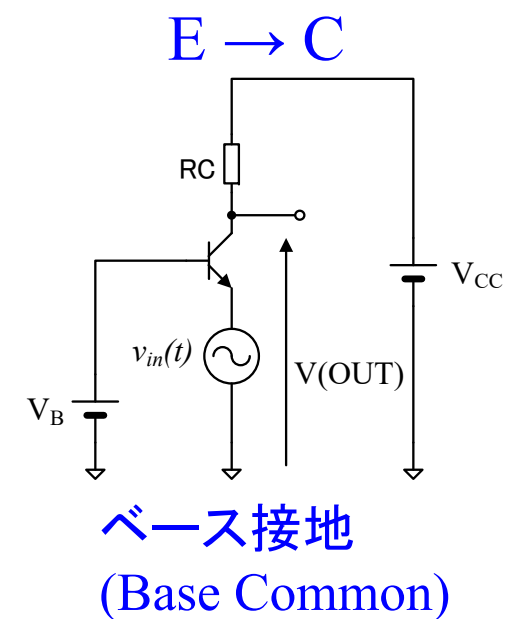
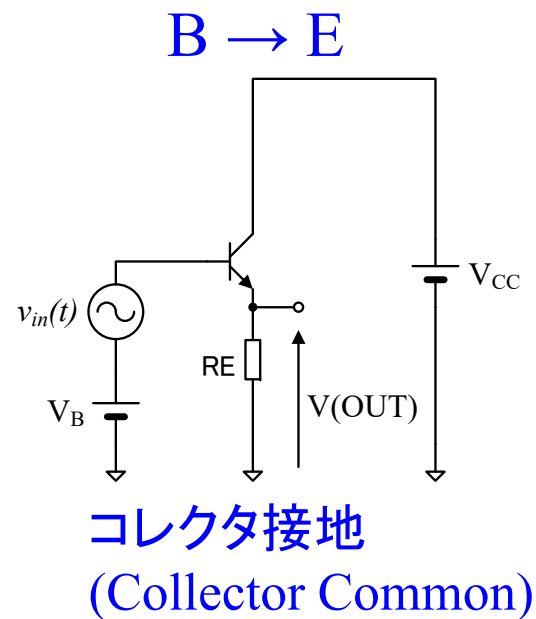
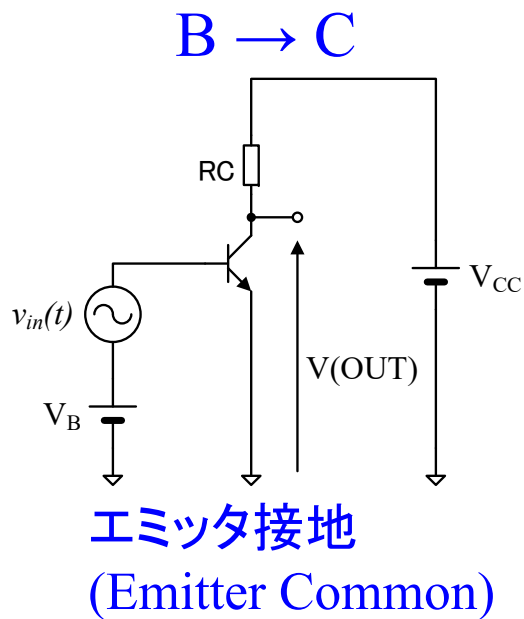


5.2 トランジスタの接地形式

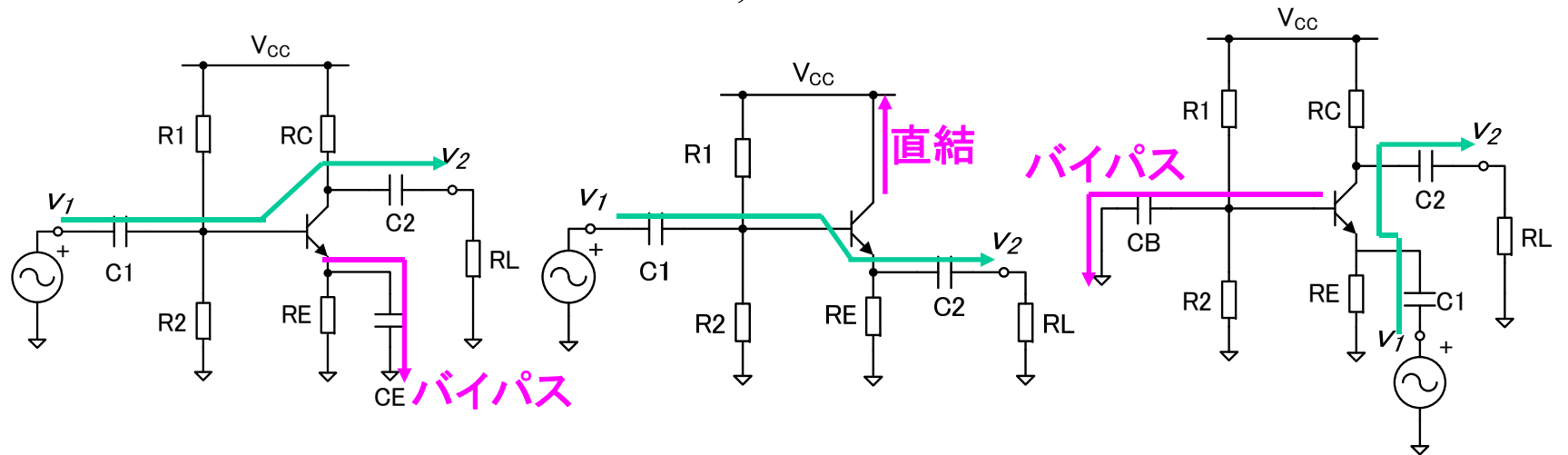
接地形式

名称	ベース	コレクタ	エミッタ
エミッタ接地	入力	出力	GND
コレクタ接地	入力	GND	出力
ベース接地	GND	出力	入力



実際の増幅回路

緑: 信号の流れ, マゼンタ: 接地経路



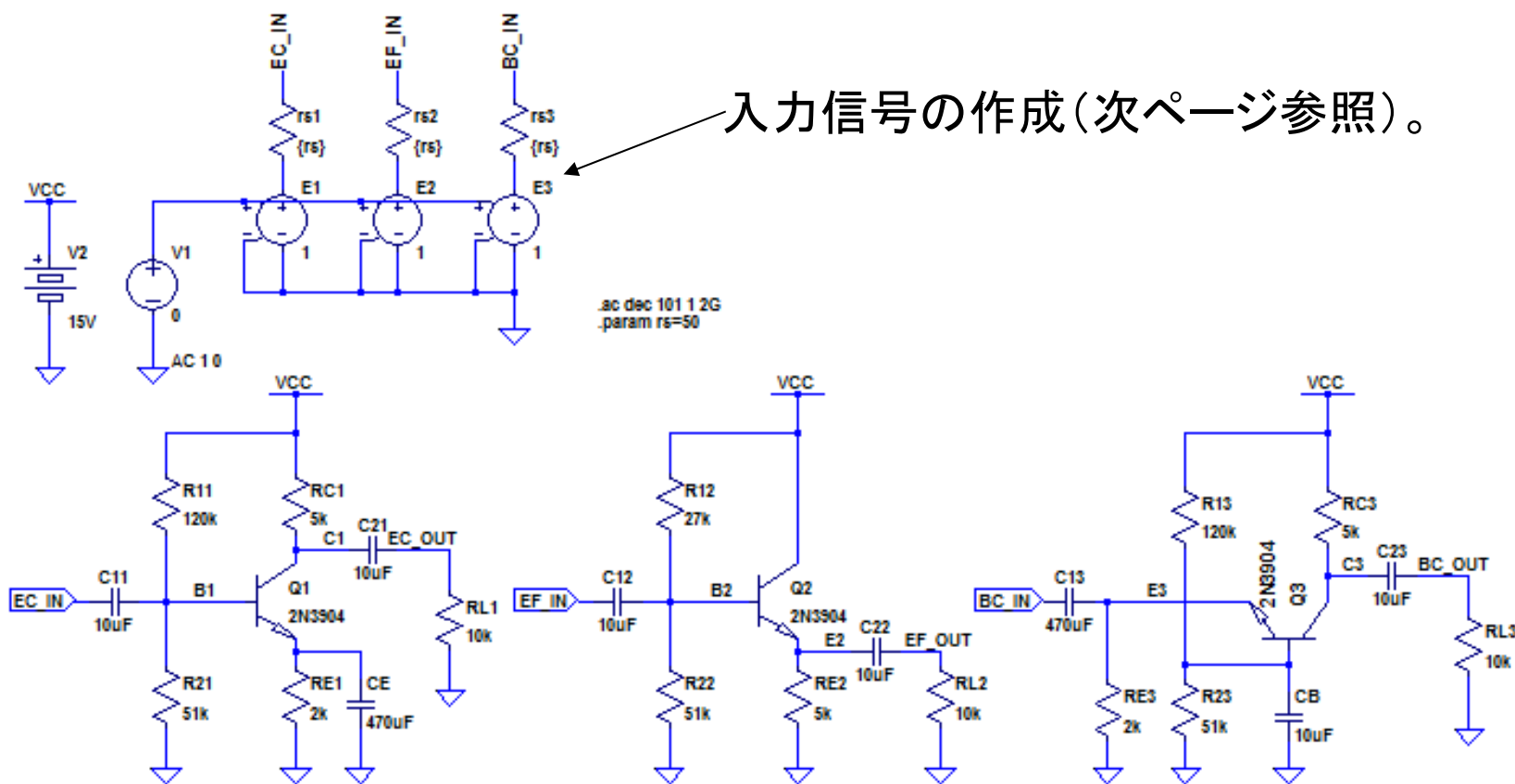
エミッタ接地増幅回路

コレクタ接地増幅回路
(Emitter Followerともいう)

ベース接地増幅回路

直流バイアスはトランジスタの動作に必要なため、接地は交流信号に対してのみ行われる。

各種接地方式のAC解析



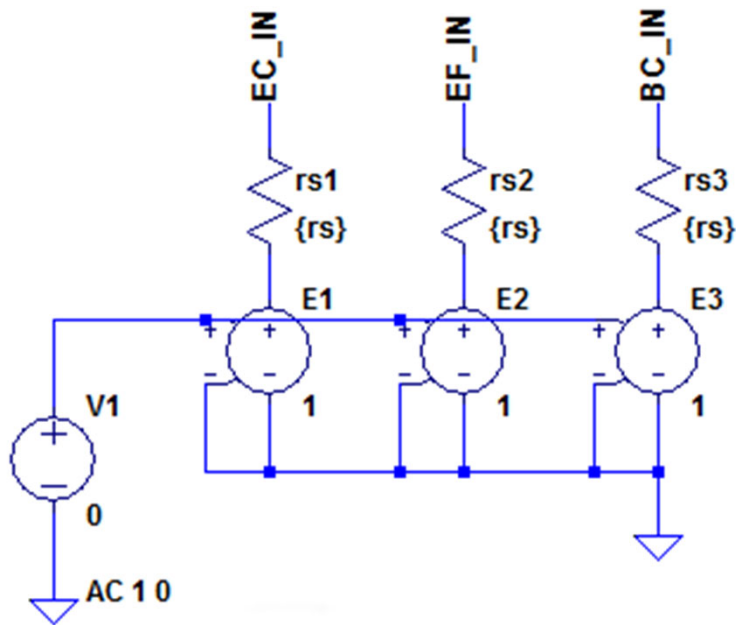
入力信号の作成(次ページ参照)。

エミッタ接地 コレクタ接地(エミッタフォロワ) ベース接地

(バイアス回路の設計法は、エミッタ接地と同じ手順。)

入力信号の作成テクニック

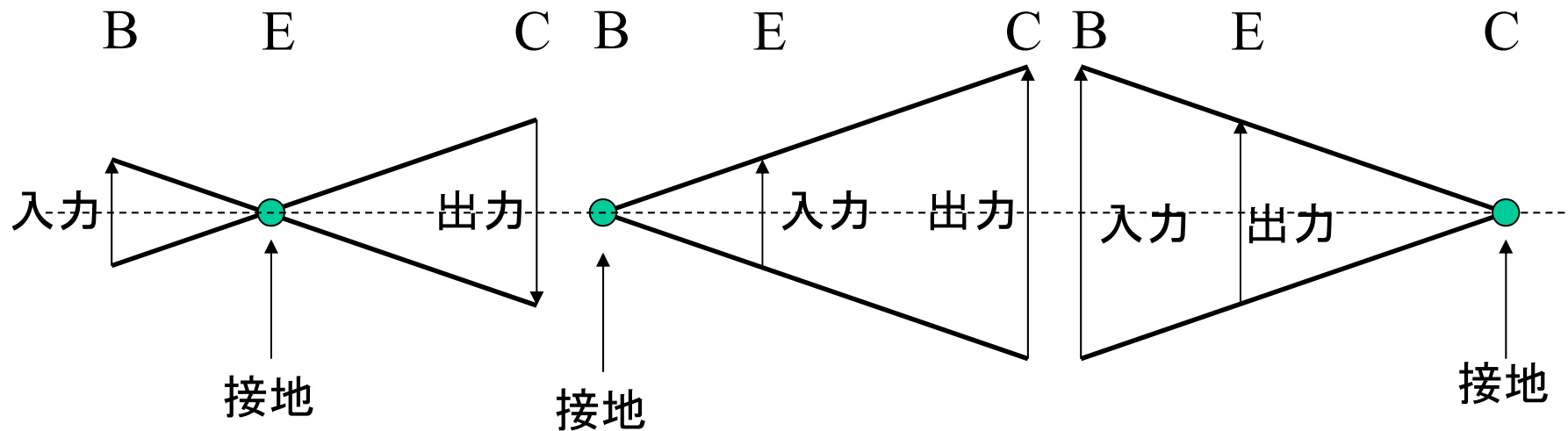
複数の回路に1個の信号源を直接接続すると、回路の入カインピーダンスの影響が混じってしまい、正確なシミュレーションができない。このため、電圧制御電圧源を使用して、インピーダンスの影響を互いに及ぼさないようにする。



1. ツールバー > Component > e を選ぶ
2. 信号を入力する回路数だけeを配置
 - eは電圧制御電圧源を表す
3. 左の図のように接続
4. eの値を1倍に設定
 - 制御電圧と被制御電圧の倍率を表している
 - (参考) -1倍にすると位相を反転させられる
- 信号源の内部抵抗を表すrs1などの値を、.paramコマンドで設定する

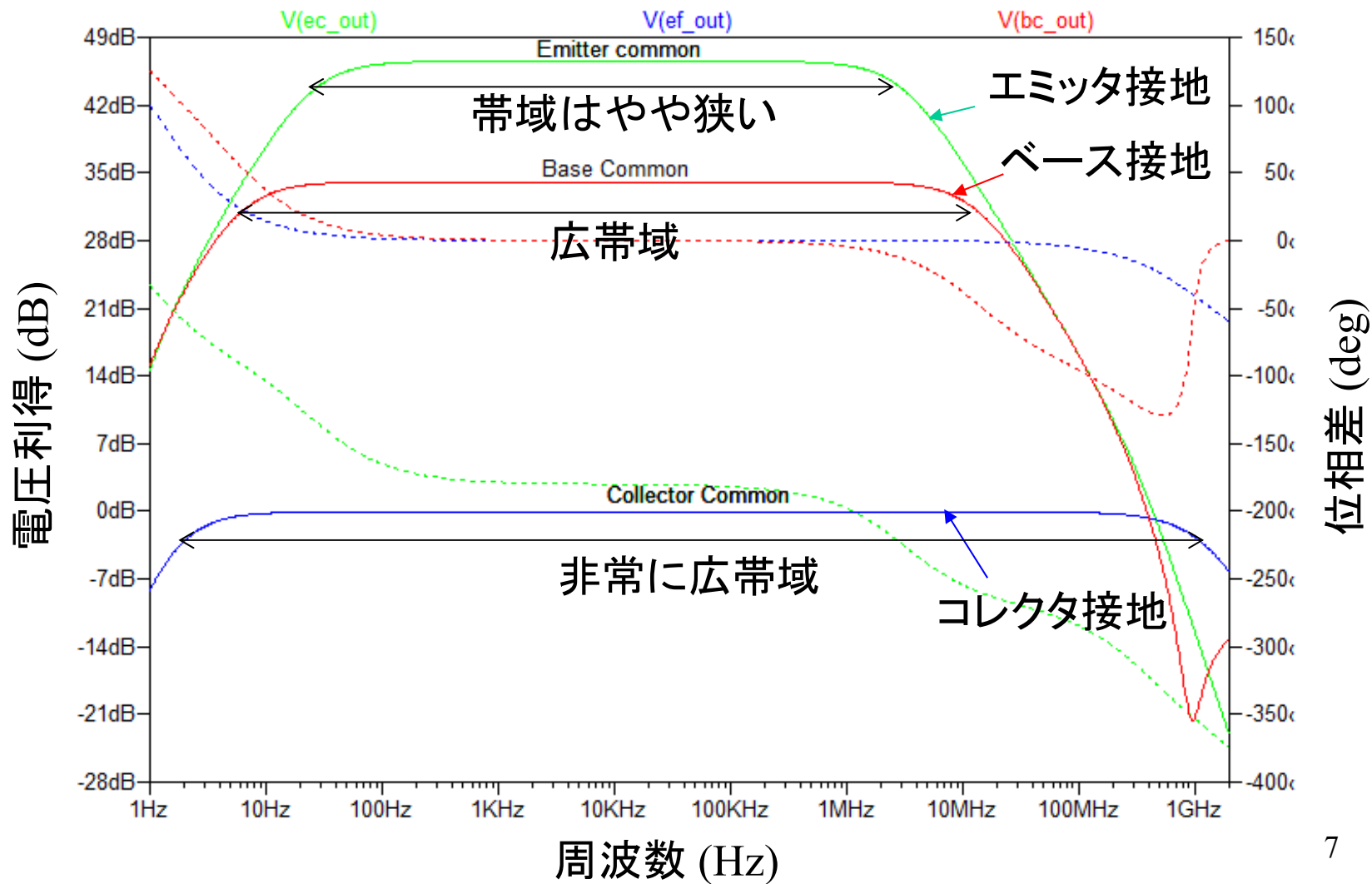
電圧増幅の”テコ”

接地形式	電圧増幅率	電流増幅率	入出力位相差
エミッタ接地	中	中	180° (反転)
ベース接地	大	≈ 1	0° (非反転)
コレクタ接地	≈ 1	大	0° (非反転)



信号源の内部抵抗や負荷の影響を考慮しない場合に成り立つ。

各種接地形式の周波数特性



課題5. 2. 1

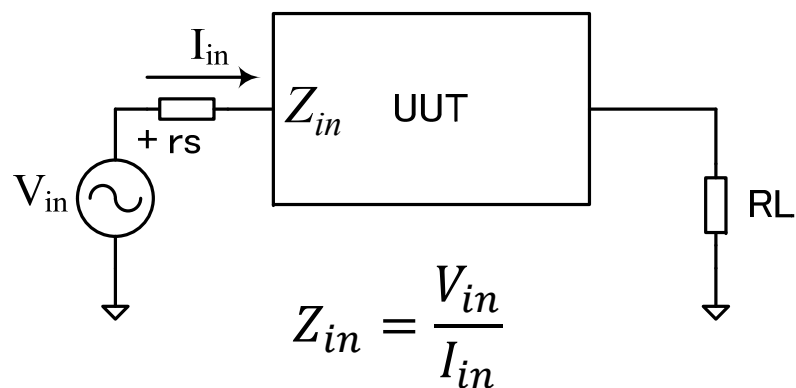
1. 3種類の接地形式について、小信号等価回路(ハイブリッドパラメータを使用)に対する回路方程式を作成し、電圧利得の計算式を導出せよ。計算の途中経過も示すこと。周波数特性は考慮しなくてよい
2. スライド4のシミュレーションを実施し、下記の表に値を記入せよ

接地形式	電圧利得の 最大値(dB)	低域遮断周 波数(Hz)	高域遮断周 波数(Hz)	帯域(Hz)
エミッタ接地				
コレクタ接地				
ベース接地				

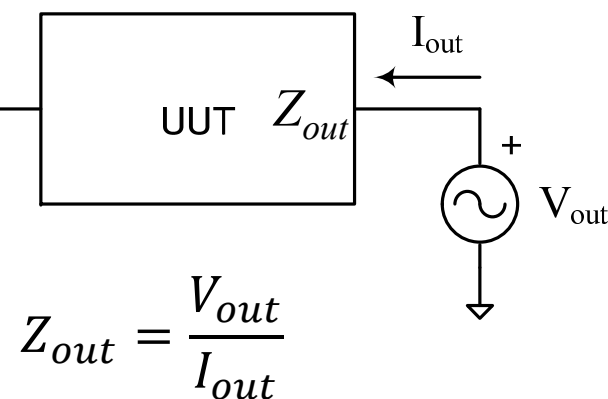
回路の入力/出カインピーダンス

入/出カインピーダンスは、一般的には複素インピーダンスとして表される。回路シミュレーションでは、絶対値と位相で表される。

入カインピーダンス測定回路



出カインピーダンス測定回路



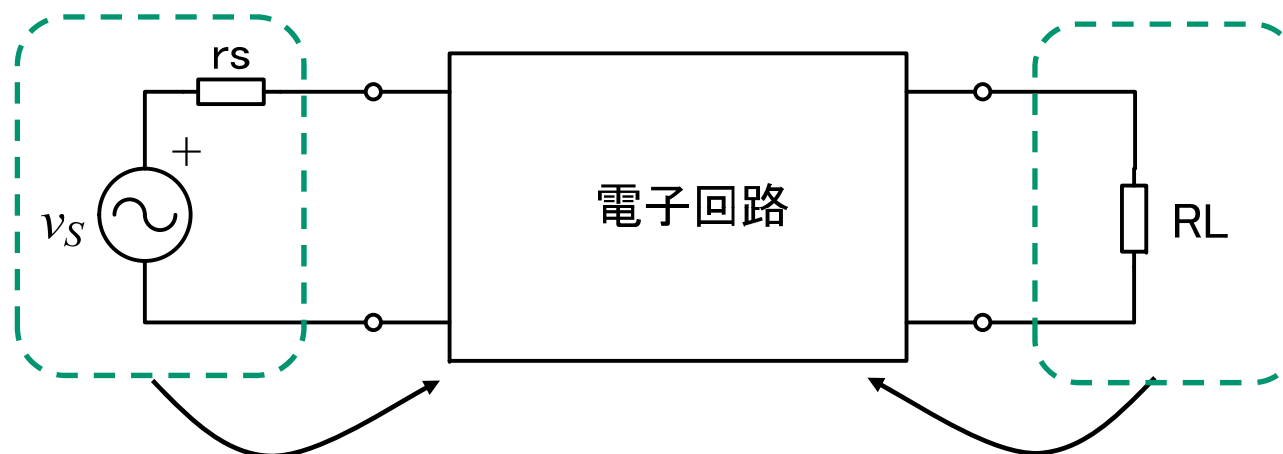
入力はショート。

UUT: Unit under test

入力・出力インピーダンス設計の 必要性

信号源 (前段の回路の出力)

負荷 (後段の回路の入力)



周波数特性と利得に影響。

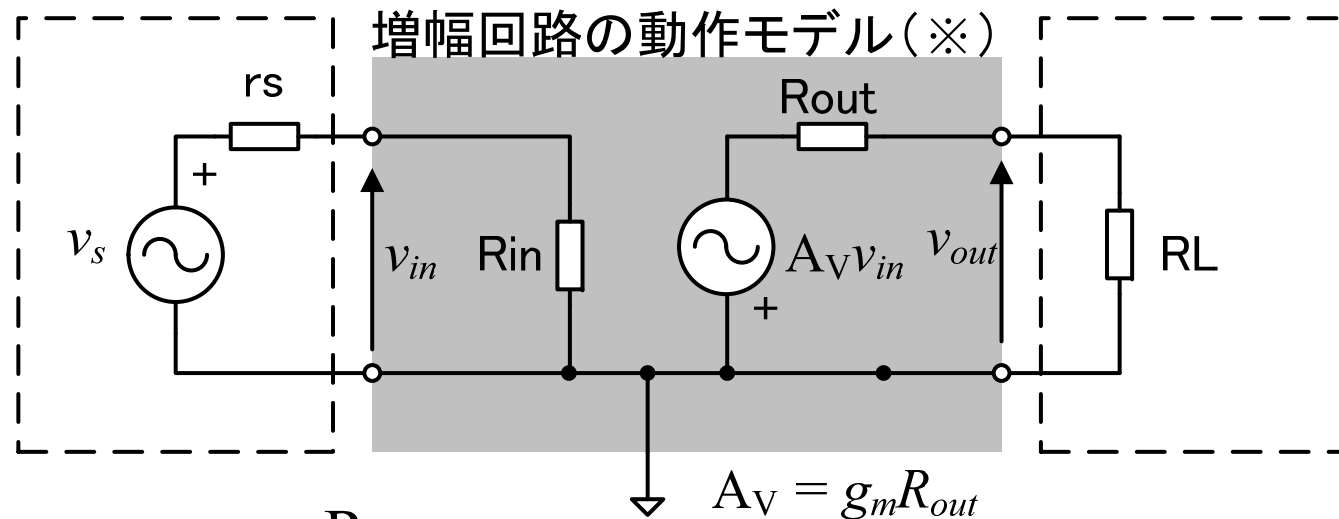
周波数特性と利得に影響。

入力や出力に接続する回路の入力・出力インピーダンスによって、回路の特性は変化してしまう。

入/出カインピーダンスの利得への影響

信号源(前段の回路の出力)

負荷(後段の回路の入力)



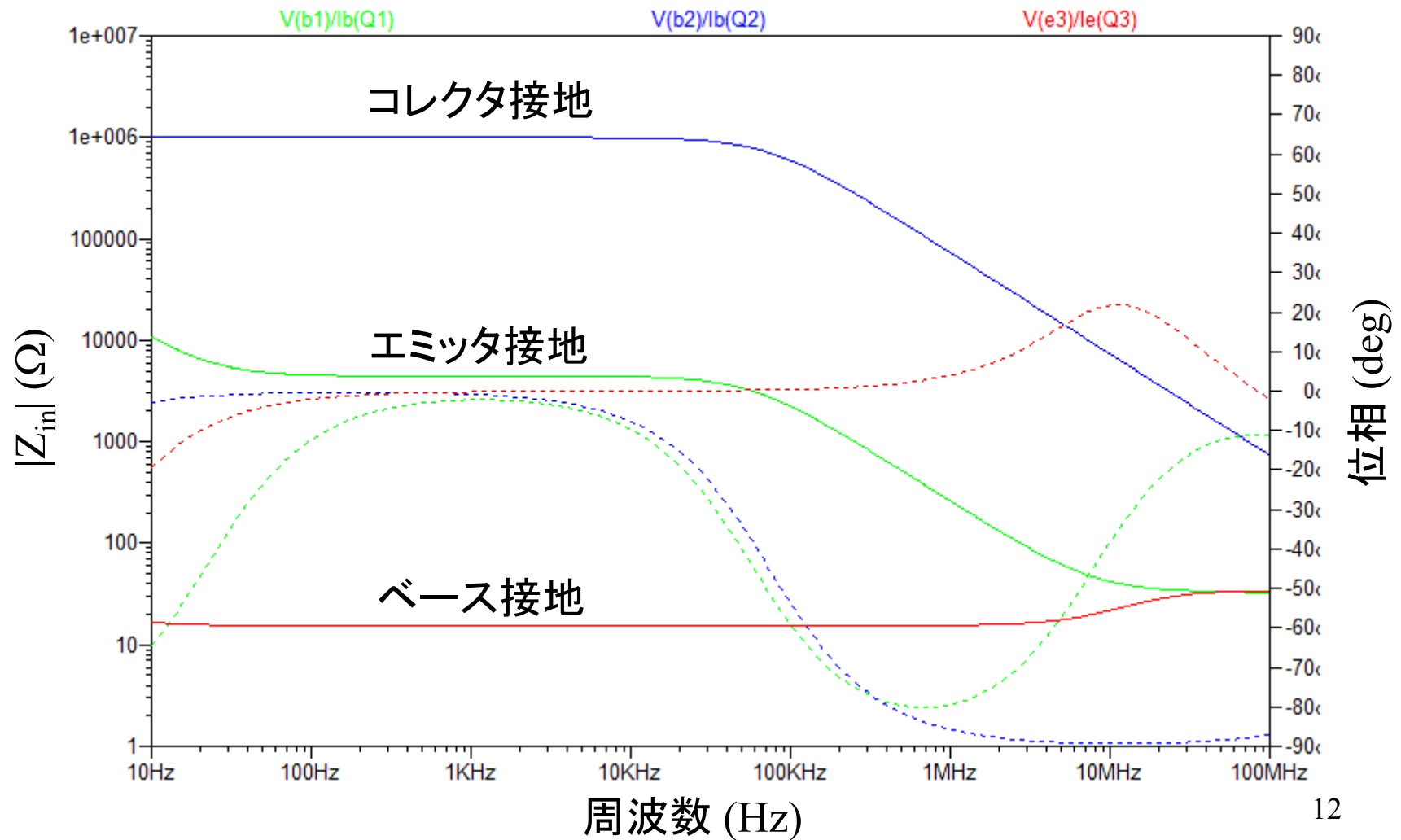
$$v_{in} = \frac{R_{in}}{r_s + R_{in}} v_s$$

$$v_{out} = \frac{R_L}{R_{out} + R_L} (-A_V v_{in})$$

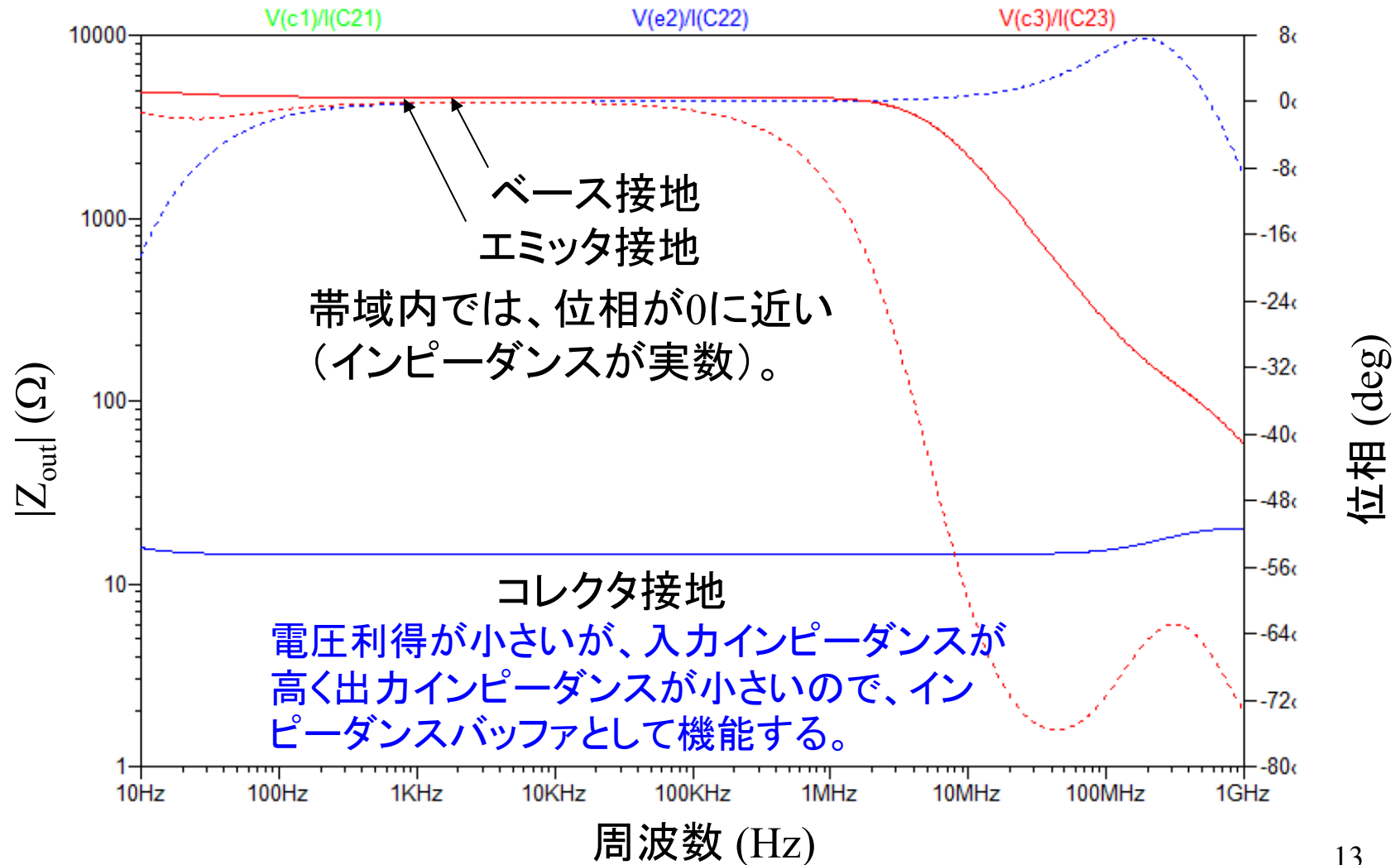
入力や出力に接続する回路の入/出カインピーダンス R_L , r_s と増幅回路の入/出カインピーダンス R_{in} , R_{out} によって、増幅回路の電圧増幅率が変化している。キャパシタンスを考慮すると、周波数特性も影響を受ける。

※ 本節最後の付録参照。

入力インピーダンスの測定



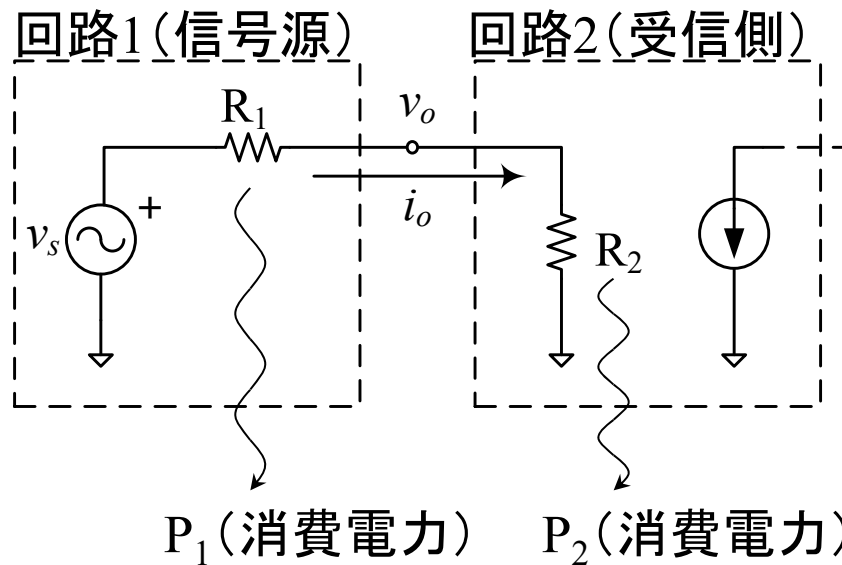
出カインピーダンスの測定



接地形式の特徴のまとめ

特性項目	エミッタ接地	コレクタ接地	ベース接地
電圧利得最大値	100倍以上	1倍以下	100倍以上
帯域	やや狭い	非常に広い	広い
入力インピーダンス	中ぐらい(数kΩ)	高い(数100kΩ)	低い(数10Ω)
出力インピーダンス	中ぐらい(数kΩ)	低い(数10Ω)	エミッタ接地と同じ
その他	信号源の内部抵抗により高域遮断周波数が著しく低下。		信号源の内部抵抗の影響で全体の利得が下がるが、高域遮断周波数は下がらない。

インピーダンスマッチング



インピーダンスマッチング条件下で、全消費電力の1/2が、受信側の回路に伝達できる。

$$\begin{cases} P_2 = \frac{1}{4R_2} v_s^2 \\ P_1 = \frac{1}{4R_1} v_s^2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_s \\ i_o = \frac{1}{R_1 + R_2} v_s \end{cases}$$

回路2内での消費電力

$$P_2 = v_o \cdot i_o = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2} v_s^2$$

変数 R_2 に対する P_2 の最大条件

$$\frac{\partial P_2}{\partial R_2} = \frac{R_1 - R_2}{(R_1 + R_2)^2} v_s^2 = 0$$

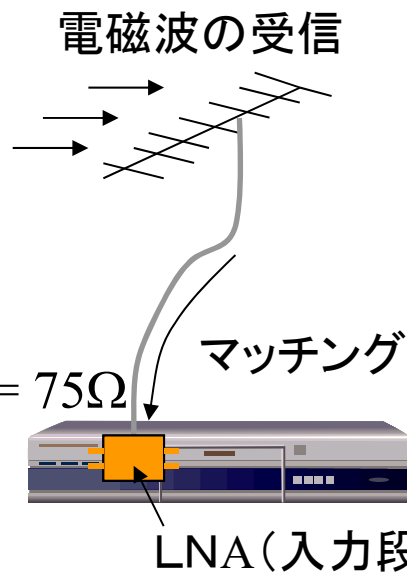
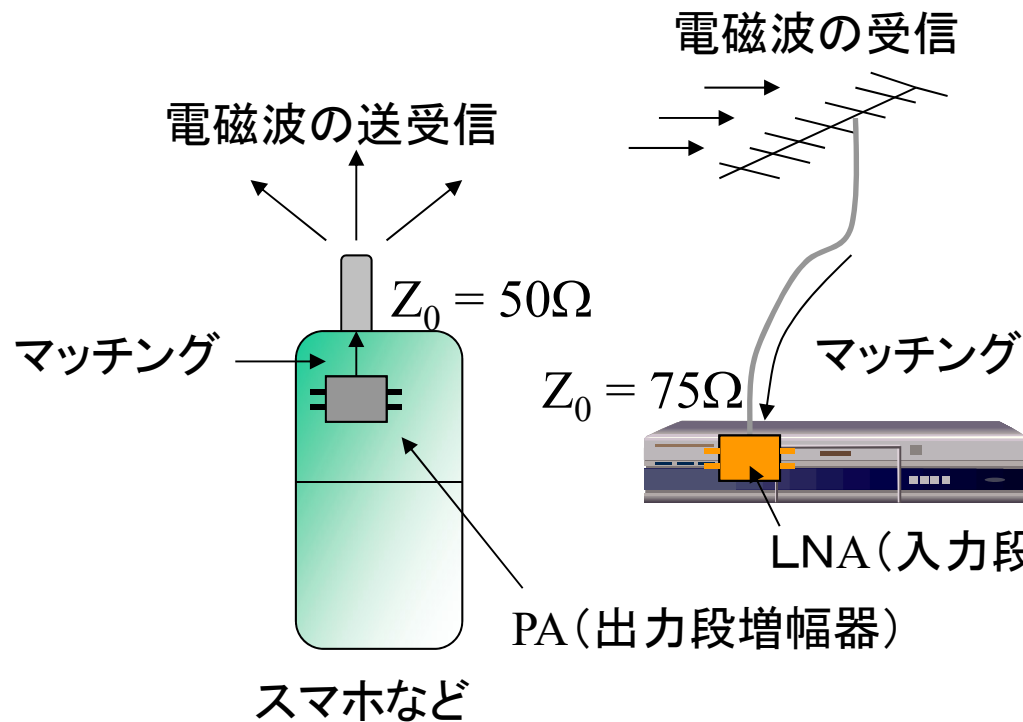
$R_1 = R_2$ のとき P_2 は最大となる。

Impedance matching という。

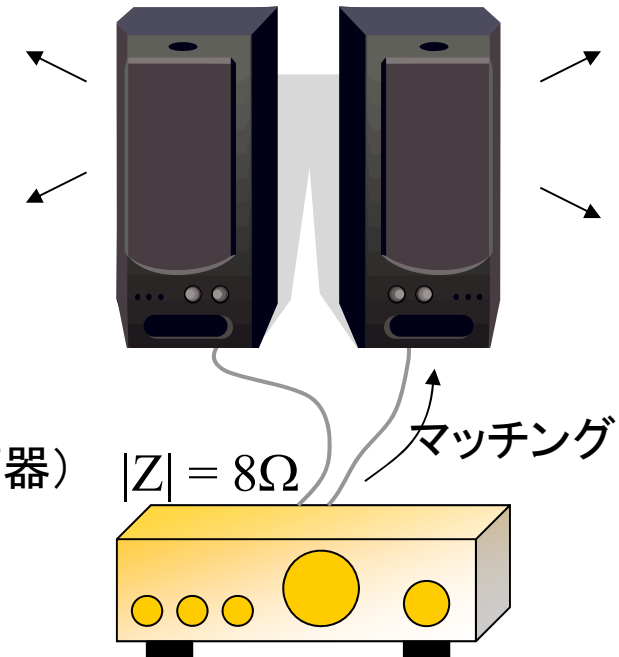
インピーダンスマッチングの例

アンテナ

スピーカ/イヤホン/マイク



音 (機械的エネルギー) の放射



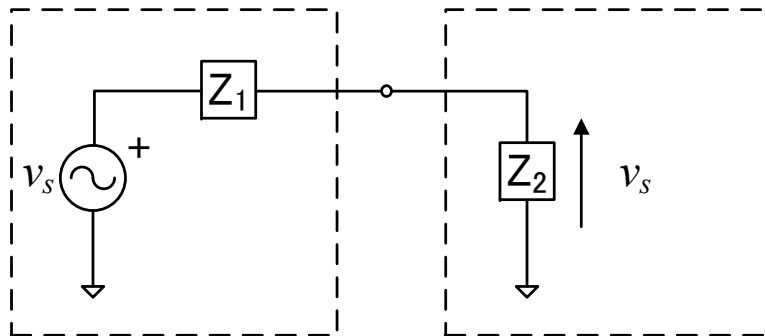
アンテナの Z_0 は、正確にはインピーダンスではなく、特性インピーダンスというパラメータであるが、詳細は無線工学などで学ぼう。

復習問題

1. 一般的には、電子回路の入出力インピーダンスは周波数特性を持っており複素数で表される(周波数特性がなければ複素数 $j\omega$ で表す必要はない)。入力インピーダンス Z_1 、出力インピーダンス Z_2 が複素数の場合、インピーダンスマッチングの条件(信号電力の伝送が最大となる条件)を求めよ

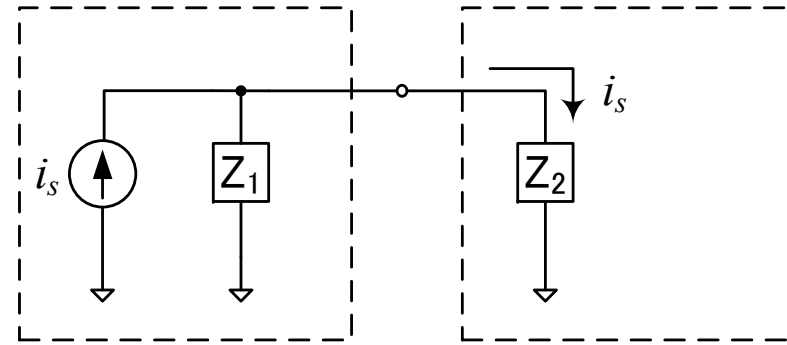
情報伝送のための条件

- 広い周波数帯域でインピーダンスマッチングを行う回路を設計することは難しい(単一周波数なら簡単)
- 一般の電子回路では、信号**情報の伝送**を行えばよいので、電力を伝送しなくても、電圧信号か電流信号のどちらか一方だけ伝送すればよい場合が多い



$$Z_1 = 0 \text{ または } Z_2 = \infty$$

電圧信号 v_s が100%伝送される条件。

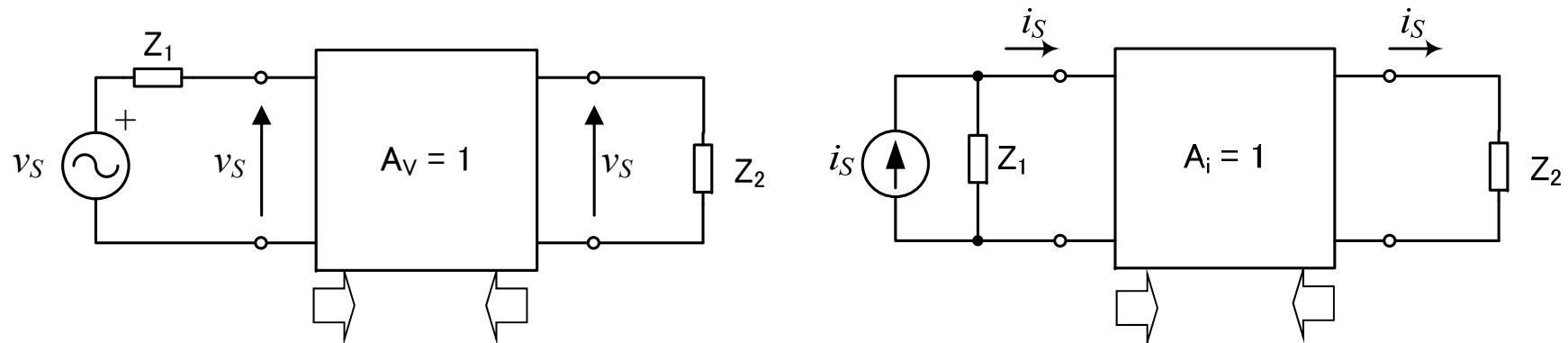


$$Z_1 = \infty \text{ または } Z_2 = 0$$

電流信号 i_s が100%伝送される条件。

インピーダンスバッファ (Impedance Buffer)

- 入力と出力のインピーダンスが大きく異なる増幅回路をインピーダンスバッファという
- 利得は必要ないが、帯域幅が広いことが重要
- インピーダンスバッファは、電圧信号または電流信号を100%伝送するために使用される(電力は伝送できない)



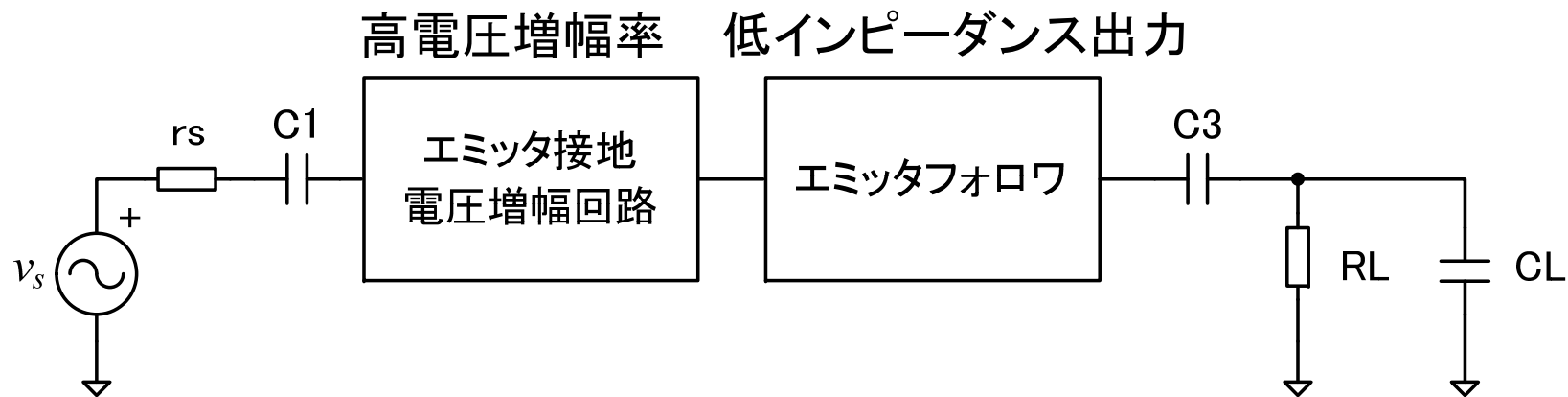
入力インピーダンス $\doteq \infty$ 出力インピーダンス $\doteq 0$ 入力インピーダンス $\doteq 0$ 出力インピーダンス $\doteq \infty$

Z_1, Z_2 に依らず常に $v_2 = v_s$

Z_1, Z_2 に依らず常に $i_2 = i_s$

エミッタフォロワの応用例

電圧増幅回路に対するRLの影響を無くすためには、エミッタ接地増幅回路で、 $R_{out} = (1/h_{oe}) // RC = 0$ とすればよい。しかし、電圧増幅率 $= -g_m \cdot R_{out}$ なので、電圧増幅率がなくなってしまう。そこで、電圧増幅した後で、出力抵抗が低いインピーダンスバッファを接続することが行われる。



エミッタフォロワのバイアス抵抗

- スライド4では、ベースバイアス抵抗を $R_{12} = 27k\Omega$ 、 $R_{22} = 51k\Omega$ のように設定したが、他の接地形式とは少し設計法が違っている
- エミッタフォロワでは、インピーダンス変換機能(入力=高抵抗、出力=低抵抗)として使用するため、次の条件を考慮して抵抗値を決定する

コレクタ接地におけるトランジスタの入カインピーダンス R_{in}

$$R_{in} = h_{ie} + (R_{E2} // R_{L2} // (1/h_{oe})) (h_{fe} + 1) \doteq (R_{E2} // R_{L2}) \cdot h_{fe} = 1.0M\Omega$$

入カインピーダンス

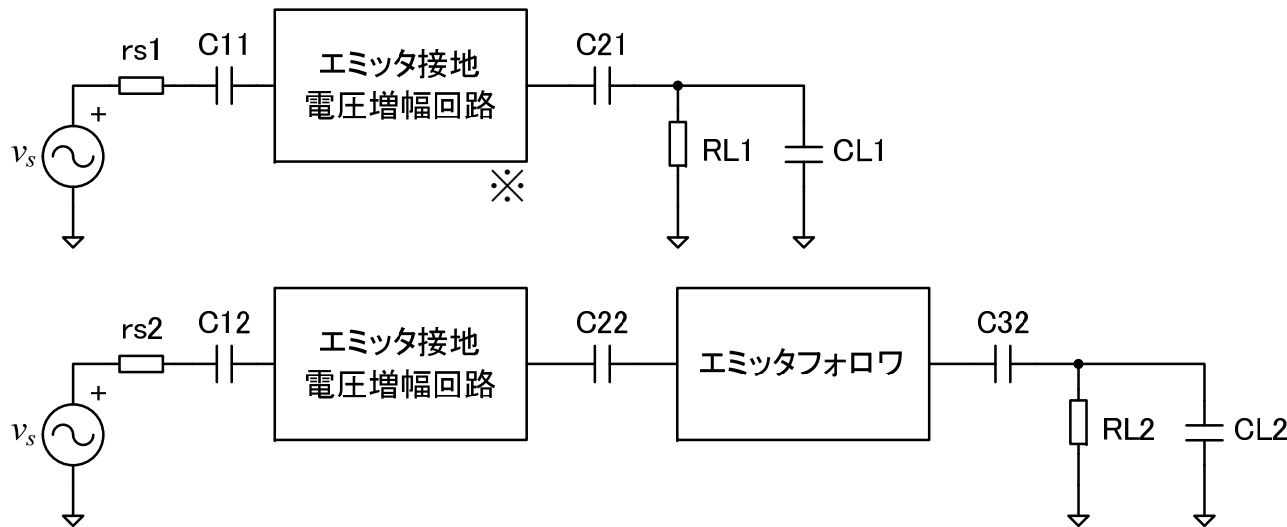
$R_{in} < R_{12} // R_{22}$ にしておかないと入カインピーダンスが小さくなってしまう。また、 $R_{in} > R_{12} // R_{22}$ の場合、 $R_{12} // R_{22}$ で入カインピーダンスが決定される。

ベースバイアス電圧の安定性

R_{22} に流れる電流 \gg ベース電流にしておかないと、 h_{FE} の温度変動により、バイアス電圧が変動してしまう。

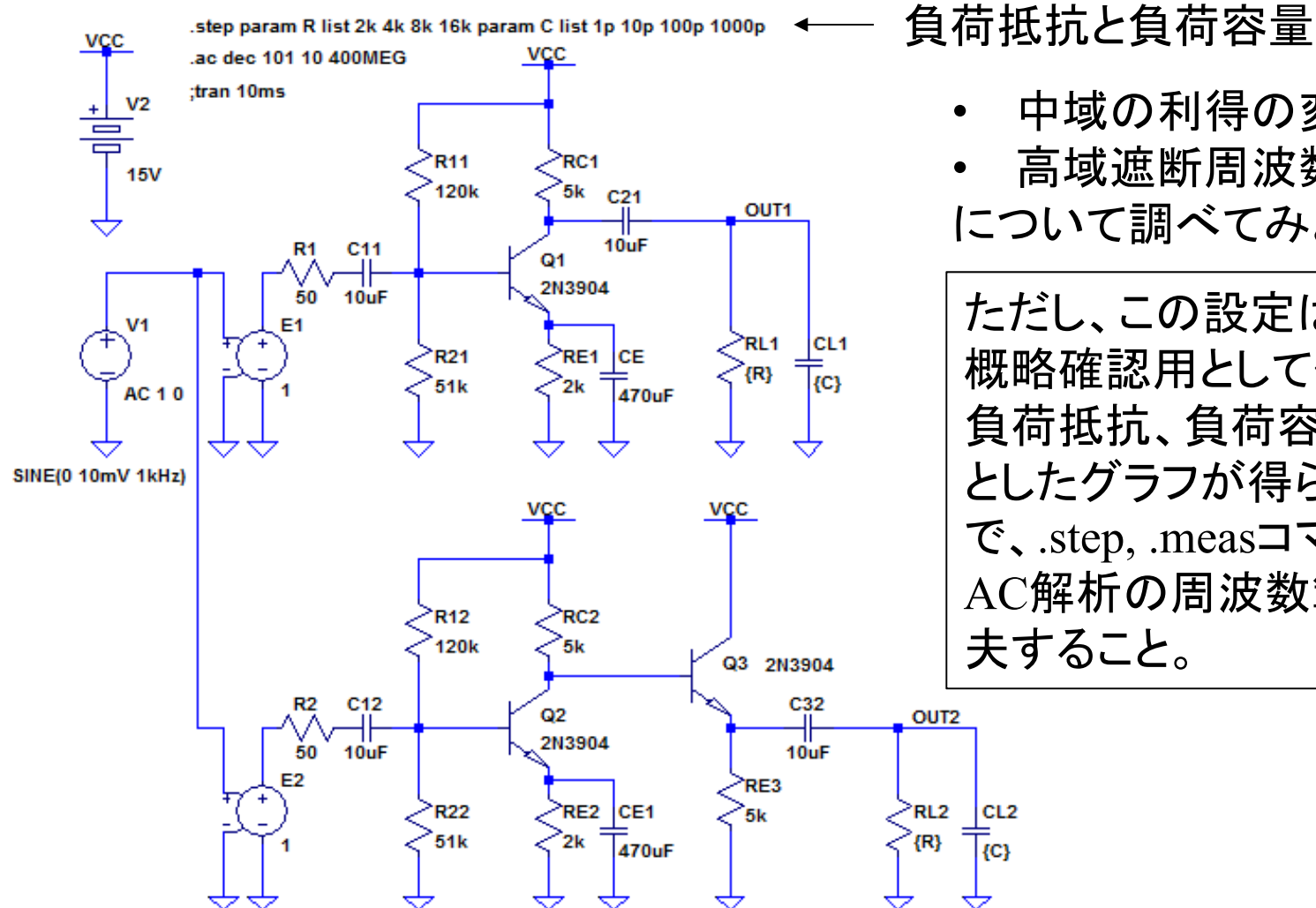
演習5.2.2

1. 前スライドの R_{in} を求める式を、小信号等価回路を用いて証明せよ
2. エミッタ接地増幅回路にエミッタフォロワ(コレクタ接地増幅回路)を追加した場合としない場合について、負荷抵抗と負荷容量の影響をAC解析で調べ、 $RL1$, $RL2$ および $CL1$, $CL2$ に対する特性変化を比較するグラフを作成せよ
 - どのような特性パラメータを調べればよいかも自分で考えること



※ 実際には、エミッタ接地増幅回路のコレクタ電圧バイアスをエミッタフォロワのベース電圧バイアスとして利用し、 $C22$ を省略してもよい(次ページ参照)。 22

(参考)シミュレーション回路



- 中域の利得の変化
 - 高域遮断周波数の変化
- について調べてみよう。

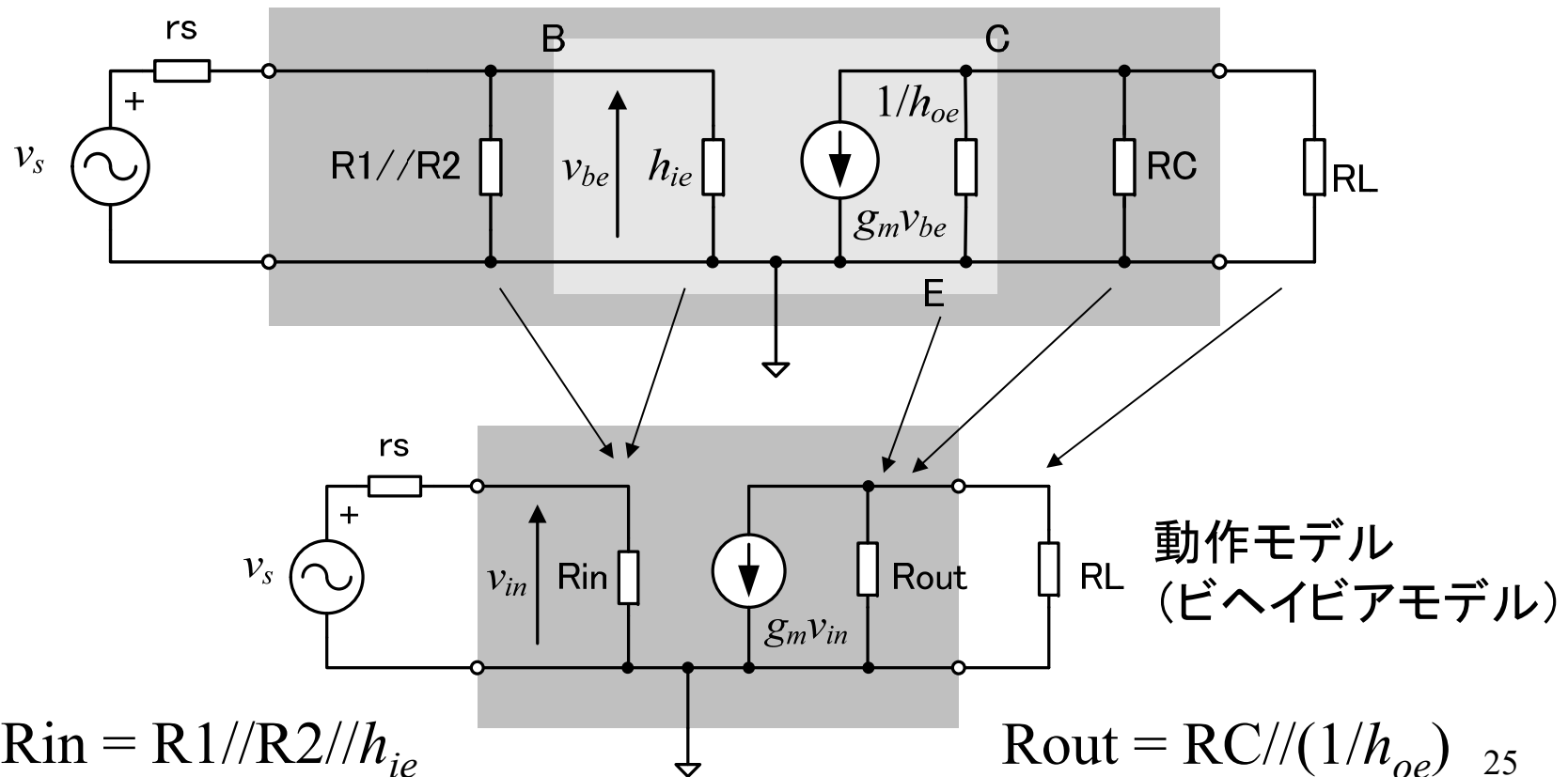
ただし、この設定は、特性の概略確認用として使用する。負荷抵抗、負荷容量を横軸としたグラフが得られないので、.step, .measコマンドと、AC解析の周波数範囲を工夫すること。

5.2節のまとめ

- トランジスタの接地形式
 - エミッタ接地、コレクタ接地(エミッタフォロワ)、ベース接地がある
 - 接地形式により、周波数特性が異なる
 - 接地形式により、入出力インピーダンスが異なる
 - 帯域内では、増幅回路の入出力インピーダンスは実数に近い
- 入出力インピーダンス
 - 回路の周波数特性は、入出力インピーダンス、信号源のインピーダンス、負荷インピーダンスの影響を受けて変化する
 - 複数の回路に信号源を並列接続する場合は、入力インピーダンスが互いに影響を与えないように工夫が必要
 - インピーダンスマッチング条件により回路間の電力の伝送効率を最大(50%)にできる
 - インピーダンスバッファにより回路間の情報伝送ロスをなくす
 - インピーダンスバッファは、入力と出力のインピーダンスが大きく違う増幅回路によって実現できる(エミッタフォロワなど)

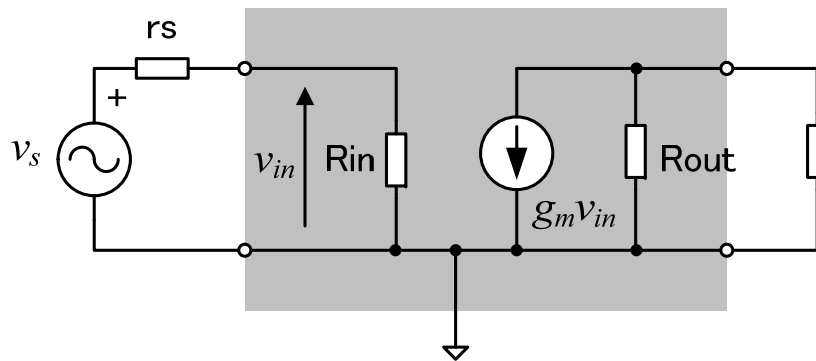
付録：増幅回路の動作モデル

増幅回路の小信号等価回路から動作モデル(中域周波数用)を作成することにより、回路解析を簡単化する。

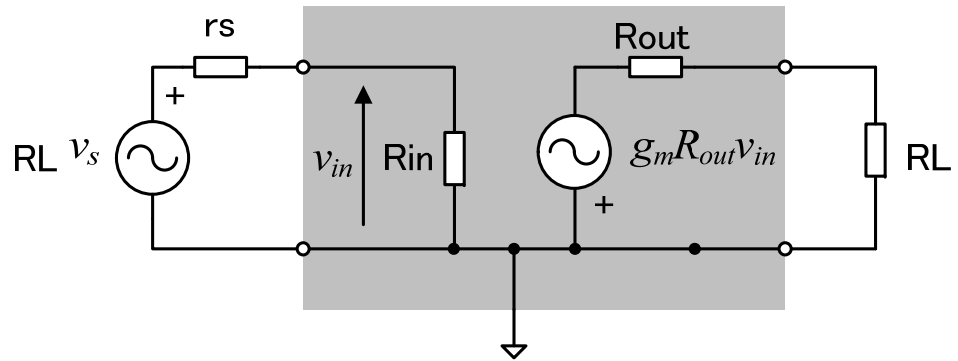


付録：電流源モデルと電圧源モデル

電流源と電圧源の等価変換により、2種類の等価な動作モデルを作成することができる。どちらを使ってもよい。



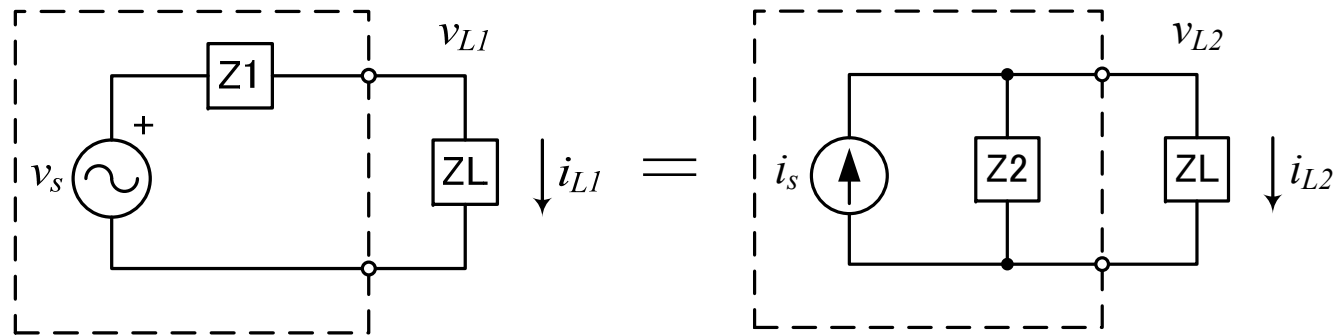
電圧制御電流源モデル



電圧制御電圧源モデル

(参考) hパラメータを用いて表記する場合： $g_m = \frac{h_{fe}}{h_{re}}$

(参考) 電流源と電圧源の等価変換



$ZL = 0 (\Omega)$ のときでも、 $i_{L1} = i_{L2}$ とならなければならないので

$$i_s = \frac{v_s}{Z1} \quad (1)$$

$ZL = \infty (\Omega)$ のときでも、 $v_{L1} = v_{L2}$ とならなければならないので

$$v_s = Z2 \cdot i_s \quad (2)$$

式(1), (2)より電流源-電圧源変換式が得られる。 $\Rightarrow \begin{cases} i_s = \frac{v_s}{Z1} \\ Z1 = Z2 \end{cases}$