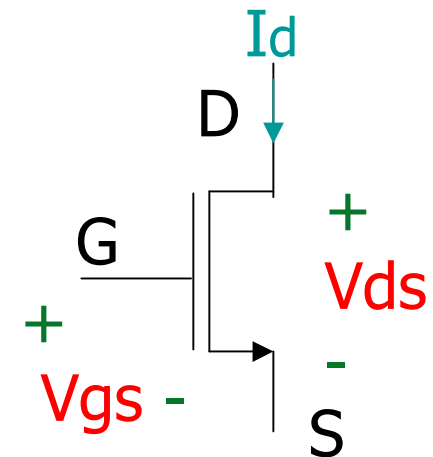
$$g_m = \frac{\delta I_d}{\delta V_{gs}}$$

$$= 2 \beta_n (W/L) (V_{gs} - V_{th})$$

$$= 2 \sqrt{\beta_n (W/L) I_d}$$

$$g_m \text{ は } \sqrt{\beta_n}, \sqrt{W/L}, \sqrt{I_d}$$

に比例



トランスコンダクタンス g_m

(MOSトランジスタ 飽和領域 (2))

$$I_d = \beta_n \cdot (W / L) (V_{gs} - V_{th})^2$$

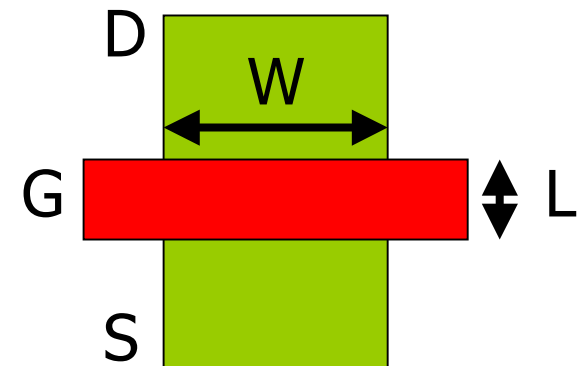
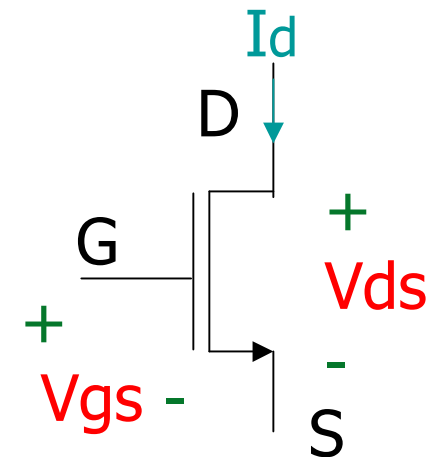
$$g_m = \frac{\delta I_d}{\delta V_{gs}}$$

$$= 2 \beta_n (W/L) (V_{gs} - V_{th})$$

$$= 2 I_d / (V_{gs} - V_{th})$$

$$= 2 I_d / V_{ov}$$

$V_{ov} = V_{gd} - V_{th}$
オーバードライブ電圧



MOSTランジスタの線形領域

トランスコンダクタンス g_m

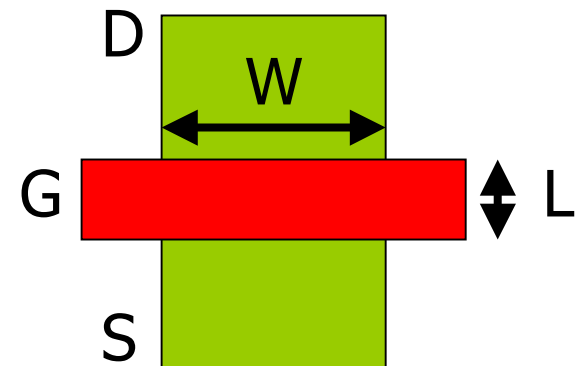
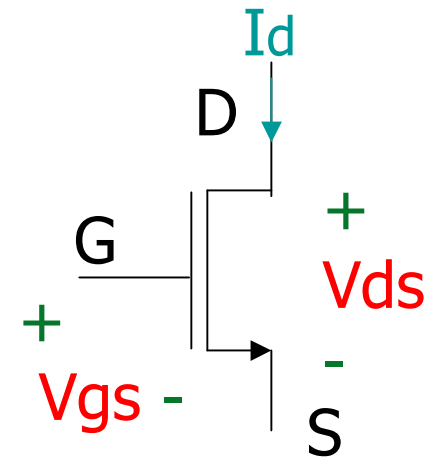
$$I_d = 2 \beta_n \cdot (W / L) \times [(V_{gs} - V_{th}) V_{ds} - (1/2) V_{ds}^2]$$

$$g_m = \frac{\delta I_d}{\delta V_{gs}}$$

$$= 2 \beta_n (W/L) V_{ds}$$

線形領域では飽和領域に比べ g_m が小さい。

線形領域 $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$

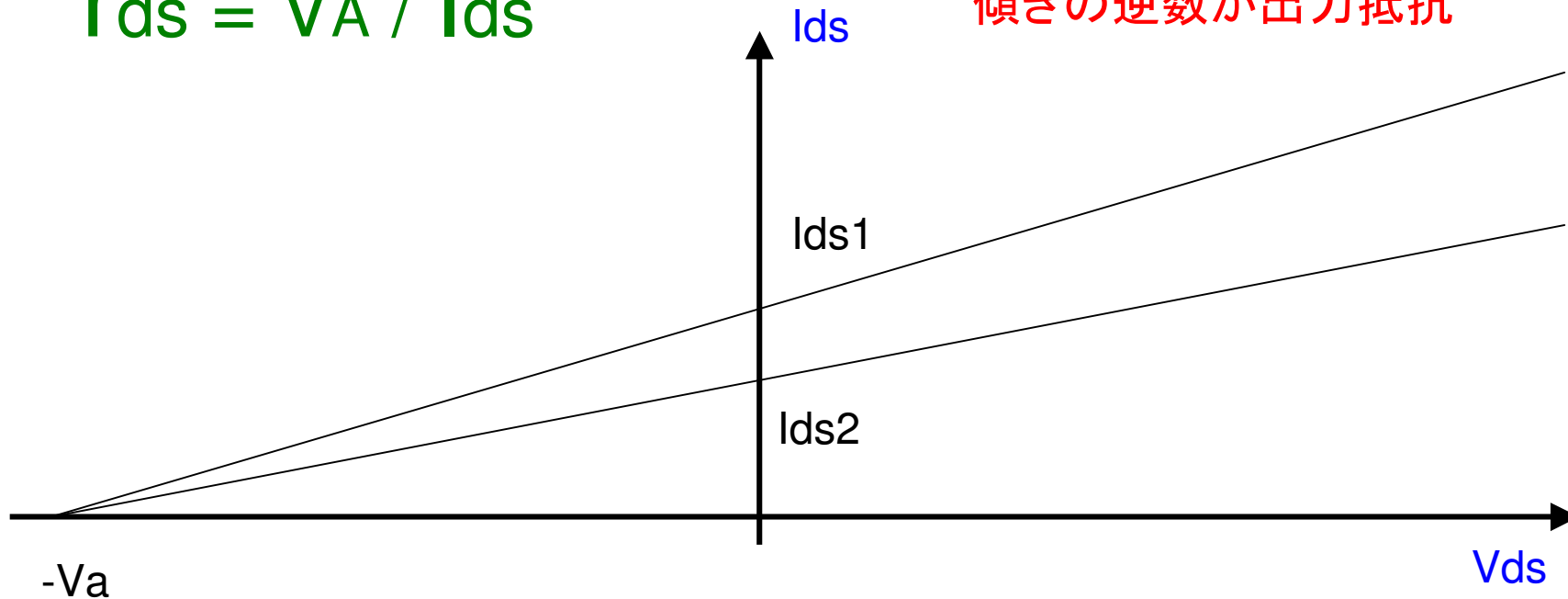


トランジスタの出力抵抗

MOS, Bipolar ともバイアス電流に反比例

$$r_{ds} = V_A / I_{ds}$$

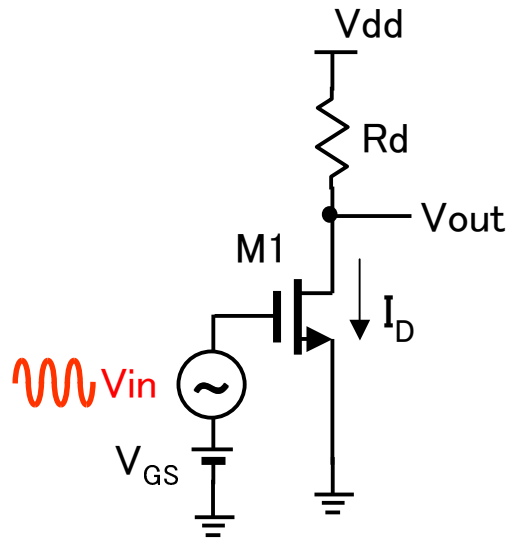
傾きの逆数が出力抵抗



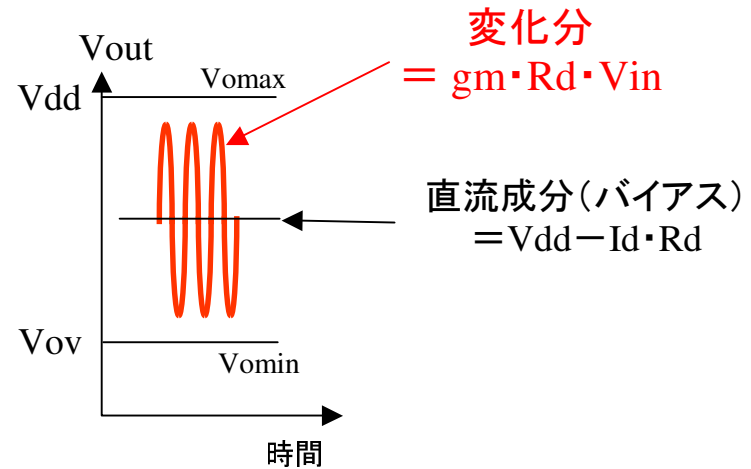
1. 基礎
2. ソース接地回路
3. ソースフォロア
4. ゲート接地回路
5. エミッタ接地回路
6. エミッタフォロア
7. ベース接地回路
8. 付録
 8. 1 ゲート接地回路の等価モデル
 8. 2 ベース接地回路の等価モデル



ソース接地増幅回路 概要



(a) ソース接地アンプ



(b) 出力波形

$$V_o = V_{DD} - I_d R_D$$

$$= V_{DD} - \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} R_D (V_i - V_t)^2$$

ソース(またはエミッタ)接地増幅回路

概要

最も基本的な増幅回路で、電圧を増幅する場合に使う。MOSTランジスタの場合はソース接地、バイポーラの場合はエミッタ接地である。後者はベース電流を無視すればソース接地と同等に解析できる。

直流動作レベルおよびゲイン

上図(a)に回路構成を示す。また、出力を上図(b)に示す。

- ・入力には直流電圧VGSと増幅したい信号電圧Vinを印加する。
- ・VGSの大きさによって出力ドレイン電流Id(直流バイアス電流)が決まる。これによって、出力の直流バイアスがきまる。

$$V_{out,dc} = V_{dd} - R_d I_d$$

- ・ゲインをできるだけ大きくしたい場合、VGSはVoutがVomax(=Vdd)とVomin(=Vov=Vgs-Vth:オーバードライブ電圧、トランジスタが飽和領域で動作できる最小Vds)の丁度真中になるIdになるように設定すると良い。
- ・ゲインはトランジスタのgmと負荷抵抗でほぼ決まり、次式で表現できる。なお、符号が-になるのは、極性が反転するためである。

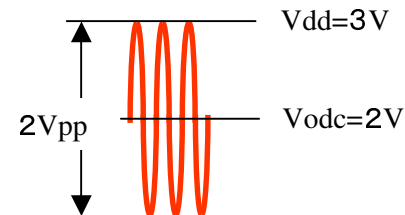
$$\text{ゲイン } A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m \cdot R_d$$

【計算例】 入力信号振幅 = 100mVpp, Vdd=3V, Id=1mA, gm = 10mS (@W/L=100um/0.5um) の場合に、

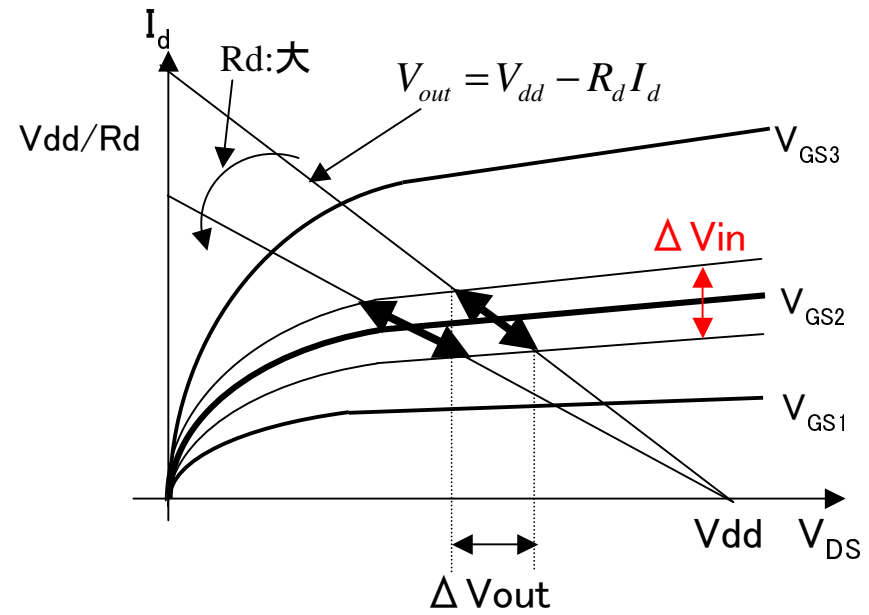
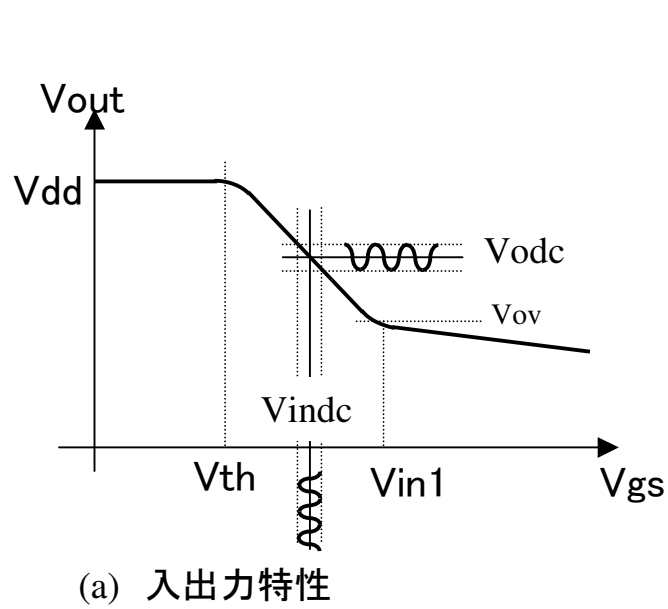
- (1) ゲインAv=10倍の回路を設計しなさい。また、その時の直流出力レベルを求めよ
- (2) 上記(1)でもとめたRdのまま、ゲインを20倍にするにはどうすればよいか。(ただし、Id=1mAのまま)。

- (1) ゲイン = gm・Rd より、 Rd=10/10m = 1kΩ
出力直流レベルVodc=Vdd-Id・Rd より、Vodc=2V

- (2) ゲインを20倍にするには、gmを2倍にすればよい。電流条件が同じ場合、gmはW/Lの√に比例する。したがってW/Lを4倍(=400um/0.5um)にすればよい。ただし、このとき出力信号振幅は2Vppになり、Vomax=Vddとなり、上限ギリギリになる。



ソース接地増幅回路の動作点



抵抗負荷のソース接地アンプ

回路構成、直流入出力特性、動作点の動き

前述の回路構成の入出力特性を上図(a)に示す。

- (a) $V_{GS} = 0$ の時、M1には電流が流れないので、 $V_o = V_{dd}$
- (b) $V_{GS} > V_{th}$ でM1に電流が流れ始め、負荷抵抗における電位降下で V_o は低下し始める。
この勾配 $\Delta V_o / \Delta V_{GS}$ がゲインである。
- (c) V_{GS} がさらに上昇して、 V_o がM1の V_{ov} (オーバドライブ電圧 $= V_{GS} - V_{th}$)より低下すると、飽和する。

通常、出力振幅が大きくなるように、 V_{odc} が V_{dd} と V_{ov} の間にくるようにするために、 V_i の直流バイアスレベルを V_{indc} に設定する。

(動作点の動き)

この増幅動作イメージをMOSTランジスタの静特性である $I_d - V_{ds}$ 特性を使って説明する。
抵抗による負荷線は、

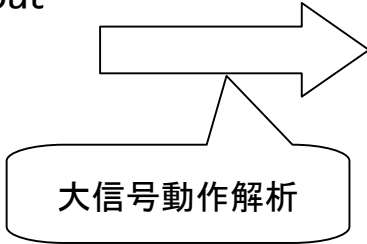
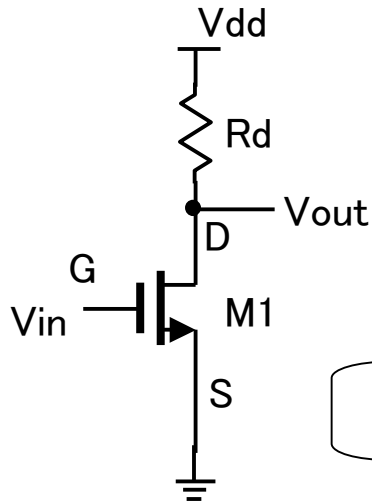
$$V_{out} = V_{dd} - R_d I_d$$

であるので、上図(b)のように書ける。すなわち、 $I_d = 0$ では V_{dd} であり、 $V_o = V_{ds} = 0$ では、 $I_d = V_{dd}/R_d$ である。負荷線はその2点を結ぶ直線で表現でき、直流動作点はその上を移動する。

今、入力 V_i が V_{gs2} を中心に ΔV_{in} 変化したとすると、それに対応して V_{ds} 、すなわち V_o は、 ΔV_{out} 変化する。

同図から、ゲイン($= \Delta v_{out} / \Delta v_{in}$)をあげるには、抵抗を大きく、すなわち直線の勾配をゆるやかにする方法が有効だがあまり大きくしすぎると I_d を極めて小さくする必要がある。

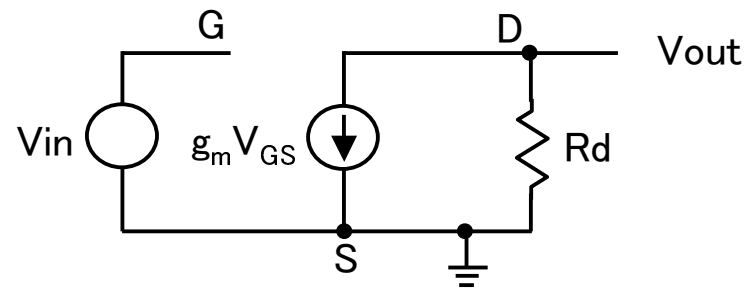
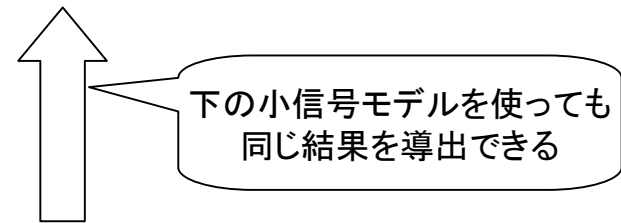
ソース接地増幅回路のゲイン解析手法



at $V_{TH} < V_{in} < V_{in1}$

$$V_{out} = V_{dd} - R_d I_d = V_{dd} - R_d \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2$$

$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = -R_d \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH}) = -g_m R_d$$



ゲイン解析手法

ゲイン解析の代表的な方法は次の2つである。

- ・大信号動作解析: 直流特性をもとに解析する方法
- ・小信号解析: 交流成分(信号の変動分)だけを取り出した小信号等価モデルを利用して解析する方法

通常、後者の方が簡単であるので、以降の解析にはこの小信号解析法を使用する。

大信号動作解析によるゲイン解析

上図から、ゲインは次式のように算出できる。

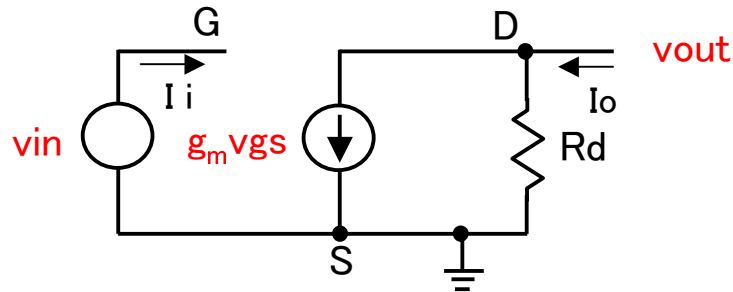
$$\text{at } V_{TH} < V_{in} < V_{in1}$$

$$V_{out} = V_{dd} - R_d I_d = V_{dd} - R_d \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2$$

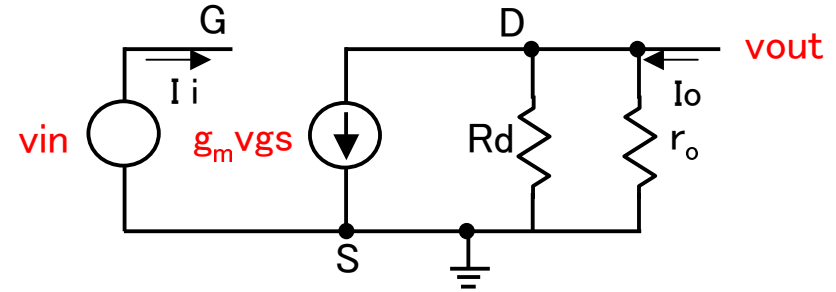
したがって、ゲインは

$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = -R_d \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH}) = -g_m R_d$$

小信号モデルによる特性解析



(a) 小信号等価モデル



(b) 出力抵抗roの影響を考慮した場合の等価回路

トランスコンダクタンスGm

$$G_m = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{v_o=0} = g_m$$

入力抵抗Ri

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} \rightarrow \infty$$

出力抵抗Ro

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = R_D \parallel r_o$$

電圧ゲインAv

$$A_v = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} = -g_m(r_o \parallel R_d)$$



$$\left\{ \begin{array}{l} r_o \text{ を無視(a)の場合、} \quad A_v = -g_m R_d \\ \text{無負荷の場合、} \quad \lim_{R_D \rightarrow \infty} A_v = -g_m r_o \end{array} \right.$$

小信号動作解析によるゲイン解析

理想アンプの場合

小信号動作モデルを構成する場合、電源やバイアス電位等、電位の動かないノードはGNDとして扱う。したがって、抵抗 R_d は上図(a)のように、 V_{dd} 側は接地される。ゲインは次式のようにキルヒホフの電流則を使ってノード方程式をたて、算出できる。

ノード D にキルヒホフの電流則 を適用すると、

$$g_m v_{gs} = (0 - V_{out}) / R_d$$

一方、 $v_{gs} = v_{in}$ であるので、

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m R_d$$

出力抵抗 r_o の影響を考慮した場合

上図(b)に小信号等価モデルをしめした。出力抵抗 r_o が R_d と並列にはいるため、ゲインは

$$A_v = -g_m (R_d // r_o)$$

となり、理想の場合に比べ、ゲインは少し低下する。

無負荷の場合

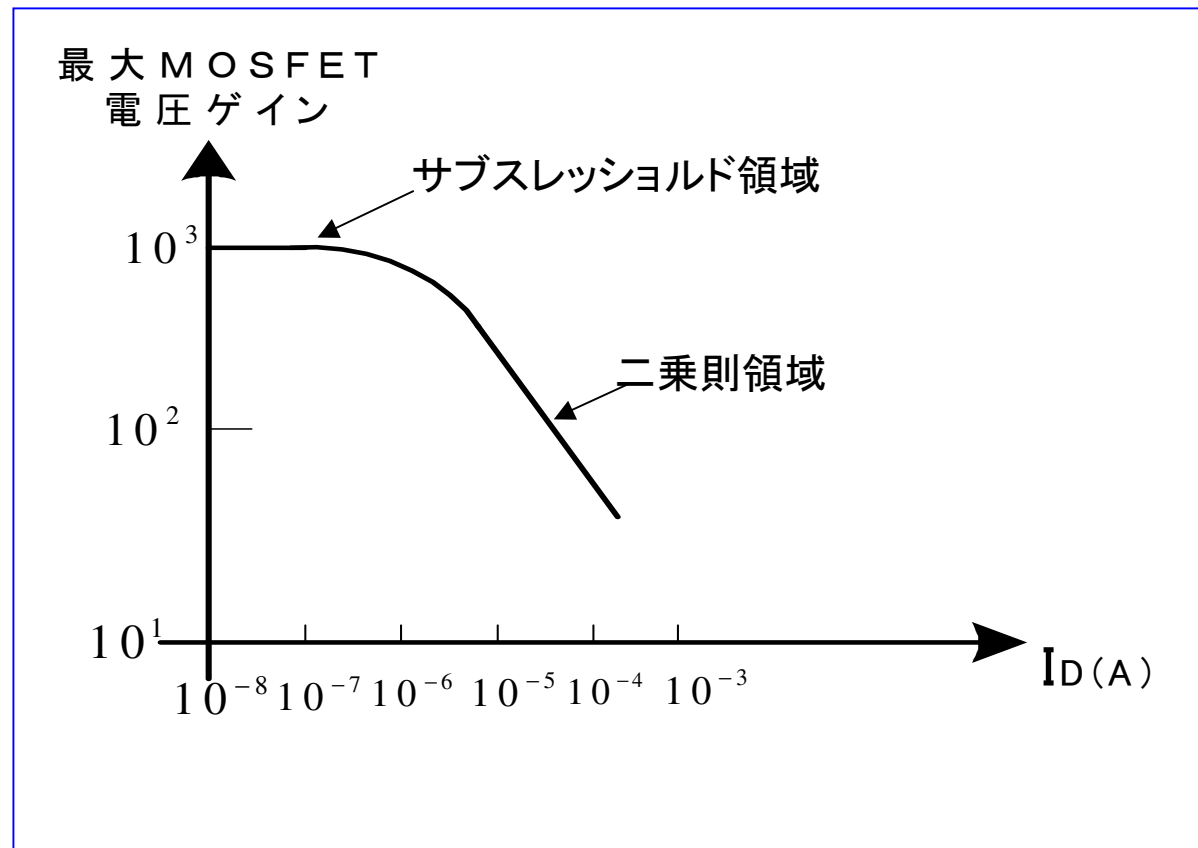
ゲインは

$$A_v = -g_m r_o$$

である。



電圧ゲインのバイアス電流依存特性



MOSではバイアス電流が小さいほど Intrinsic Gain が大。
Bipolar では Intrinsic Gain はバイアス電流に依存しない。

最大電圧ゲイン*のバイアス電流依存性 (*:理想電流源負荷の場合に相当)

二乗則領域の最大電圧ゲインは、ゲインは $1/\sqrt{I_d}$ に比例。

$$A_v = -g_m r_o = -\sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_d} \cdot \frac{V_A}{I_d}$$

$$= -V_A \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L \cdot I_d}}$$

二乗則領域では
最大電圧ゲインは $1/\sqrt{I_d}$ に比例

サブスレッショルド領域では、 g_m は I_d に比例するため、 A_v は電流に依存しない。

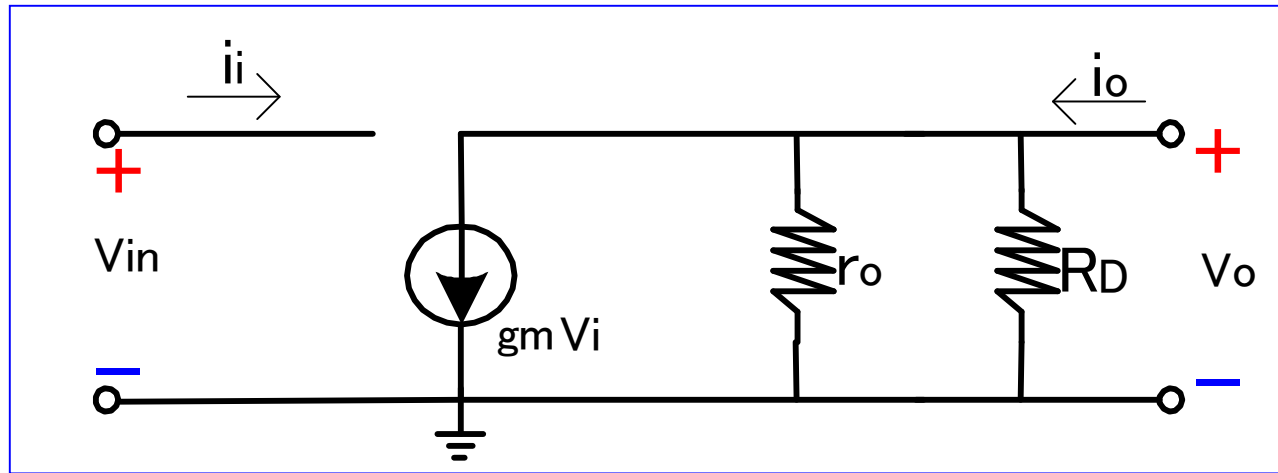
二乗則領域での最大電圧ゲイン

二乗則領域の最大電圧ゲインは、

$$\lim_{R_D \rightarrow \infty} a_v = -g_m r_o = -\frac{g_m}{I_D} I_D r_o = -\frac{g_m}{I_D} V_A$$

$$= -\frac{V_A}{(V_{GS} - V_t)/2} = -\frac{2V_A}{V_{ov}}$$

例題



$$VDD = 5V, RD = 5K\Omega, k' = \mu_n C_{ox} = 100 \mu A / V^2, W = 50 \mu m$$

$$L = 1 \mu m, V_t = 0.8V, L_d = 0, X_d = 0, \lambda = 0$$

として、電圧ゲインを 求める。 V_i のバイアス値は $1V$ とする。

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{100}{2} \times 10^{-6} \times \frac{50}{1} (1 - 0.8)^2 = 100 \mu\text{A}$$

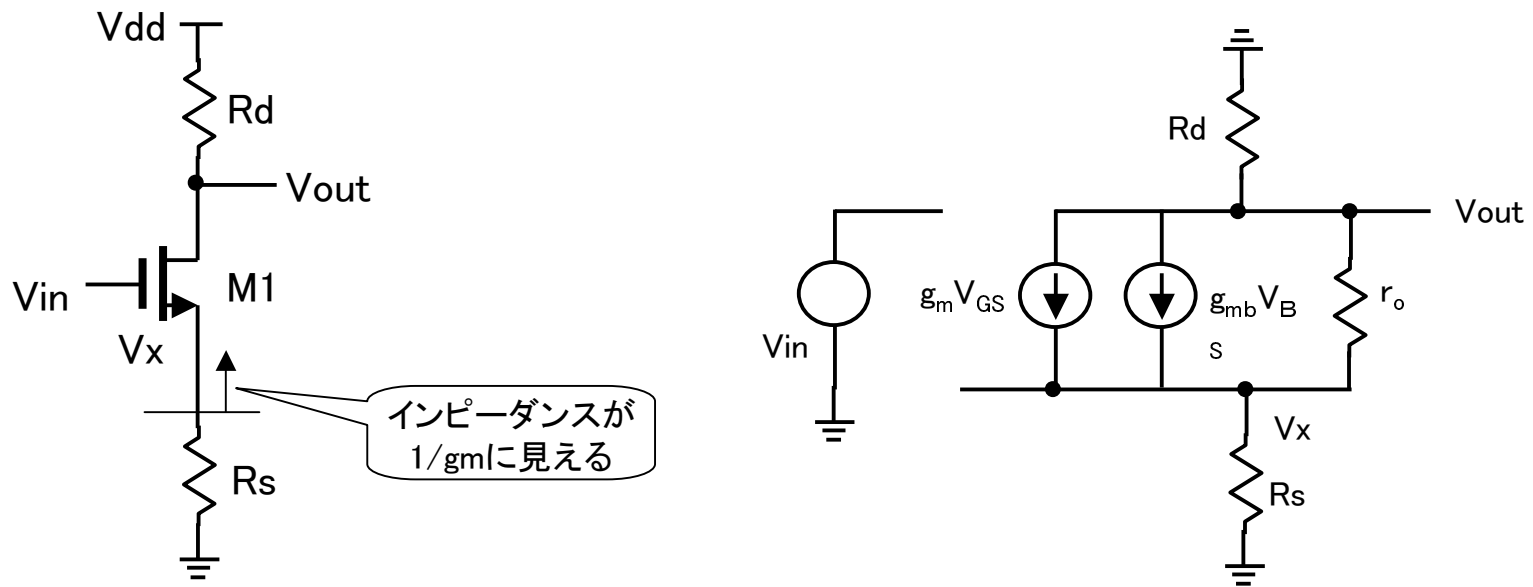
$$V_O = V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 5\text{V} - (0.1\text{mA})(5\text{K}\Omega) = 4.5\text{V}$$

$$V_{DS} = 4.5\text{V} > V_{GS} - V_t = 0.2\text{V}$$

$$g_m = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = 100 \times 10^{-6} \times \frac{50}{1} (1 - 0.8) = 1000 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}}$$

$$a_v = -g_m R_D = -(1.0\text{mA/V})(5\text{K}\Omega) = -5$$

ソース抵抗 (デジェネレーション抵抗) を有するソース接地増幅回路 (ソース帰還ソース接地増幅器)



(a) デジェネレーション抵抗付
ソース接地回路

(b) 等価回路

ソース抵抗(デジェネレーション抵抗)を有するソース接地アンプ

上図(a)に示す回路は、トランスコンダクタンスが低下するが、出力抵抗が増大する。また、低歪回路として利用される。

ゲイン解析

上図(b)の小信号等価モデルを使って、キルヒホフの電流則を適用すると、ゲインは以下のように解析できる。

$$g_m(V_{in} - V_x) + \frac{V_o - V_x}{r_o} = \frac{V_x}{R_s} = -\frac{V_o}{R_d}$$

$$V_x = (R_s \parallel r_o \parallel \frac{1}{g_m})(g_m V_{in} + \frac{V_o}{r_o}) = -\frac{R_s}{R_d} V_o$$

$$\therefore A_v = -\frac{g_m R_d}{1 + g_m R_s + \frac{R_d + R_s}{r_o}} \approx -\frac{R_d}{\frac{1}{g_m} + R_s}$$

$R_s \gg 1/g_m$ ならば

$$A_v \approx -\frac{R_d}{R_s}$$

上式より、ゲインは、主として R_d と R_s の比で決まるため、歪を低減できる。

出力抵抗解析

本回路の別の特徴は、出力抵抗が大きくなるという点である。負荷抵抗 R_d を除いた出力抵抗は、以下の通りである。

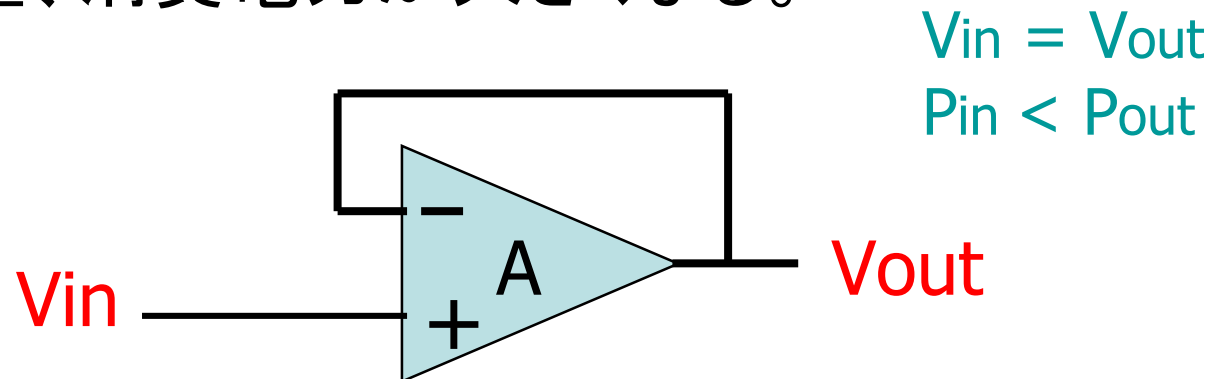
$$R_{out} \approx [1 + (g_m + g_{mb})R_s]r_o \approx (1 + g_m R_s)r_o$$

この式は出力抵抗が、 $\frac{1 + g_m R_s}{1}$ 倍に増大したことを意味する。

1. 基礎
2. ソース接地回路
3. ソースフォロア
4. ゲート接地回路
5. エミッタ接地回路
6. エミッタフォロア
7. ベース接地回路
8. 付録
 8. 1 ゲート接地回路の等価モデル
 8. 2 ベース接地回路の等価モデル

バッファ回路

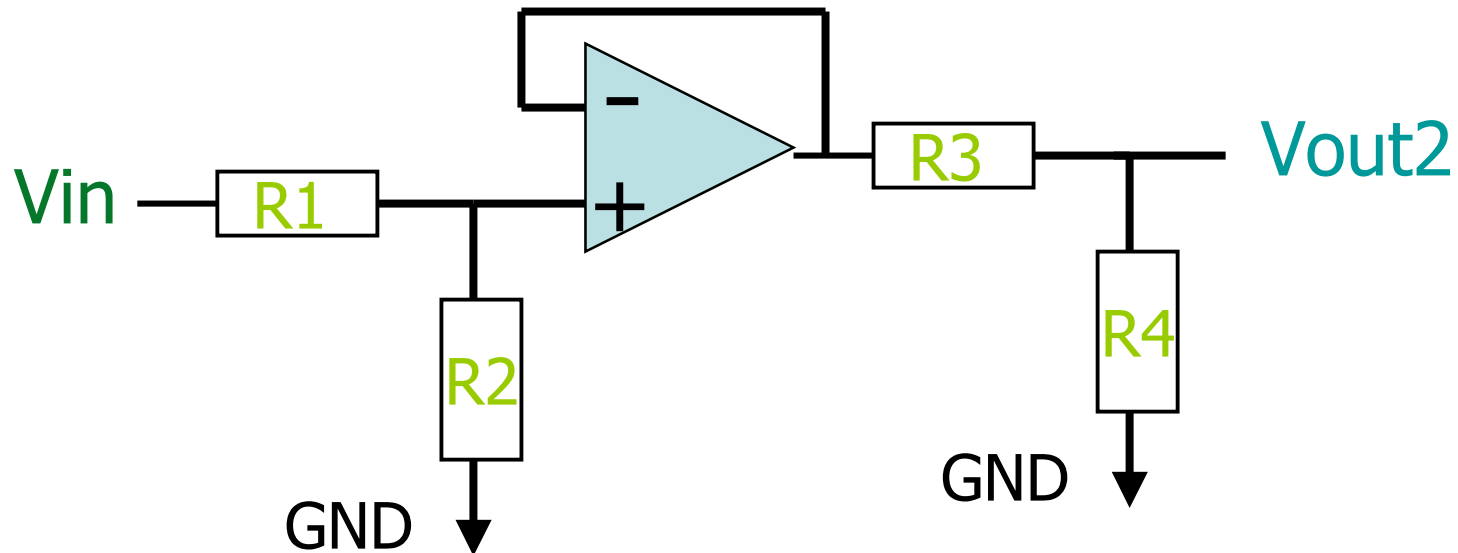
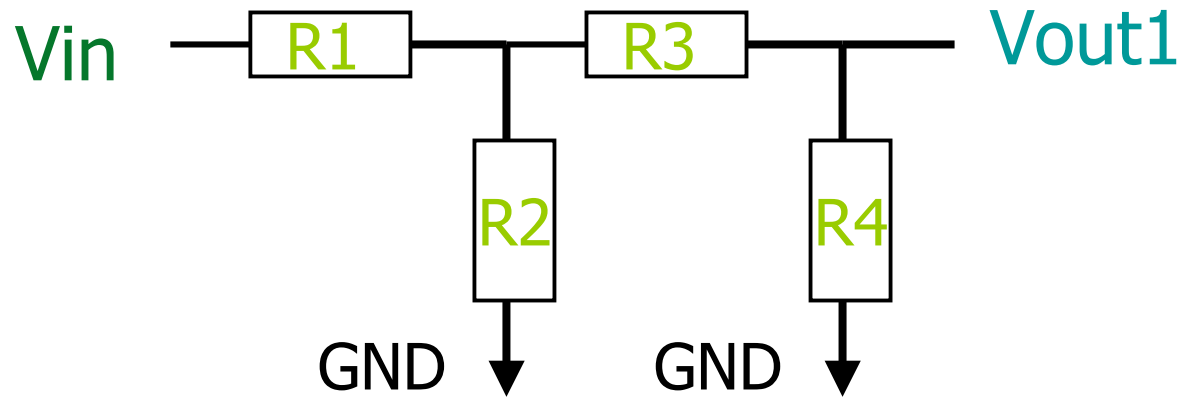
- ボルテージ・フォロワ回路
オペアンプを使用するので、
回路量、消費電力が大きくなる。



- エミッタ・フォロワ回路 (バイポーラ)
ソース・フォロワ回路 (MOS)
回路が簡単であるが、高精度は得られない。

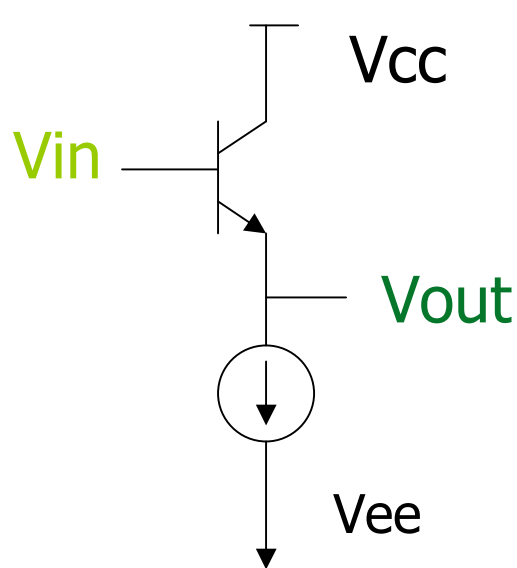
バッファ回路

Vout1 と Vout2 は等しくない。

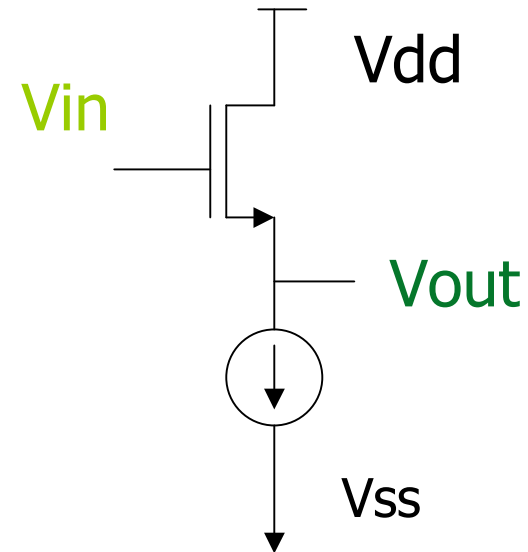


A級出力段

エミッタ・フォロワ、ソースフォロワ回路



Emitter Follower
(コレクタ接地回路)

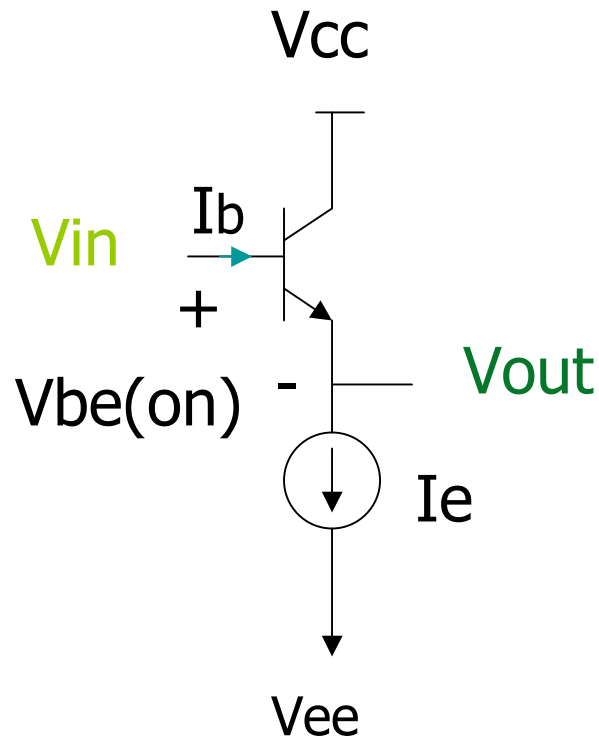


Source Follower

- バッファとして使用される。

エミッタ・フォロワ回路の動作(1)

(出力電圧=入力電圧、入力電流小)

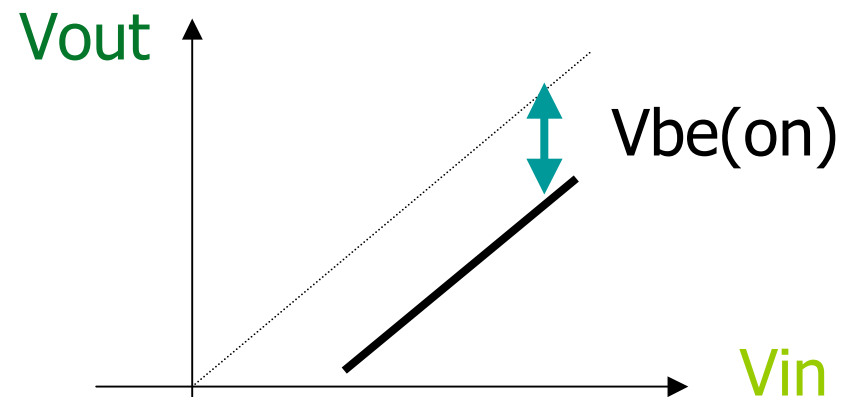


- $V_{out} = V_{in} - V_{be(on)}$
 $V_{be(on)} = 0.7 \text{ V}$

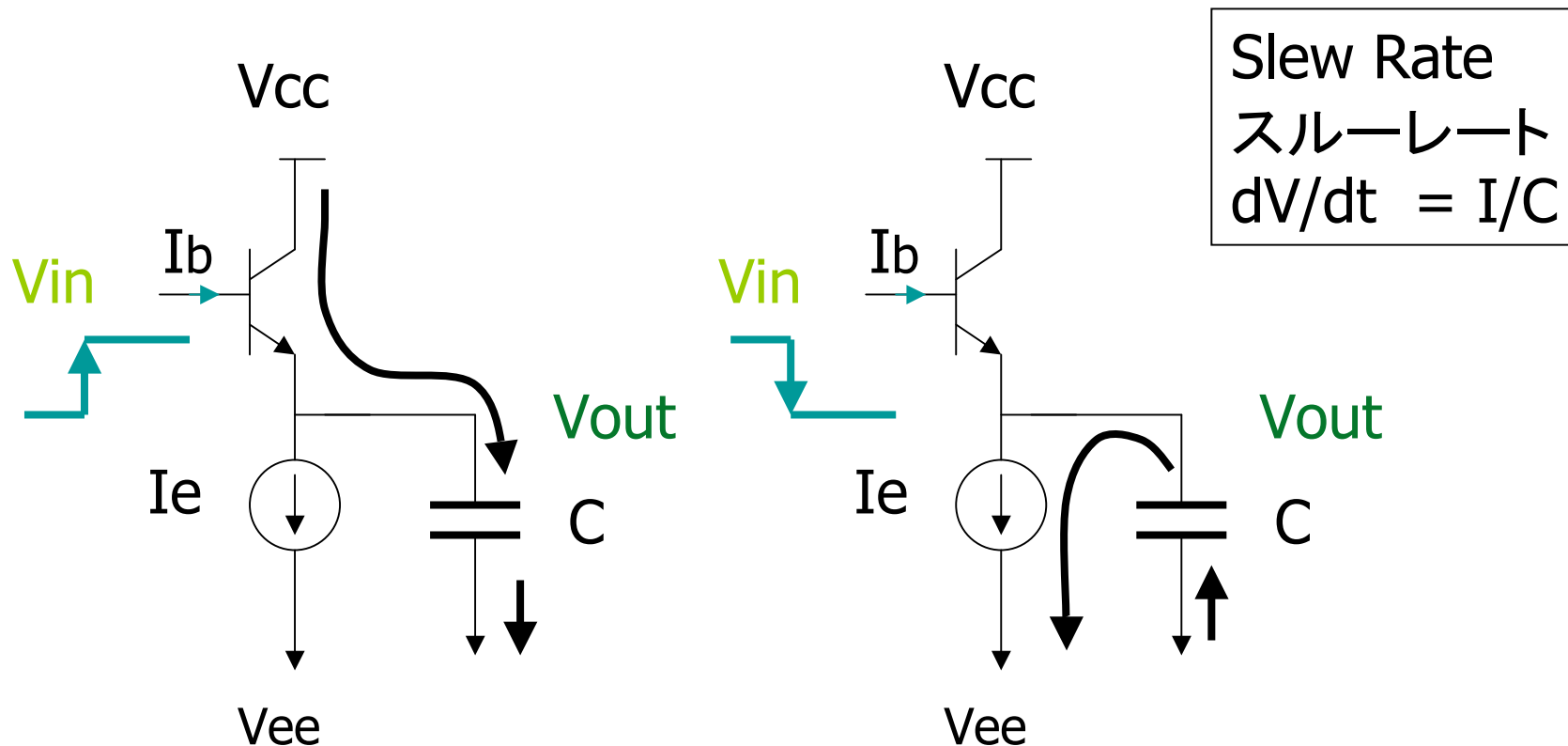
- $I_b / I_e = 1 / (\beta - 1)$

$$\beta \doteq 100$$

$$I_b \doteq 0$$



エミッタ・フォロワ回路の動作(2) (出力電流大)

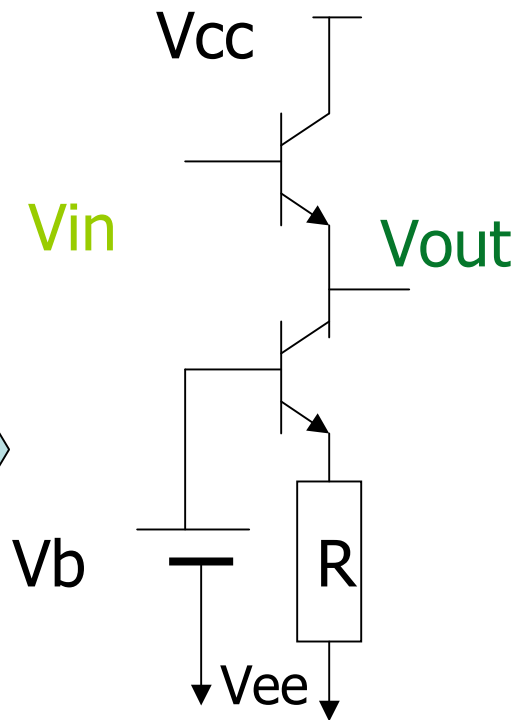
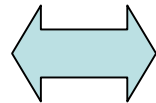
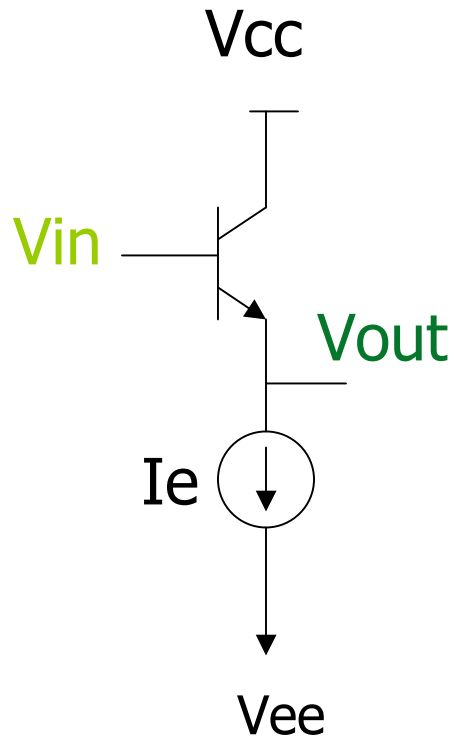


● 電荷供給

● 電荷引き抜き

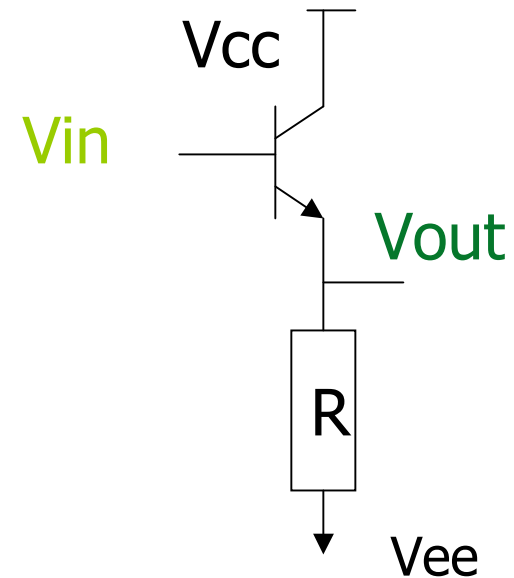


エミッタ・フォロワ回路の電流源



$$I_e = (V_b - 0.7)/R$$

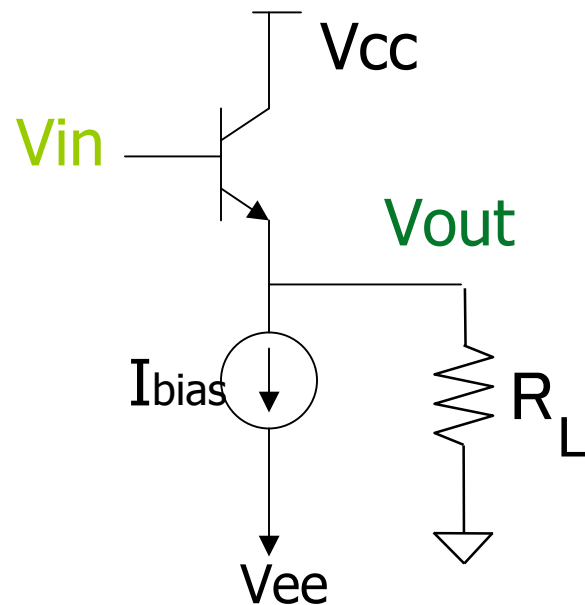
I_e は V_{in} によらず一定



$$I_e = (V_{in} - 0.7 - V_{ee})/R$$

I_e は V_{in} に依存する

パワーアンプの効率



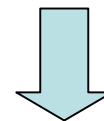
Emitter Follower
(A級出力段)

$$\text{効率} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}$$

P_{out} : 負荷 R_L に供給される電力

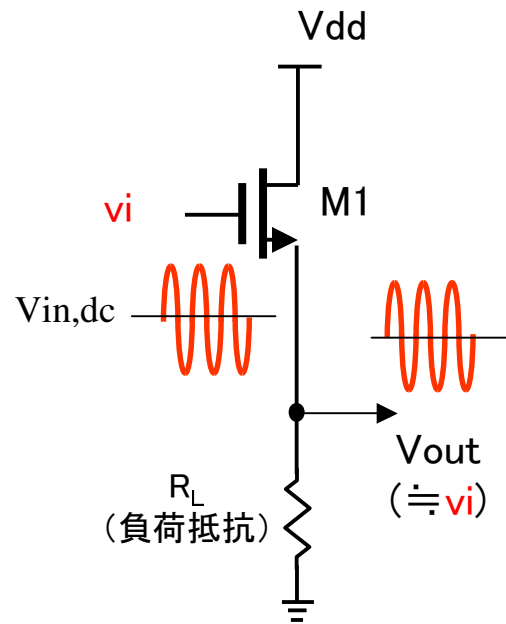
P_{in} : 電源 V_{cc} , V_{ee} から供給される電力

エミッタ・フォロワの最大効率は
25%と低い。



常にバイアス電流 I_{bias} が流れているため。

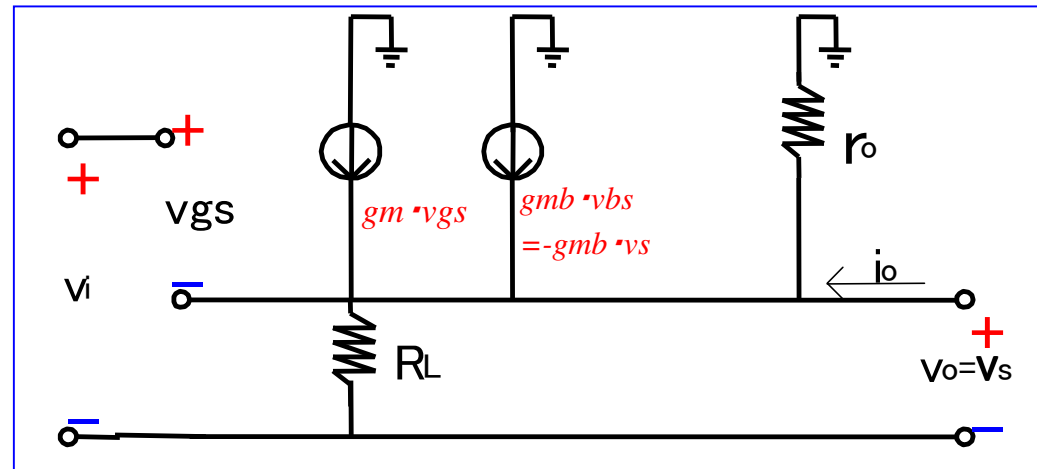
ドレイン接地回路構成(ソースフォロワ)



(a) ドレイン接地回路構成

入力信号は、ゲート

出力信号は、ソース



(b) 小信号等価回路

ソースフォロア(ドレイン接地アンプ)

上図(a)(b)に示すドレイン接地回路は、一般にはソースフォロアと呼ばれ、電圧ゲインは1以下だが電力アンプとして使用される。

ソースフォロア(抵抗負荷)

(1) ゲイン解析

上図(b)の小信号等価モデルを適用すると、ゲインは以下のように解析できる。

$$V_i = V_{gs} + V_o$$

$$g_m V_{gs} - g_{mb} V_o - \frac{V_o}{R_L} - \frac{V_o}{r_o} = 0$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{V_o}{V_i} \Big|_{i_o=0} &= \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_o}} \\ &= \frac{g_m r_o}{1 + (g_m + g_{mb}) r_o + \frac{r_o}{R_L}} \end{aligned}$$

MOSソースフォロアのゲインは1よりかなり低い⇒利用されない。(レベルシフト的に利用)

ソースフォロア(定電流源負荷)

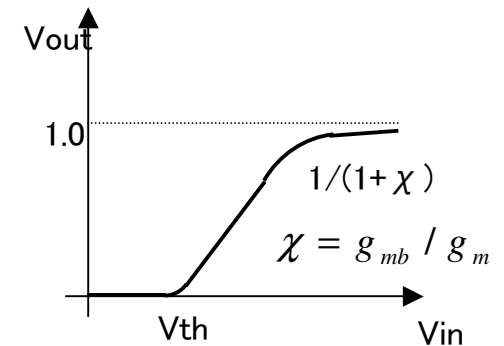
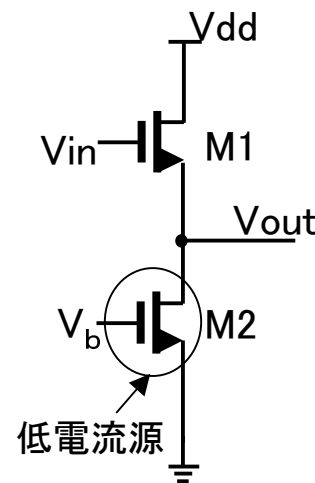
(1) ゲイン解析

ゲインは左記の式で $R_L = \infty$ とおくことにより、以下のように解析できる。

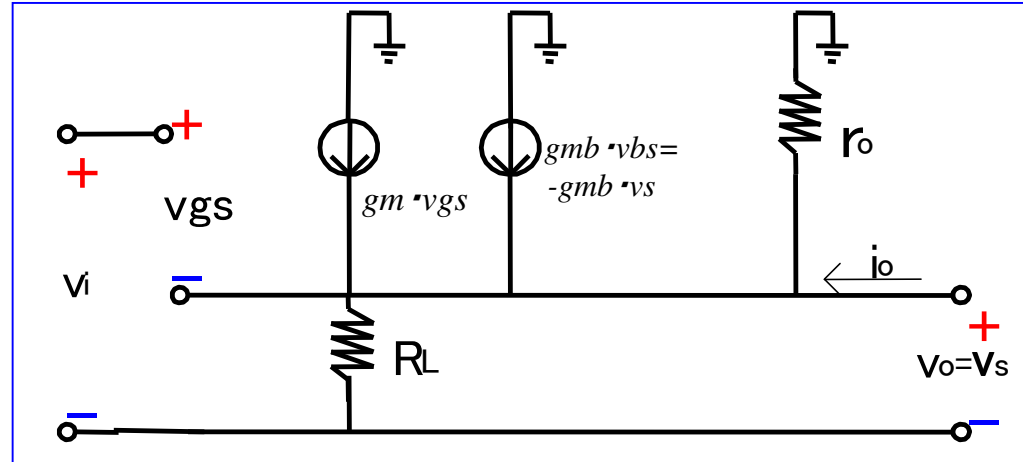
$$\lim_{R_L \rightarrow \infty} \frac{v_o}{v_i} \Big|_{i_o=0} = \frac{g_m r_o}{1 + (g_m + g_{mb}) r_o}$$

さらに、 $r_o \rightarrow \infty$ ならば

$$\lim_{\substack{R_L \rightarrow \infty \\ r_o \rightarrow \infty}} \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} = \frac{1}{1 + \frac{g_{mb}}{g_m}} = \frac{1}{1 + \chi}$$



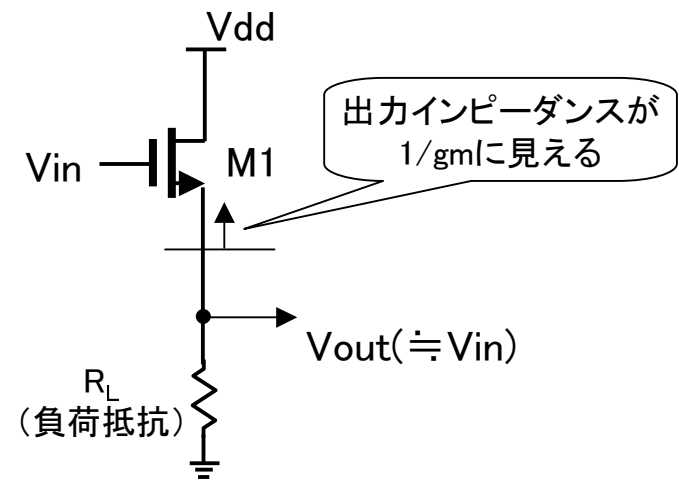
ソースフォロワの出力抵抗



$v_i=0$ とし出力を電圧源 v_o で駆動して計算

$v_{gs} = -v_o$ であり R_o は次式となる。

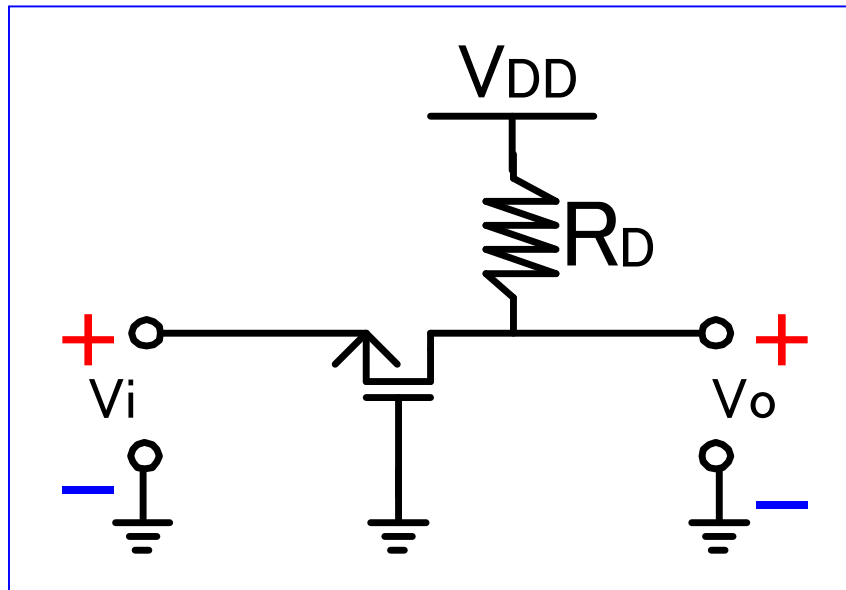
$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{1}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_L}} \approx \frac{1}{g_m}$$



1. 基礎
2. ソース接地回路
3. ソースフォロア
4. ゲート接地回路
5. エミッタ接地回路
6. エミッタフォロア
7. ベース接地回路
8. 付録
 8. 1 ゲート接地回路の等価モデル
 8. 2 ベース接地回路の等価モデル



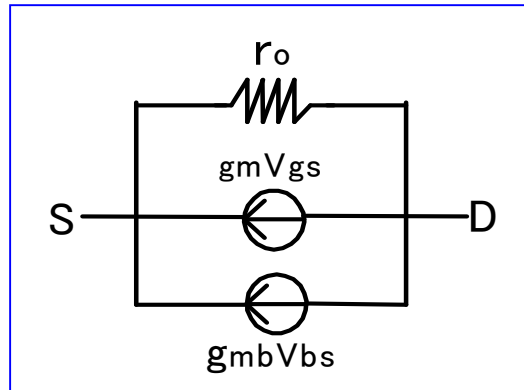
ゲート接地回路構成



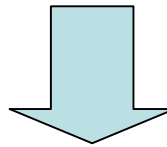
入力信号は、ソース

出力信号は、ドレイン

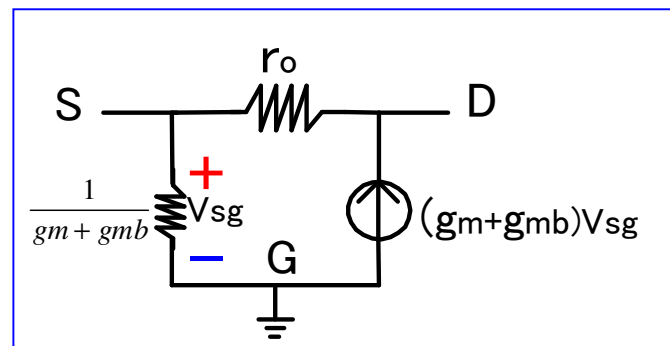
ゲート接地回路の小信号モデル



(a) 低周波ハイブリッドπ型モデル

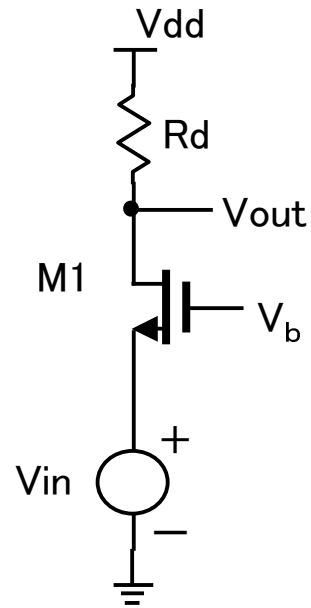


ハイブリッドπ型モデルから
T型モデルへの変換(付録参照)

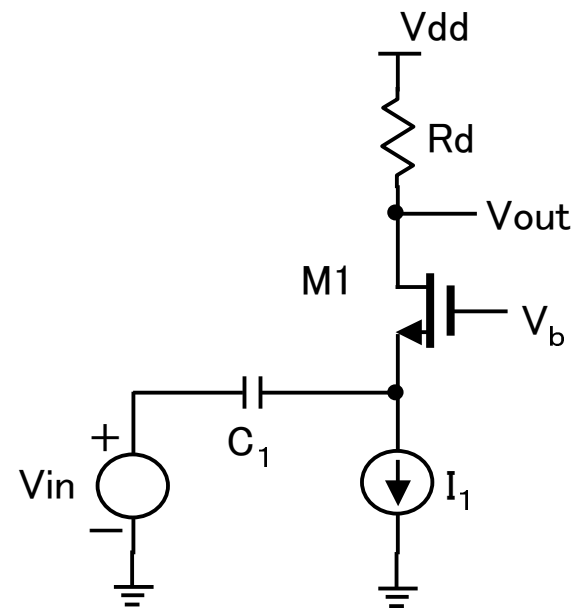


(b) 低周波T型モデル

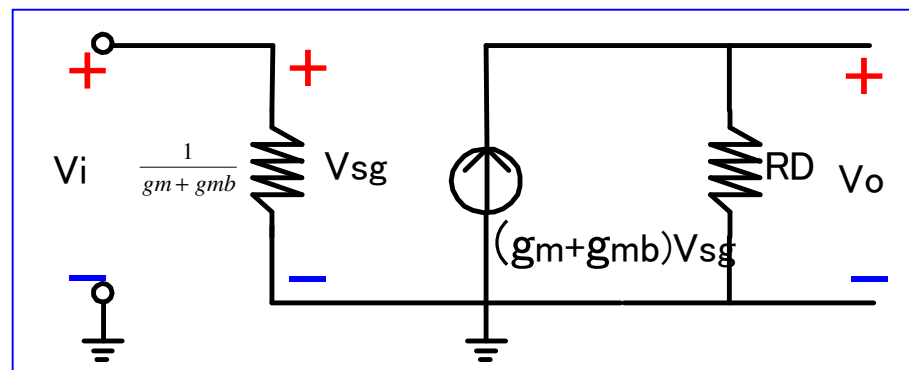
ゲート接地増幅回路



(a) ゲート接地増幅回路



(b) ゲート接地増幅回路の信号入力



(c) 小信号等価回路(roを無視した場合)

ゲート接地アンプ

上図(a)にゲート接地アンプの回路構成を示す。信号はソースに入力される。通常、直流動作電流の安定化のため、同図(b)のように定電流源でバイアス電流を流しておき、ソースに交流信号を印加するのが一般的である。

本回路は入力インピーダンスが低いため高周波増幅向きである。図(c)に r_o を無視した場合の等価回路を示す。

- (1) トランスコンダクタンス
 G_m は次式のようになる。

$$G_m = g_m + g_{mb}$$

- (2) 入力抵抗
 入力抵抗は次式のように、ソースフォロア出力抵抗と同じで、かなり小さい。

$$R_{in} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} \approx \frac{1}{g_m}$$

$1/g_m$ を 50Ω にすることにより、同軸ケーブルとの整合がとれ、効率よく増幅できる。

- (3) 出力抵抗
 $R_o = R_D$

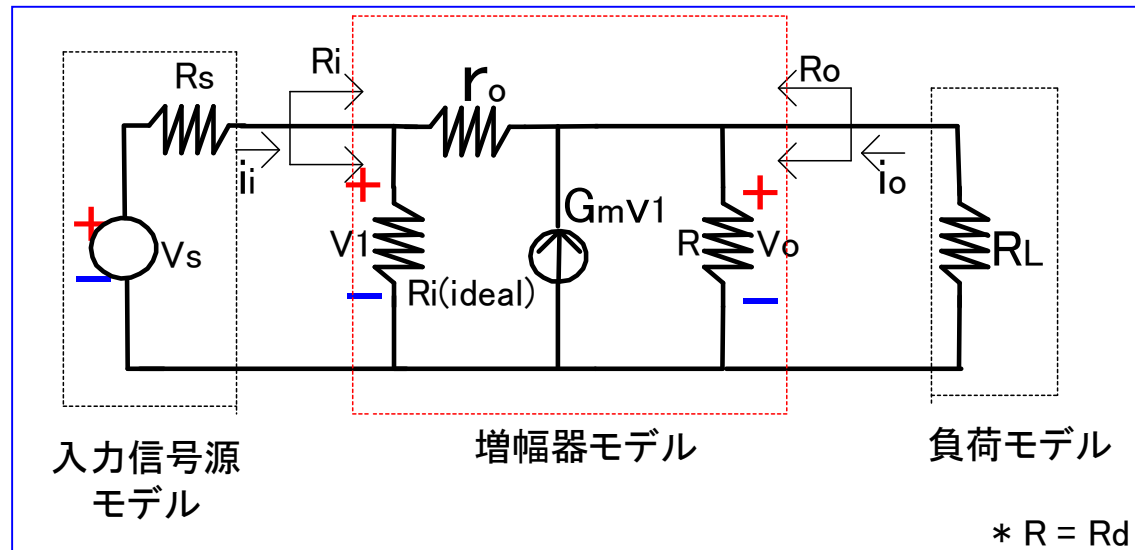
- (4) 開放回路電圧ゲイン

$$a_v = G_m R_o = (g_m + g_{mb}) R_D$$

- (5) 短絡回路電流ゲイン

$$a_i = G_m R_i = 1$$

roが有限な場合の特性



roを考慮した小信号等価回路

- roは増幅器の入力から出力につながっているのでroを介したフィードバックが生じる
- roが有限な場合でも $ro \gg 1/G_m$ であれば影響を無視できる。

roを考慮したゲート接地アンプ

上図にroを考慮したゲート接地アンプの等価回路を示す。
ここで、 $R = R_D$ である。

(1) 入力抵抗

キルヒホフの電流則を使うと

$$i_i \equiv i_t = \frac{v_t}{R_{i(ideal)}} + \frac{v_t - v_o}{r_o}$$

$$\frac{v_o}{R \parallel R_L} + \frac{v_o - v_t}{r_o} = G_m \cdot v_t$$

$$\therefore \frac{i_t}{v_t} = \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o} \left(1 - \frac{G_m + \frac{1}{r_o}}{\frac{1}{R \parallel R_L} + \frac{1}{r_o}} \right)$$

$$\therefore R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_o + R \parallel R_L}{1 - G_m(R \parallel R_L) + \frac{r_o + R \parallel R_L}{R_{i(ideal)}}}$$

ここで、ゲート接地アンプでは

$$\begin{cases} G_m = g_m + g_{mb} \\ R_{i(ideal)} = \frac{1}{(g_m + g_{mb})} \\ R = R_D \end{cases}$$

$$\therefore R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_o + R_D \parallel R_L}{1 + (g_m + g_{mb})r_o}$$

$(g_m + g_{mb})r_o \gg 1$ のとき

$$R_i \doteq \frac{1}{g_m + g_{mb}} + \frac{R_D \parallel R_L}{(g_m + g_{mb})r_o}$$

(2) 出力抵抗

出力抵抗は、次のステップで計算する。

$$V_S = 0 \text{ のときの } R_O = \frac{V_O}{i_O} \text{ である。}$$

STEP 1 : $R \rightarrow \infty$ の場合を計算

STEP 2 : R と step 1 の結果と並列接続

キルヒホフの電流則から

$$i_o \equiv i_t = -G_m v_1 + \frac{v_t - v_1}{r_o}$$

$$\frac{v_1}{R_S} + \frac{v_1}{R_{i(ideal)}} + \frac{v_1 - v_t}{r_o} = 0$$

$$\therefore \frac{i_t}{v_t} = \frac{1}{r_o} - \frac{1}{r_o} \left(\frac{G_m + \frac{1}{r_o}}{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o}} \right)$$

$$\therefore \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_o \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o} \right)}{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} - G_m}$$

したがって、

$$R_O = R \parallel \left(\frac{i_t}{v_t} \right) = R \parallel \left(\frac{r_o \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o} \right)}{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} - G_m} \right)$$

ゲート接地アンプでは

$$\begin{cases} G_m = g_m + g_{mb} \\ R_{i(ideal)} = \frac{1}{(g_m + g_{mb})} \end{cases}$$

$$R_O = R \parallel \left[r_o + R_S (1 + (g_m + g_{mb}) r_o) \right]$$

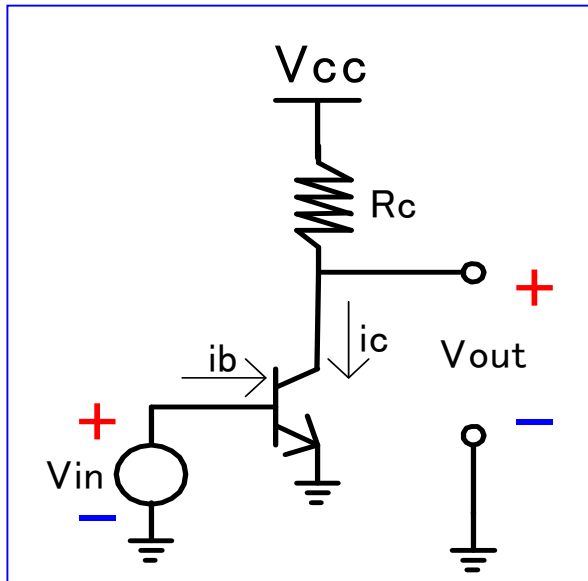
$(g_m + g_{mb}) r_o \gg 1$ で $(g_m + g_{mb}) R_S \gg 1$ のときは

$$R_O \cong R \parallel \left((g_m + g_{mb}) r_o R_S \right)$$

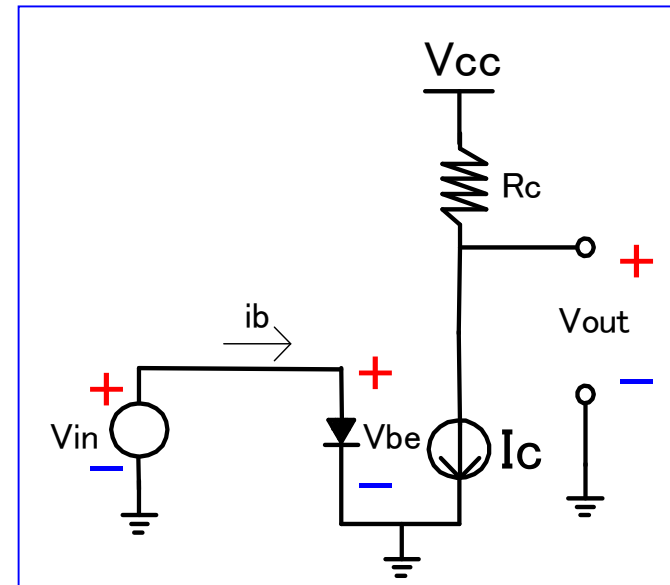
1. 基礎
2. ソース接地回路
3. ソースフォロア
4. ゲート接地回路
5. エミッタ接地回路
6. エミッタフォロア
7. ベース接地回路
8. 付録
 8. 1 ゲート接地回路の等価モデル
 8. 2 ベース接地回路の等価モデル



エミッタ接地回路



抵抗性負荷エミッタ接地増幅器



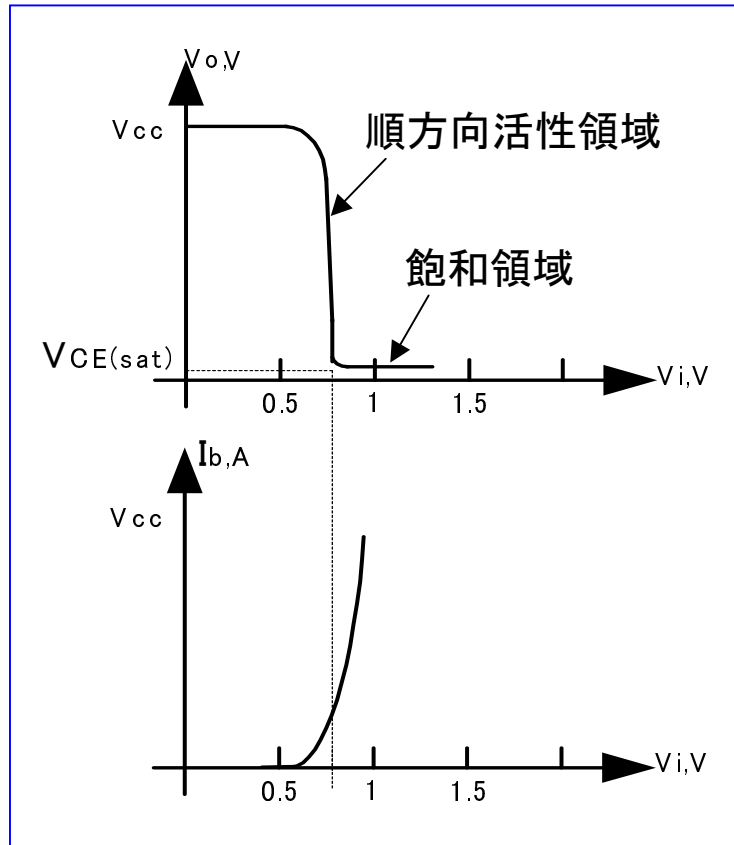
大信号等価回路

順方向活性領域では

$$I_c = I_s \exp \frac{V_{in}}{V_T}$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta_F} = \frac{I_s}{\beta_F} \exp \frac{V_i}{V_T}$$

エミッタ接地回路の電圧－電流特性



$$V_o = V_{cc} - I_c R_c = V_{cc} - R_c I_s \exp \frac{V_i}{VT}$$

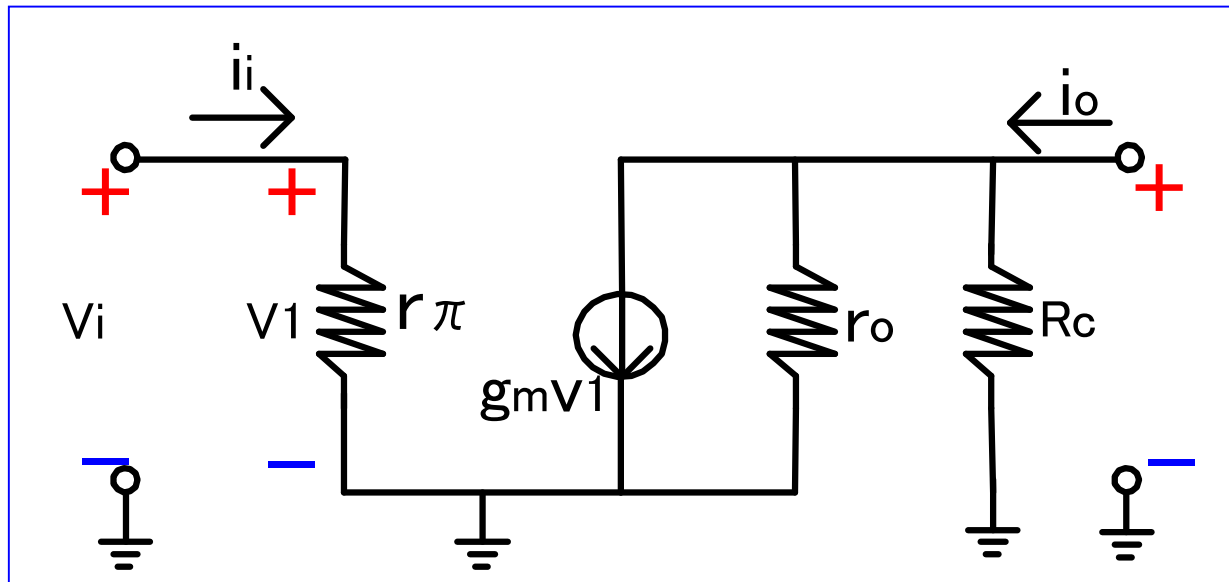
V_i : 大の場合、TRS: 飽和領域で動作

$$V_o = V_{CE(sat)}$$

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_{CE(sat)}}{R_c}$$

エミッタ接地回路の V_i に対する
出力電圧とベース電流特性

エミッタ接地回路の特性



$r_b \ll r_\pi$ より r_b を無視

小信号等価回路

エミッタ接地アンプの特性

上図にエミッタ接地アンプの等価回路を示す。

(1) 入力抵抗

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m}$$

(2) トランスコンダクタンス

$$G_m = \frac{i_o}{v_i} \Big|_{v_o=0} = g_m$$

(3) 出力抵抗

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} \Big|_{v_i=0} = R_c \parallel r_o$$

Intrinsic Gain = - V_A / V_T

- バイアス電流に依存しない
- npn, pnp に依存しない
- Si BJT, SiGe HBT, GaAs HBT でも同じ

(4) 電圧ゲイン

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} \Big|_{i_o=0} = -g_m (r_o \parallel R_c)$$

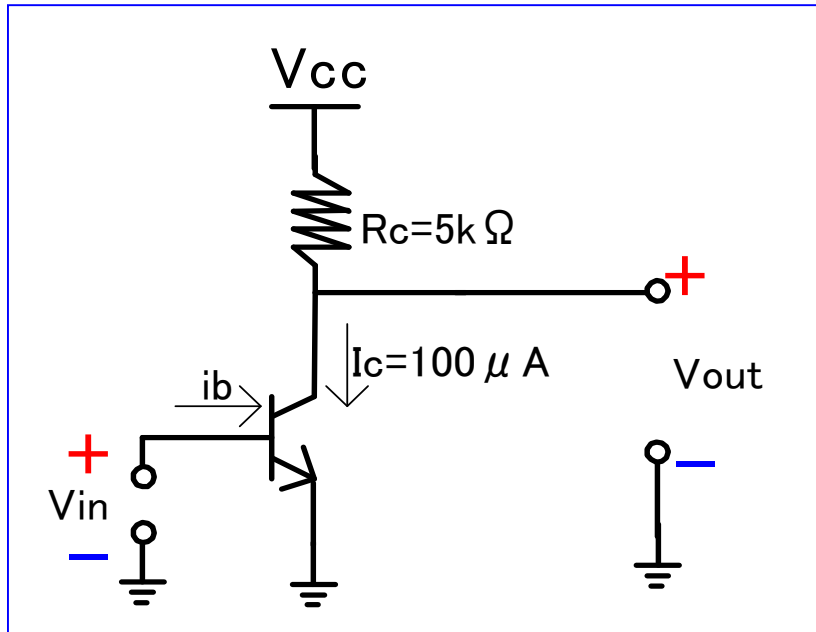
R_c が十分大きいとき、 a_v は、

$$\lim_{R_c \rightarrow \infty} a_v = -g_m r_o = -\frac{I_c}{V_T} \frac{V_A}{I_c} = -\frac{V_A}{V_T} = -\frac{1}{\eta}$$

短絡回路電流ゲイン a_i は、

$$a_i = \frac{i_o}{i_i} \Big|_{r_o=0} = \frac{G_m v_i}{\frac{v_i}{R_i}} = g_m r_\pi = \beta_0$$

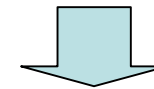
例題



(a)増幅回路例

(a)図のエミッタ接地増幅器の入力抵抗,出力抵抗,電圧ゲインおよび電流ゲインを求めよう。

$I_c = 100 \mu A$, $\beta_o = 100$, $r_b = 0$, $r_o = \infty$ とする。



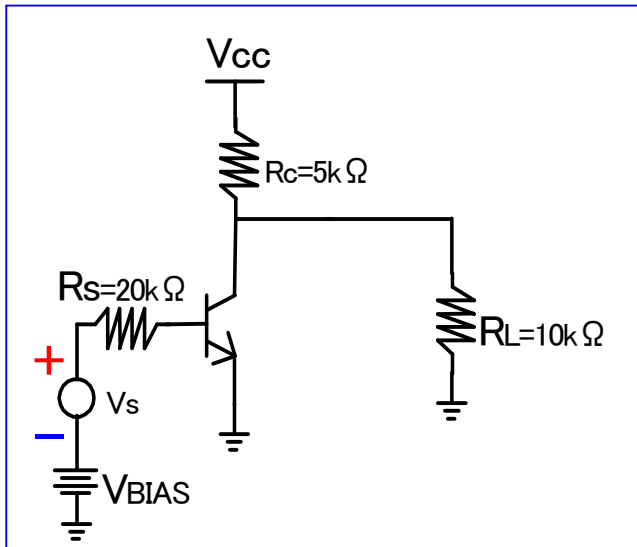
$$R_i = r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} \cong \frac{100(26mV)}{100\mu A} = 26k\Omega$$

$$R_o = R_c = 5k\Omega$$

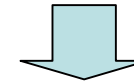
$$a_v = -g_m R_c \cong -\left(\frac{100\mu A}{26mV}\right)(5k\Omega) \cong -19.2$$

$$a_i = \beta_o = 100$$

例題



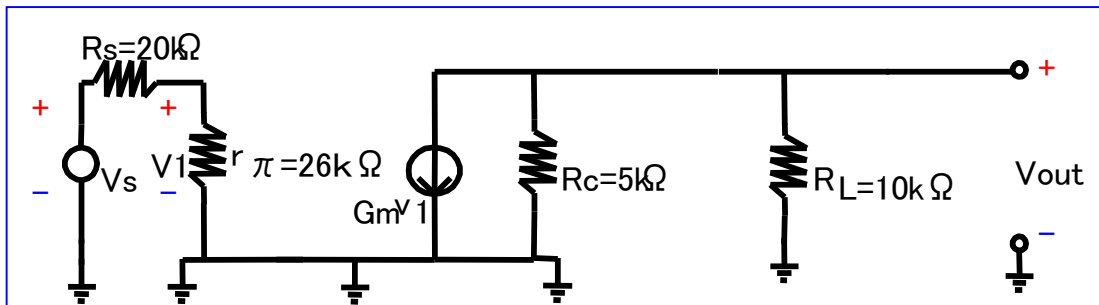
左図回路の電圧ゲインを計算する。VBIASは直流コレクタ電流が $100\mu\text{A}$ となるように調整するものとする。



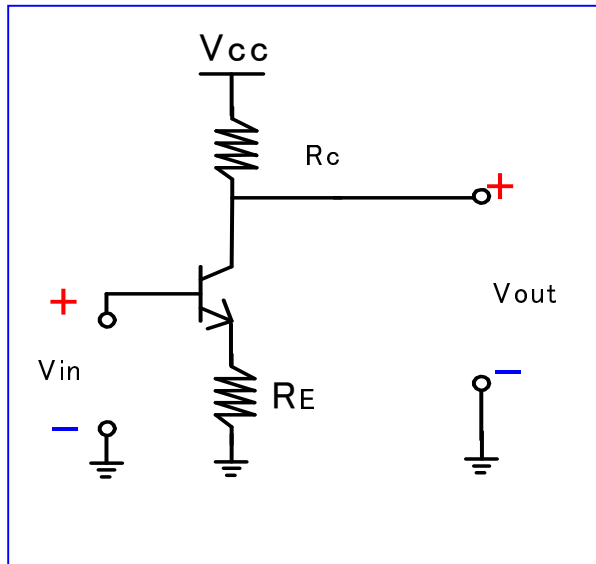
$$V_1 = V_s \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)$$

$$V_o = -G_m V_1 (R_o \parallel R_L) = -G_m \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right) (R_o \parallel R_L) V_s$$

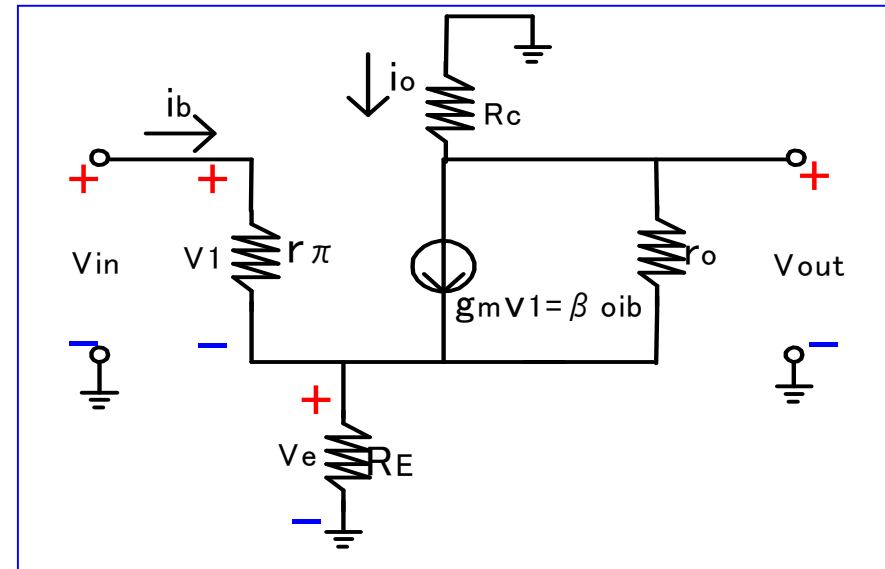
$$\frac{V_o}{V_s} = - \left(\frac{1}{260\Omega} \right) \left(\frac{26k\Omega}{26k\Omega + 20k\Omega} \right) \left[\frac{(10k\Omega)(5k\Omega)}{10k\Omega + 5k\Omega} \right] \cong -7.25$$



エミッタ帰還エミッタ接地増幅器(1)



(a)エミッタ帰還エミッタ接地増幅器



(b)エミッタ帰還CE増幅器の小信号等価回路

エミッタ抵抗(デジェネレーション抵抗)を有するエミッタ接地アンプ

上図(a)に示す回路は、MOSの場合と同様、トランスコンダクタンスが低下するが、入出力抵抗が増大する。また、低歪回路として利用される。

入力抵抗

上図(b)の小信号等価モデルを使って、キルヒホフの電流則を適用すると、入力抵抗は以下のように解析できる。

$$\begin{cases} \frac{v_e}{R_E} + \frac{v_e + i_o R_c}{r_o} = (\beta_o + 1) i_b \\ i_o + \frac{v_e + i_o R_c}{r_o} = \beta_o i_b \\ i_b = \frac{v_i - v_e}{r_\pi} \end{cases}$$

$$\therefore v_e = i_b \left(\frac{1 + (\beta_o + 1) \frac{r_o}{R_c}}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_E} + \frac{r_o}{R_c R_E}} \right)$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_b} = r_\pi + (\beta_o + 1) R_E \left(\frac{r_o + \frac{R_c}{\beta_o + 1}}{r_o + R_c + R_E} \right)$$

$r_o \gg R_c$, $r_o \gg R_E$ ならば, 入力抵抗は

$$R_i \cong r_\pi + (\beta_o + 1) R_E$$

トランスコンダクタンス

$G_m = \frac{i_o}{v_i}$ では出力を短絡するので、 $R_c = 0$ とする

$$v_e = v_i \cdot \left(\frac{(\beta_o + 1) r_\pi}{\frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_E} + \frac{\beta_o + 1}{r_\pi}} \right)$$

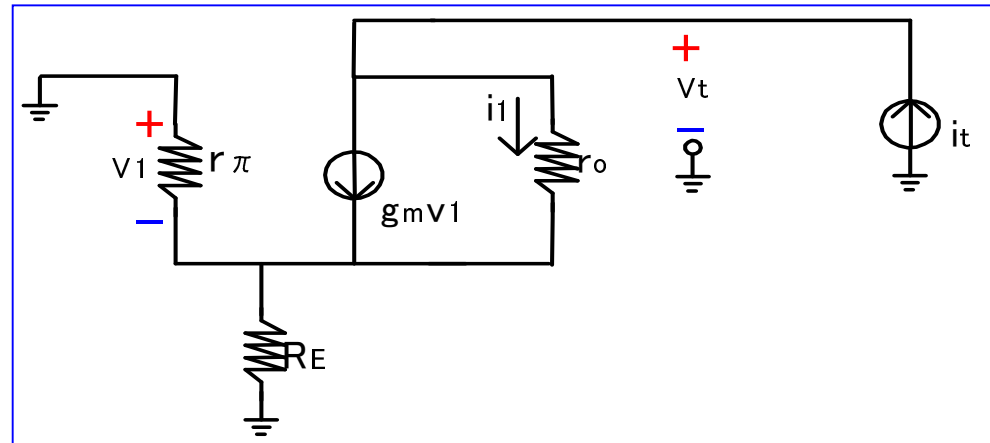
$$\therefore G_m = \frac{i_o}{v_i} = g_m \left(\frac{1 - \frac{R_E}{\beta_o r_o}}{1 + g_m \cdot R_E \left(1 + \frac{1}{\beta_o} + \frac{1}{g_m r_o} \right)} \right)$$

実際多くの場合 $\beta_o \gg 1$, $r_o \gg R_E$

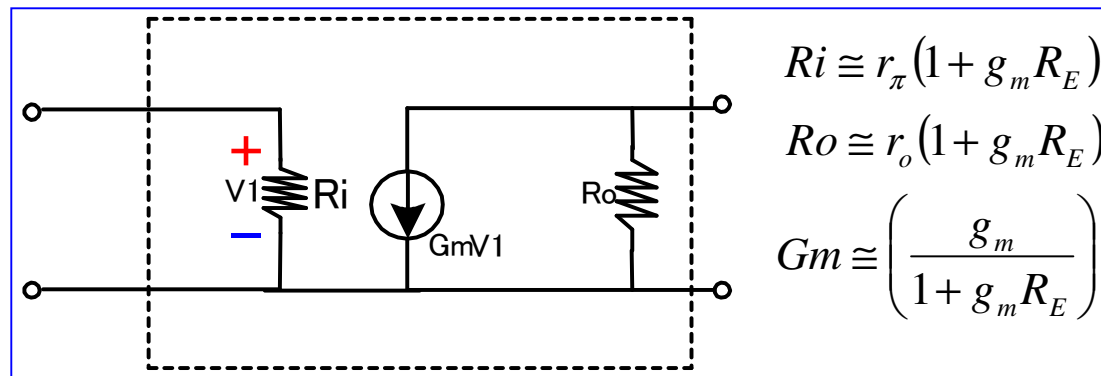
および $g_m r_o \gg 1$ なので

$$G_m \cong \frac{g_m}{1 + g_m \cdot R_E} = \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_E}$$

エミッタ帰還エミッタ接地増幅器(2)



出力抵抗解析用回路



R_C を無視したときのエミッタ帰還CE増幅器の
小信号2ポート等価回路

出力抵抗

$$v_1 = -i_t (r_\pi \parallel R_E)$$

$$i_1 = i_t - g_m v_1 = i_t + i_t g_m (r_\pi \parallel R_E)$$

$$v_t = -v_1 + i_1 r_o = i_t (r_\pi \parallel R_E) + i_t r_o (1 + g_m (r_\pi \parallel R_E))$$

$$\therefore R_o = \frac{v_t}{i_t} = (r_\pi \parallel R_E) + r_o (1 + g_m (r_\pi \parallel R_E))$$

$(r_\pi \parallel R_E) \ll r_o (1 + g_m (r_\pi \parallel R_E))$ なるので

$$R_o \cong r_o \left(1 + g_m \frac{r_\pi R_E}{r_\pi + R_E} \right) = r_o \left(1 + \frac{g_m R_E}{1 + \frac{R_E}{r_\pi}} \right) = r_o \left(1 + \frac{g_m R_E}{1 + \frac{g_m R_E}{\beta_o}} \right)$$

$g_m R_E \ll \beta_o$ なら、

$$R_o \cong r_o (1 + g_m R_E)$$

出力抵抗が
(1 + gm・Re)倍になる

$g_m R_E \gg \beta_o$ なら、

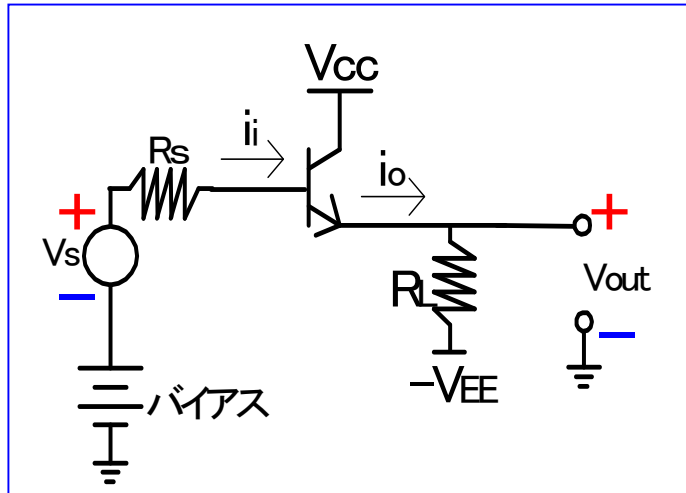
$$R_o \cong r_o (1 + \beta_o)$$

$R_E \rightarrow \infty$ でも β_o が有限なら
出力抵抗は有限値

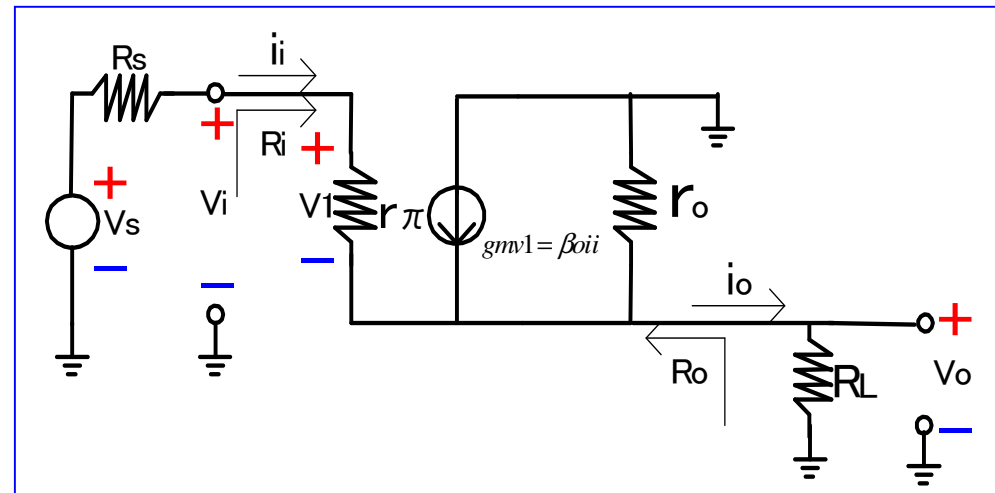
1. 基礎
2. ソース接地回路
3. ソースフォロア
4. ゲート接地回路
5. エミッタ接地回路
6. エミッタフォロア
7. ベース接地回路
8. 付録
 8. 1 ゲート接地回路の等価モデル
 8. 2 ベース接地回路の等価モデル



コレクタ接地回路(エミッタフォロワ)



(a)コレクタ接地回路構成



(b) 小信号等価回路

入力信号は、ベース

出力信号は、エミッタ

エミッタフォロア(コレクタ接地アンプ)

上図(a)(b)に示すコレクタ接地回路は、一般にはエミッタフォロアと呼ばれ、電圧ゲインは1以下だが電力アンプとして使用される。

電圧ゲイン

上図(b)の小信号等価モデルを適用すると、ゲインは以下のように解析できる。キルヒホフの電流則より、

$$\frac{v_s - v_o}{R_s + r_\pi} + \beta_o \left(\frac{v_s - v_o}{R_s + r_\pi} \right) - \frac{v_o}{RL} - \frac{v_o}{r_o} = 0$$

$$\therefore \frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{1 + \frac{R_s + r_\pi}{(\beta_o + 1)(RL \parallel r_o)}}$$

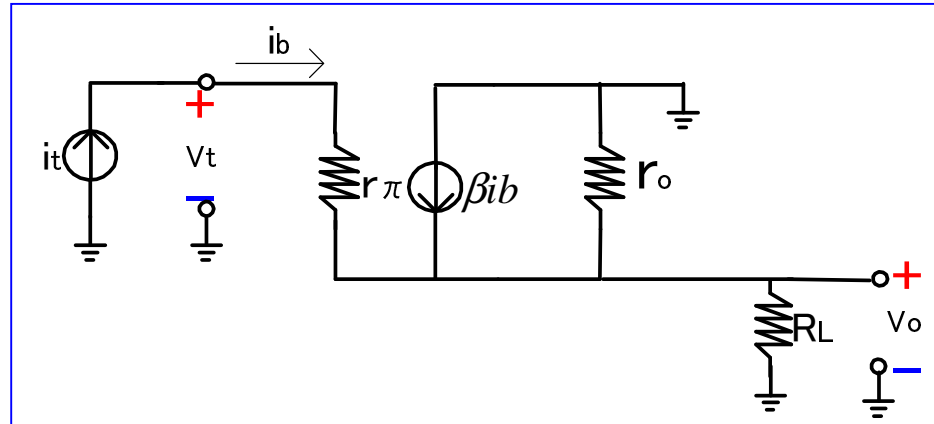
$\beta_o (RL \parallel r_o) \gg (R_s + r_\pi)$ なら、

$$\frac{v_o}{v_s} \approx 1$$

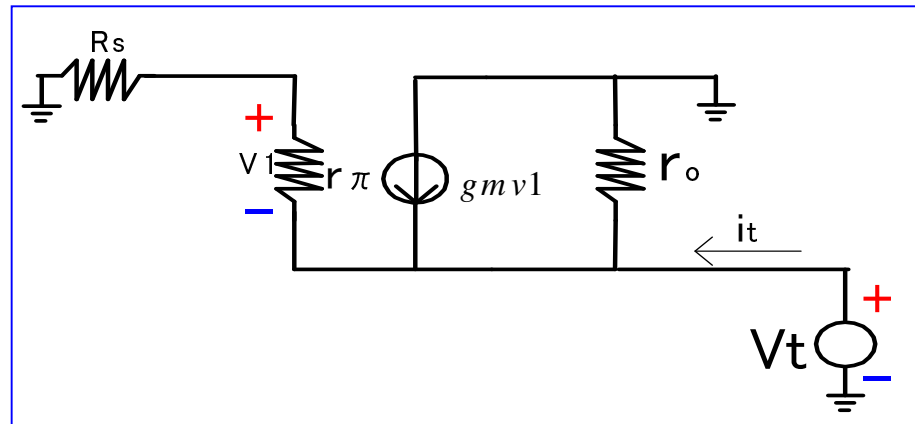
$r_\pi \gg R_s, \beta_o \gg 1, r_o \gg RL$ のとき、

$$\frac{v_o}{v_s} \cong \frac{gmRL}{1 + gmRL} = \frac{RL}{\frac{1}{gm} + RL}$$

エミッタフォロワの入出力抵抗



(a)エミッタフォロワの入力抵抗を計算するための回路



(b)エミッタフォロワの出力抵抗を計算するための回路

エミッタフォロア(コレクタ接地アンプ)

上図(a)(b)に入力抵抗および出力抵抗を計算するための等価回路を示す

入力抵抗

キルヒホフの電流則より、 $i_b = i_t$ と置くと

$$\begin{cases} \frac{v_o}{R_L} + \frac{v_o}{r_o} = i_t + \beta_o i_t \\ v_t = i_t r_\pi + v_o = i_t r_\pi + \frac{i_t + \beta_o i_t}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_o}} \end{cases}$$

$$\therefore R_i = \frac{v_t}{i_t} = r_\pi + (\beta_o + 1)(R_L \parallel r_o)$$

$$\approx \beta_o \cdot \left(\frac{1}{g_m} + R_L \right)$$

ベース側から見た抵抗値が、エミッタと小信号接地点間に接続された微分抵抗値を $(\beta_o + 1)$ 倍したものに r_π を加えた値に等しい。

出力抵抗

$$\begin{cases} v_1 = -v_t \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} \right) \\ i_t = \frac{v_t}{r_\pi + R_S} + \frac{v_t}{r_o} + g_m v_t \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} \right) \end{cases}$$

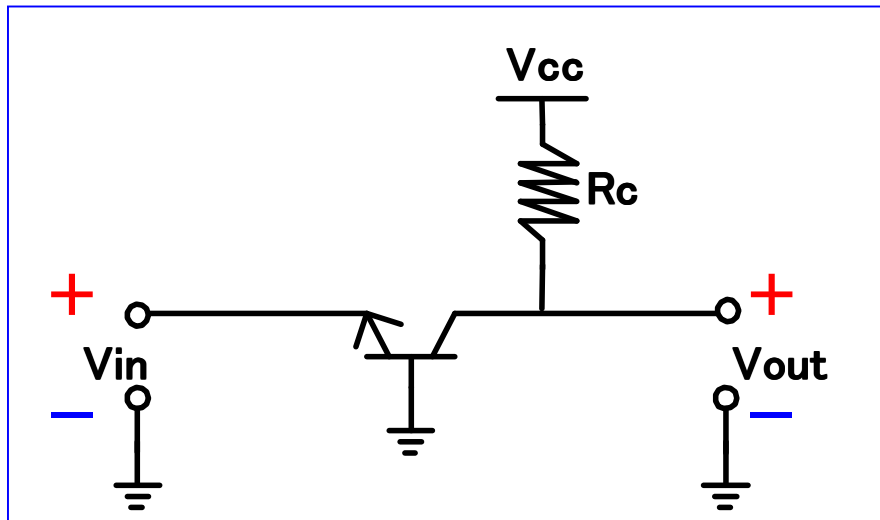
$$\therefore R_o = \frac{v_t}{i_t} = \left(\frac{r_\pi + R_S}{\beta_o + 1} \right) \parallel r_o$$

$$\beta_o \gg 1, r_o \gg \left(\frac{1}{g_m} \right) + \frac{R_S}{(\beta_o + 1)} \text{ のとき}$$

$$R_o \cong \frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{(\beta_o + 1)}$$

1. 基礎
2. ソース接地回路
3. ソースフォロア
4. ゲート接地回路
5. エミッタ接地回路
6. エミッタフォロア
7. ベース接地回路
8. 付録
 8. 1 ゲート接地回路の等価モデル
 8. 2 ベース接地回路の等価モデル

ベース接地回路

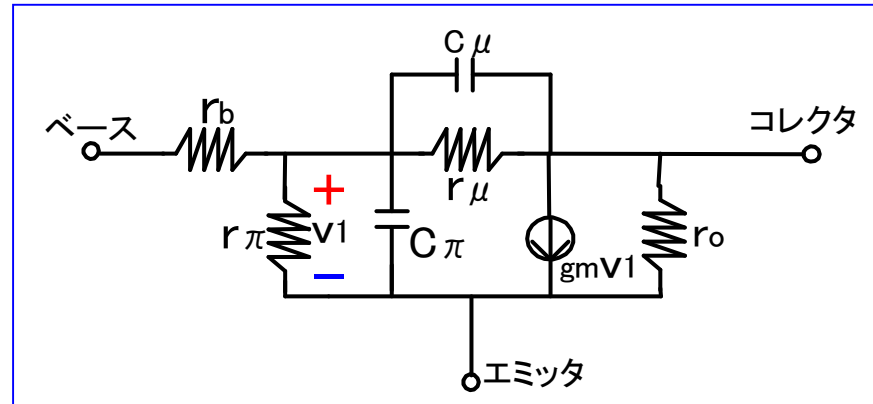


典型的ベース接地増幅器

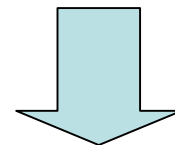
入力信号は、エミッタ

出力信号は、コレクタ

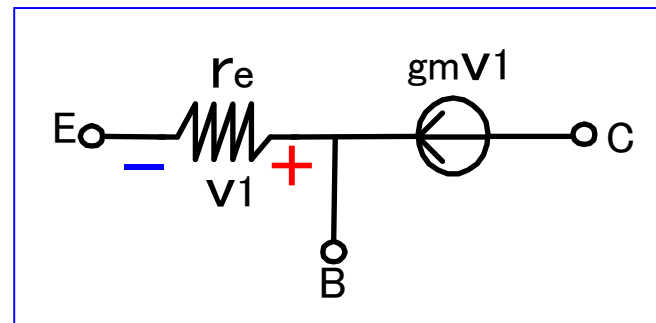
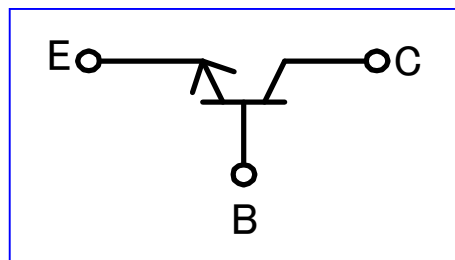
ベース接地回路の小信号モデル



(a) 低周波ハイブリッドπ型モデル



ハイブリッドπ型モデルから
T型モデルへの変換(付録参照)

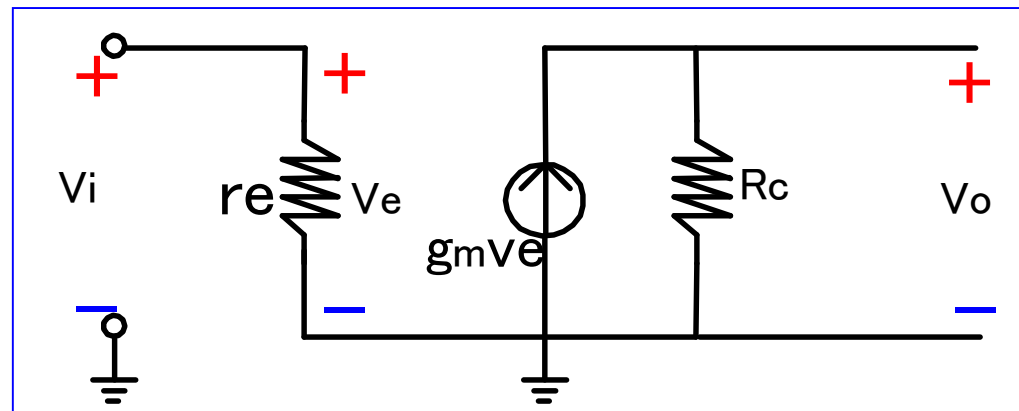


$$r_e = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} = \frac{1}{g_m \left(1 + \frac{1}{\beta_o}\right)} = \frac{\alpha_o}{g_m}$$

(b) 低周波T型モデル

r_o, r_μ および電荷蓄積素子を無視している。

ベース接地回路の特性解析



ベース接地段の小信号等価回路

r_o, r_b, r_μ は無視できるものとした。

ベース接地アンプ

上図に r_o 、 r_b 、 r_u を無視した場合の等価回路を示す。

- (1) トランスコンダクタンス
 G_m は次式のようになる。

$$G_m = g_m$$

- (2) 入力抵抗
入力抵抗は次式のように、**エミッタフォロア**の出力抵抗と同じで、かなり小さい。

$$R_i = r_e$$

$1/g_m$ を 50Ω にすることにより、同軸ケーブルとの整合がとれ、効率よく増幅できる。

- (3) 出力抵抗

$$R_o = R_c$$

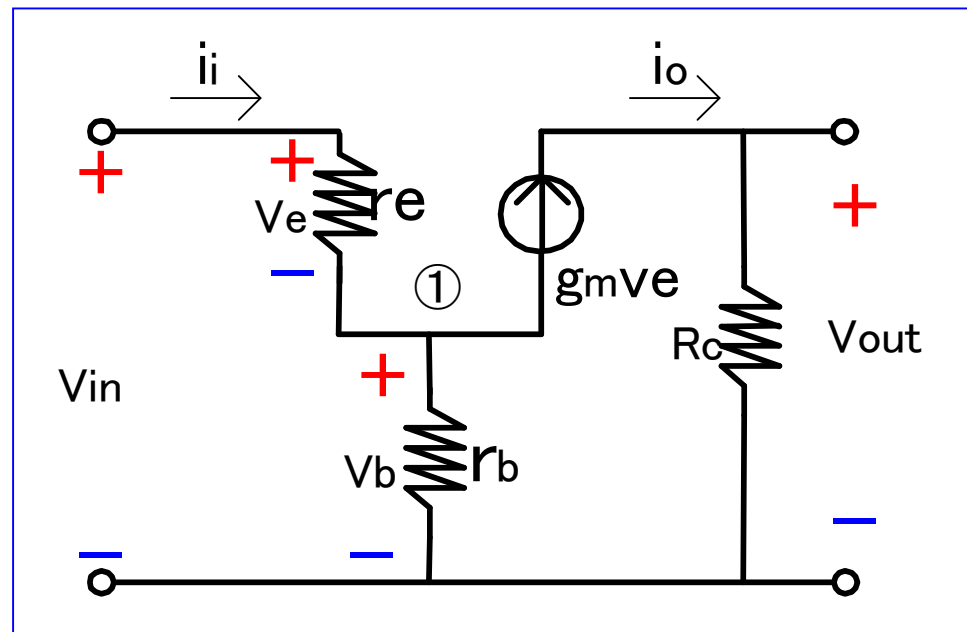
- (4) 開放回路電圧ゲイン

$$a_v = G_m R_o = g_m R_c$$

- (5) 短絡回路電流ゲイン

$$a_i = G_m R_i = g_m r_e = \alpha_0$$

Rbの影響を考慮した ベース接地小信号モデル



rbを考慮したベース接地アンプ

上図にrbを考慮したベース接地アンプの等価回路を示す。

(1) トランスコンダクタンス

$$G_m = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{v_o = 0} = g_m \left(\frac{v_e}{v_{in}} \right)$$

キルヒホフの法則より、

$$\left\{ \begin{array}{l} g_m v_e + \frac{v_b}{r_b} - \frac{v_e}{r_e} = 0 \\ v_i = v_e + v_b \end{array} \right.$$

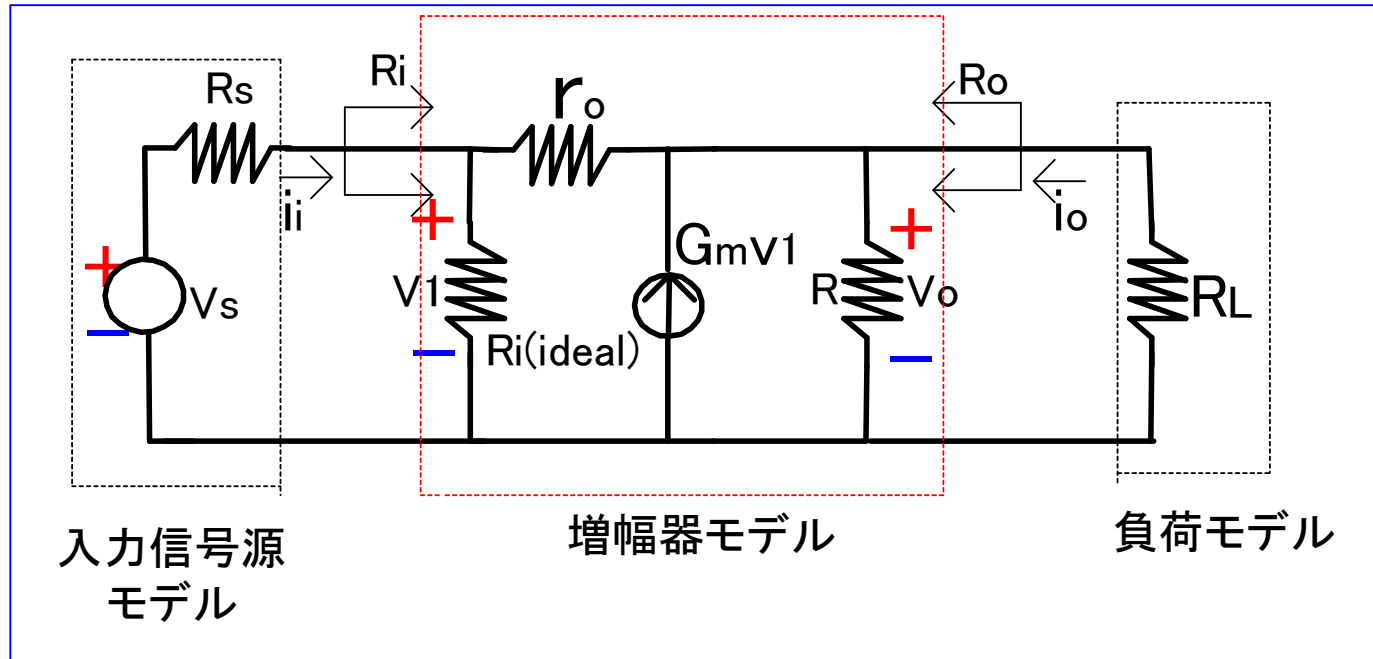
$$\therefore \frac{v_i}{v_e} = 1 + \frac{g_m}{\beta_o} r_b = 1 + \frac{r_b}{r_\pi}$$

$$\therefore G_m = \frac{g_m}{1 + \frac{r_b}{r_\pi}}$$

(2) 入力抵抗

$$\begin{aligned} R_i &= \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{v_e / r_e} = r_e \left(\frac{v_i}{v_e} \right) \\ &= r_e \left(1 + \frac{r_b}{r_\pi} \right) = \frac{\alpha_o}{g_m} \left(1 + \frac{r_b}{r_\pi} \right) \end{aligned}$$

roの影響を考慮したベース接地小信号モデル



roを考慮したベース接地アンプ

上図にroを考慮したベース接地アンプの等価回路を示す。
ここで、 $R = R_d$ である。

- (1) 入力抵抗
キルヒホフの電流則を使うと

$$\left\{ \begin{array}{l} i_t = \frac{v_t}{R_{i(ideal)}} + \frac{v_t - v_o}{r_o} \\ \frac{v_o}{R \parallel R_L} + \frac{v_o - v_t}{r_o} = G_m \cdot v_t \end{array} \right.$$

$$\therefore \frac{i_t}{v_t} = \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o} \left(1 - \frac{G_m + \frac{1}{r_o}}{\frac{1}{R \parallel R_L} + \frac{1}{r_o}} \right)$$

$$\therefore R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_o + R \parallel R_L}{1 - G_m(R \parallel R_L) + \frac{r_o + R \parallel R_L}{R_{i(ideal)}}}$$

ベース接地アンプでは

$$\left\{ \begin{array}{l} G_m = g_m \\ R_{i(ideal)} = r_e = \frac{\alpha_o}{g_m} \\ R = R_C \end{array} \right.$$

$$\therefore R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_o + R_C \parallel R_L}{1 + \frac{g_m(R_C \parallel R_L)}{\beta_o} + \frac{g_m r_o}{\alpha_o}}$$

$$= \frac{r_o + R_C \parallel R_L}{1 + \frac{g_m}{\beta_o} (R_C \parallel R_L + (\beta_o + 1)r_o)}$$

$(\beta_o + 1)r_o \gg R_C \parallel R_L$ のときは

$$R_i \doteq \frac{r_o + R_C \parallel R_L}{1 + \frac{g_m r_o}{\alpha_o}}$$

$g_m r_o \gg \alpha_o$ のときは

$$R_i \doteq \frac{\alpha_o}{g_m} + \frac{\alpha_o(R_C \parallel R_L)}{g_m r_o} = r_e + \frac{\alpha_o(R_C \parallel R_L)}{g_m r_o} \approx r_e$$

(2) 出力抵抗

出力抵抗は、次のステップで計算する。

$$V_s = 0 \text{ のときの } R_o = \frac{V_o}{i_o} \text{ である。}$$

STEP 1 : $R \rightarrow \infty$ の場合を計算

STEP 2 : R と step 1 の結果と並列接続

キルヒホフの電流則から

$$\begin{cases} \dot{i}_t = -G_m v_1 + \frac{v_t - v_1}{r_o} \\ \frac{v_1}{R_s} + \frac{v_1}{R_{i(ideal)}} + \frac{v_1 - v_t}{r_o} = 0 \end{cases}$$

$$\therefore \frac{\dot{i}_t}{v_t} = \frac{1}{r_o} - \frac{1}{r_o} \left(\frac{G_m + \frac{1}{r_o}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o}} \right)$$

$$\therefore \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_o \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o} \right)}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} - G_m}$$

したがって、

$$R_o = R \parallel \left(\frac{v_t}{i_t} \right) = R \parallel \left(\frac{r_o \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} + \frac{1}{r_o} \right)}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{i(ideal)}} - G_m} \right)$$

ベース接地アンプでは

$$\begin{cases} G_m = g_m \\ R_{i(ideal)} = r_e = \frac{\alpha_o}{g_m} \end{cases}$$

$$R_o = R \parallel \left(\frac{r_o + R_s \left(1 + \frac{g_m r_o}{\alpha_o} \right)}{1 + \frac{R_s}{r_\pi}} \right)$$

入力が理想電圧源 $R_s=0 \Rightarrow R_o = R \parallel r_o$

入力が理想電流源 $R_s \rightarrow \infty \Rightarrow R_o = R \parallel \left[\left(\frac{1 + g_m r_o}{\alpha_o} \right) r_\pi \right]$

$R_s \ll r_\pi$ のとき $\Rightarrow R_o \cong R \parallel \left[r_o + R_s \left(\frac{1 + g_m r_o}{\alpha_o} \right) \right]$

$g_m r_o \gg \alpha_o$ で $g_m R_s \gg \alpha_o$ のとき $\Rightarrow R_o \cong R \parallel \left(\frac{g_m r_o}{\alpha_o} R_s \right)$



エミッタ接地とベース接地の比較

エミッタ接地

ベース接地

入力抵抗

$$\frac{\beta_o}{g_m}$$

$$r_e = \frac{1}{g_m \left(1 + \frac{1}{\beta_o} \right)}$$

ベース接地の方が $(\beta_o + 1)$ の割合だけ小さい

電流ゲイン

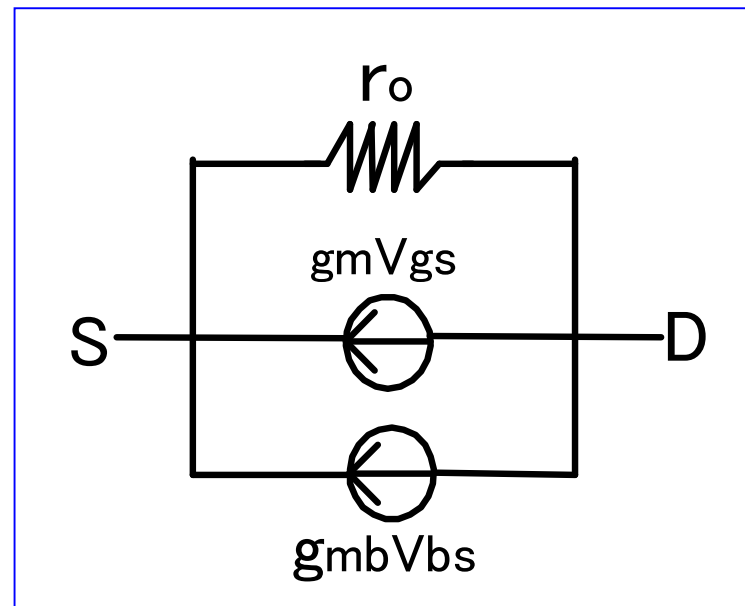
$$\beta_o$$

$$g_m r_e = \frac{\beta_o}{1 + \beta_o}$$

ベース接地の方が $(\beta_o + 1)$ の割合だけ小さい

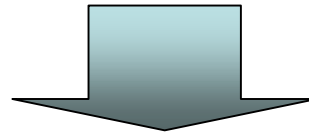
1. 基礎
2. ソース接地回路
3. ソースフォロア
4. ゲート接地回路
5. エミッタ接地回路
6. エミッタフォロア
7. ベース接地回路
8. 付録
 8. 1 ゲート接地回路の等価モデル
 8. 2 ベース接地回路の等価モデル

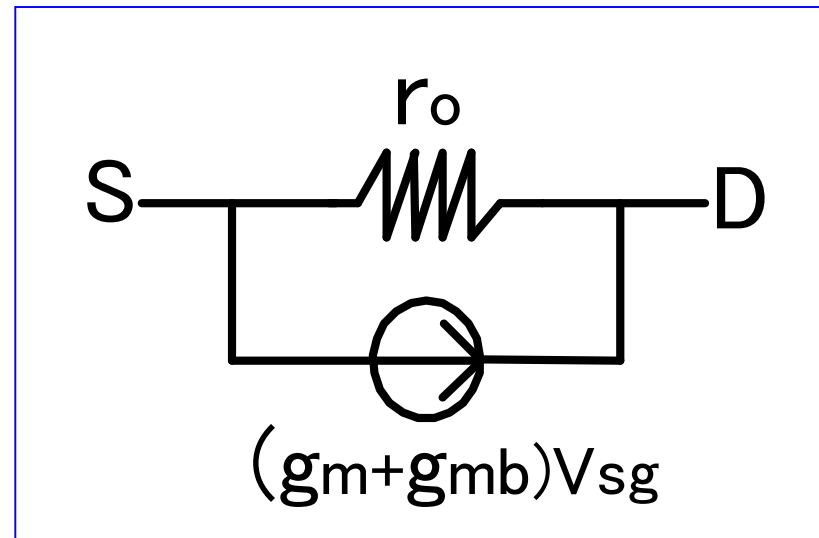




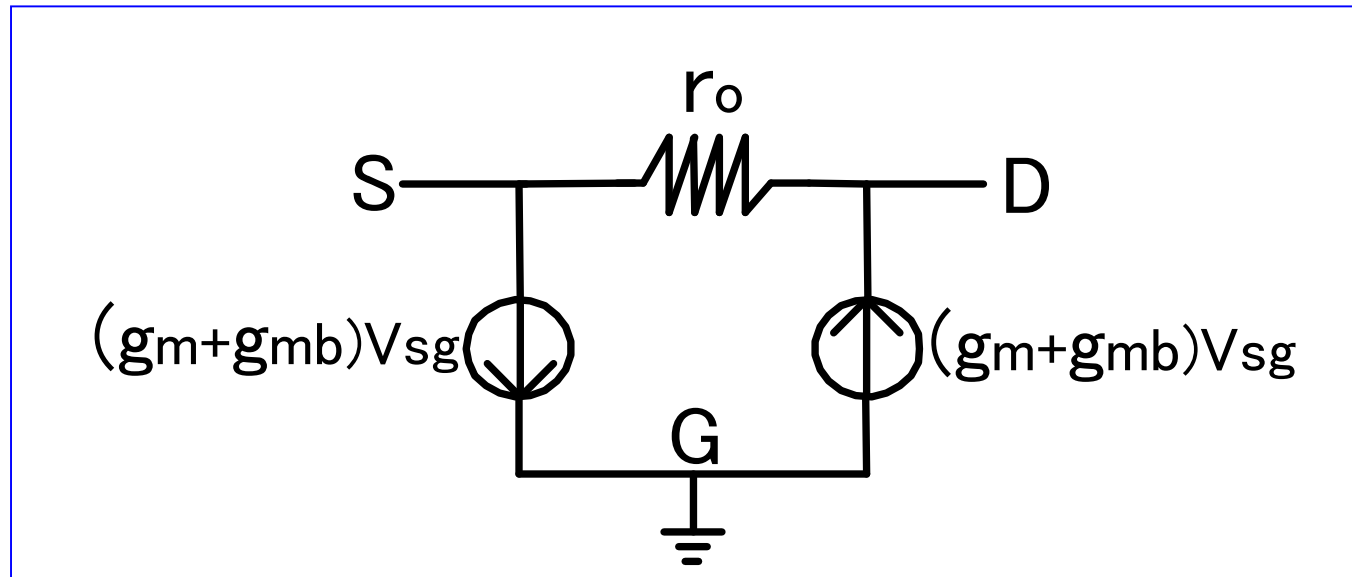
(a)低周波ハイブリッドπ型モデル

ハイブリッドπ型モデルから
T型モデルへの変換

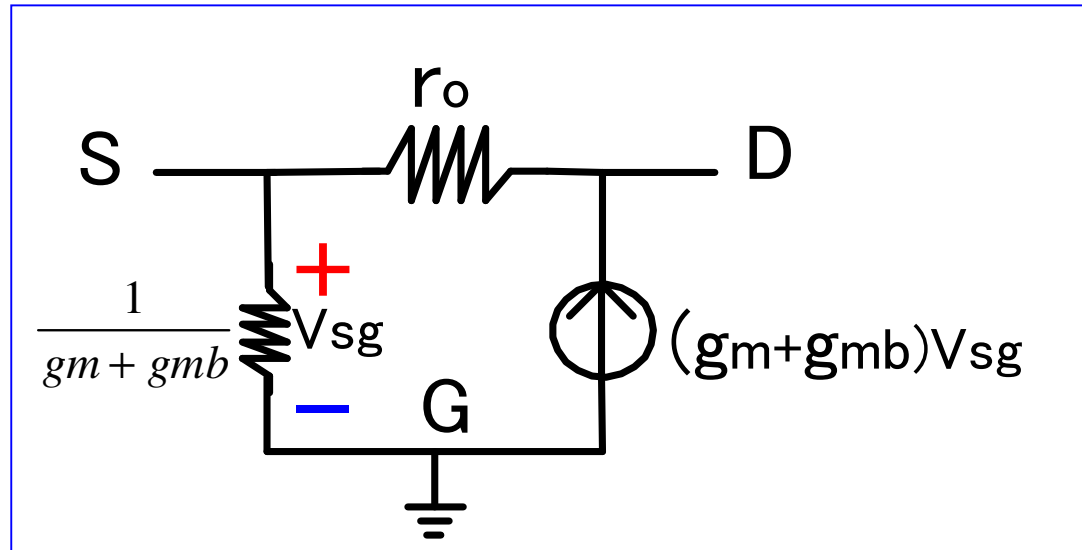




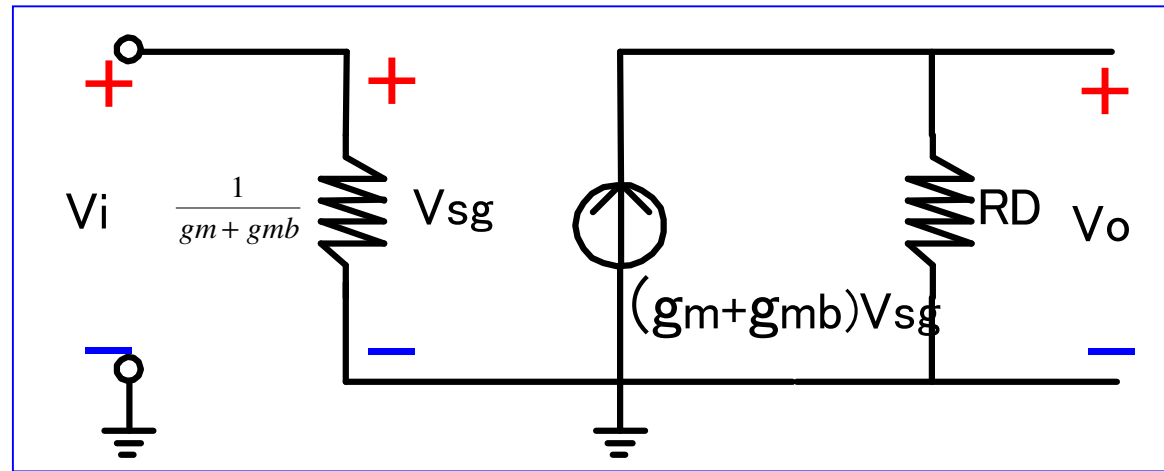
(b)2つの制御電流源をまとめる。



(c) まとめた電流源を2つに変換する。



(d)ソースとゲートの間を電流源を抵抗に変換する。

ro→∞としたときのゲート接地増幅段の小信号等価回路

•トランスコンダクタンス G_m

$$G_m = g_m + g_{mb}$$

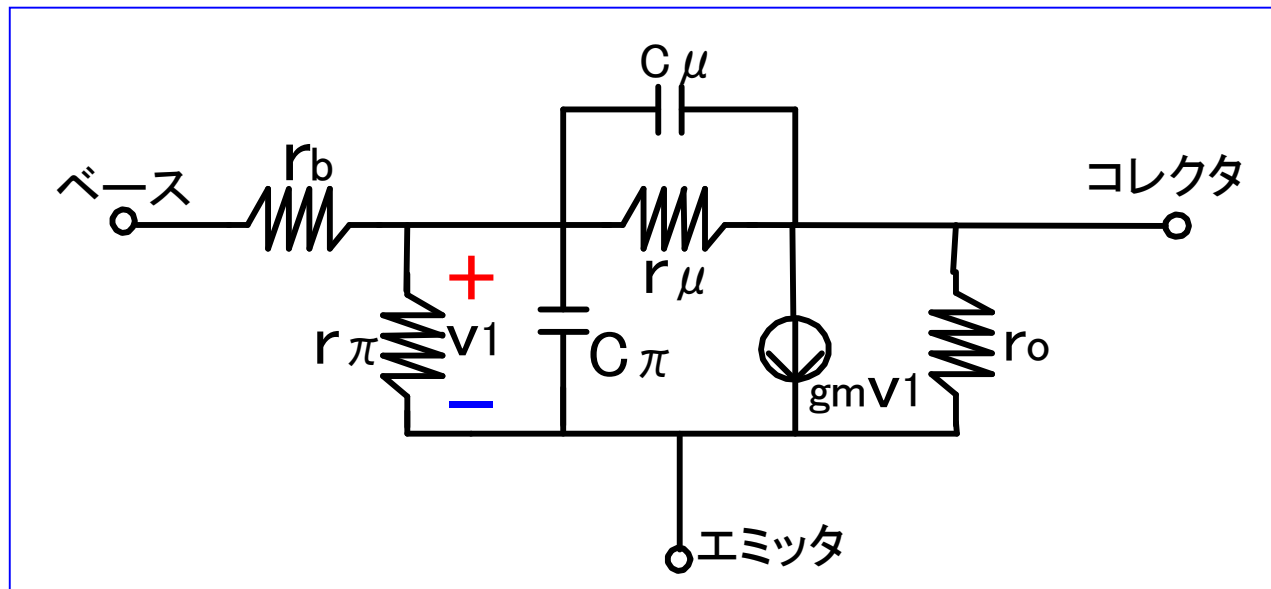
•入力抵抗 R_i

$$R_i = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

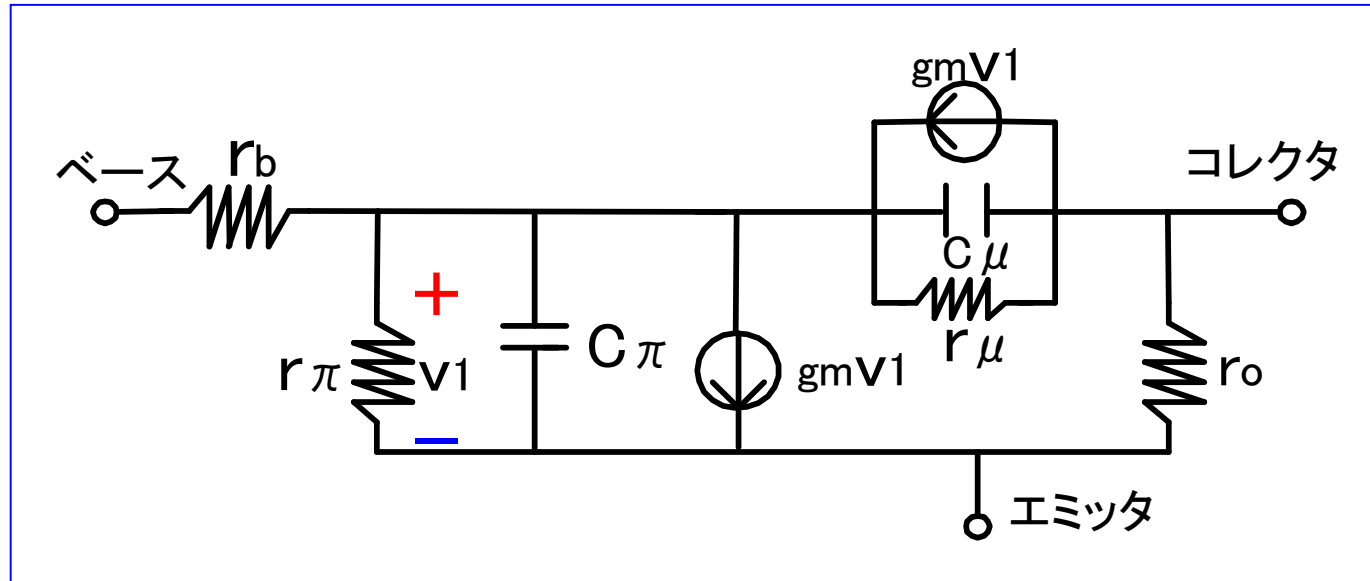
1. 基礎
2. ソース接地回路
3. ソースフォロア
4. ゲート接地回路
5. エミッタ接地回路
6. エミッタフォロア
7. ベース接地回路
8. 付録
 8. 1 ゲート接地回路の等価モデル
 8. 2 ベース接地回路の等価モデル



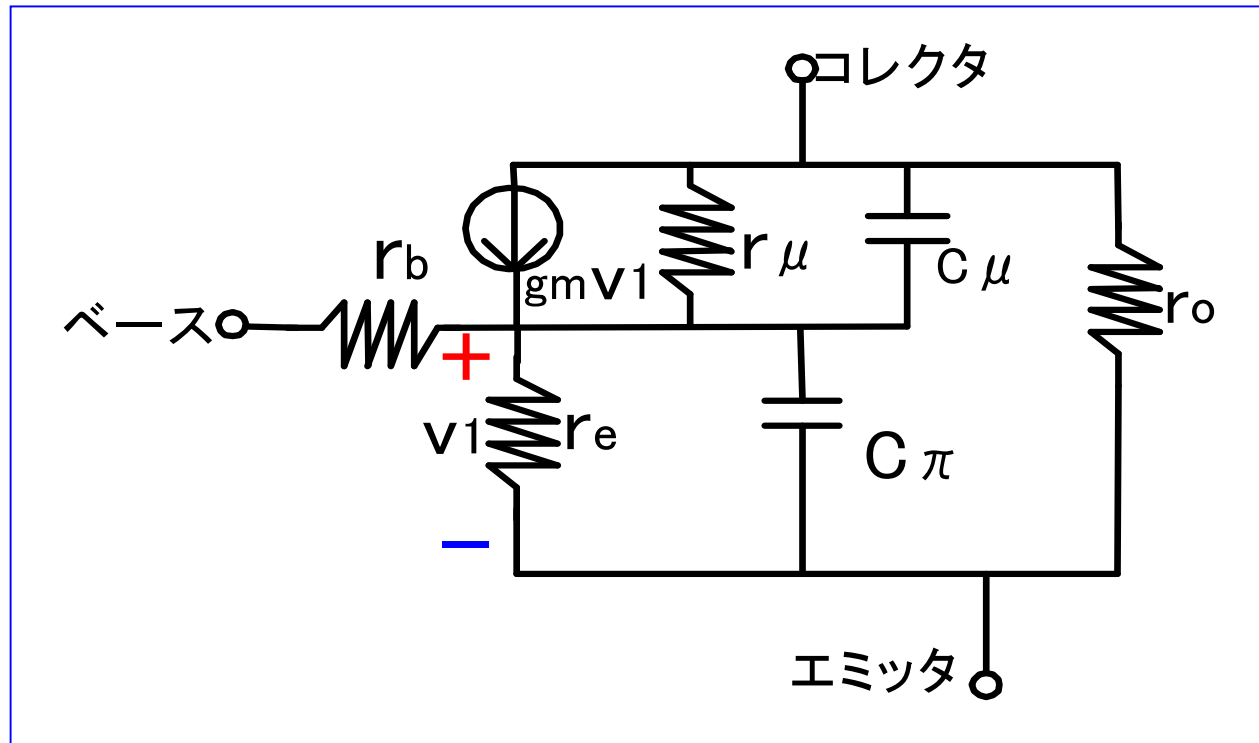
ベース接地回路の小信号モデル



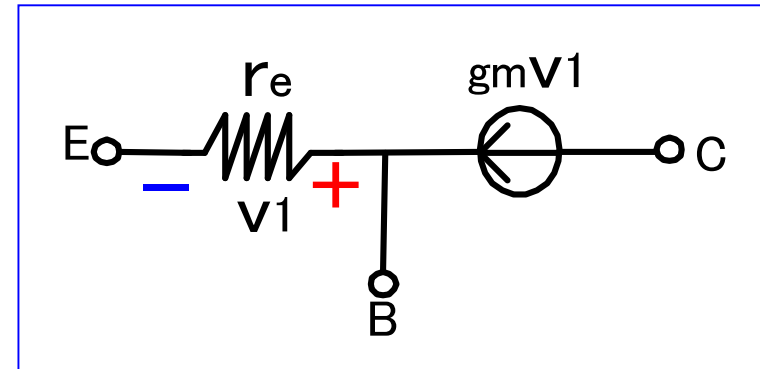
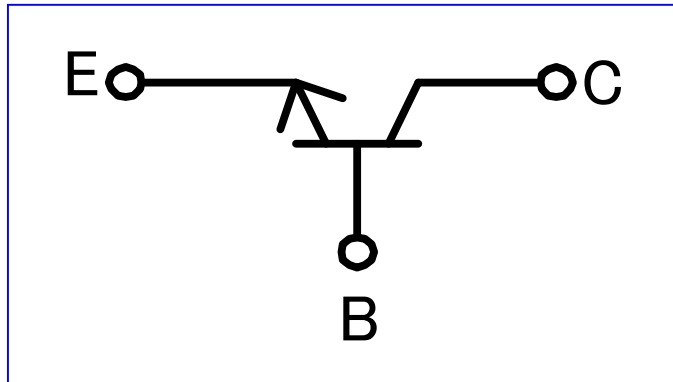
(a) 低周波ハイブリッド π 型モデル



(b)コレクタ電流源 g_m を2つの直列電流源に変換し、
中間点をベースに接続する。
この変換はベース電流に依存しない。



(c) ベースとエミッタ間の電流源を $1/g_m$ 値の抵抗に変換する。



(d)低周波用T型モデル.

r_o, r_μ および電荷蓄積素子を無視している。

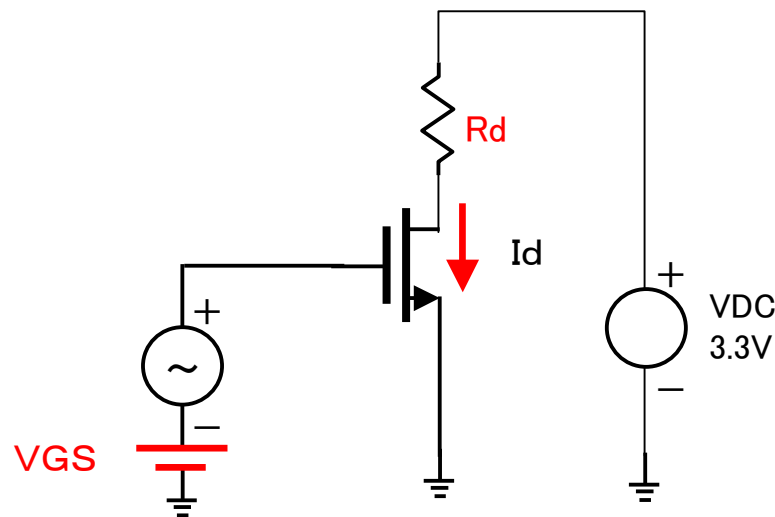
$$r_e = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} = \frac{1}{g_m \left(1 + \frac{1}{\beta_o} \right)} = \frac{\alpha_o}{g_m}$$

演習2-1

以下のNMOSソース接地回路において、 $I_d=1\text{mA}$ 、ゲイン=20dBになるようにバイアス電圧 V_{GS} および R_d を設計しなさい。

ただし、電源電圧=3.3V、 $W/L=100\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ 、 $k' (= \mu C_{ox})=160\mu\text{A}/\text{V}^2$ 、 $V_{th}=0.6\text{V}$ 、チャネル長変調効果は無視。

また、 R_d 、 V_{GS} をそのままにして、 $W/L=200\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ にするとゲインはいくらになるでしょう。



演習2-1 解説

以下のNMOSソース接地回路において、 $I_d=1\text{mA}$ 、ゲイン $=20\text{dB}$ になるようにバイアス電圧 V_{GS} および R_d を設計しなさい。ただし、電源電圧 $=3.3\text{V}$ 、 $W/L=100\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ 、 $k' (= \mu C_{ox})=160\mu\text{A}/\text{V}^2$ 、 $V_{th}=0.6\text{V}$ 、チャネル長変調効果は無視。

また、 R_d 、 V_{GS} をそのままにして、 $W/L=200\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ にするとゲインはいくらになるでしょう。

$$I_d = \frac{1}{2} k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad \text{より、}$$

$$(V_{GS} - V_{TH})^2 = \frac{2 \times 1\text{m}}{160\mu \times 200} = \frac{1}{16}$$

$$\therefore V_{GS} = 0.85\text{V}$$

$$g_m = \frac{2I_d}{V_{GS} - V_{TH}} = \frac{2\text{m}}{0.25} = 8\text{mS}$$

$$g_m R_d = 10 \quad \text{より、} \quad R_d = 1.25\text{k}\Omega$$

$$\frac{W}{L} = \frac{200}{0.5} = 400 \quad \text{にすると、}$$

$$I_d = 2\text{mA}$$

$$g_m = \frac{2I_d}{V_{GS} - V_{TH}} = \frac{4\text{m}}{0.25} = 16\text{mS}$$

$$\therefore g_m R_d = 16 \times 1.25 = 20\text{倍} = 26\text{dB}$$

