

第5章 インピーダンスバッファ

入力インピーダンスと出力インピーダンス

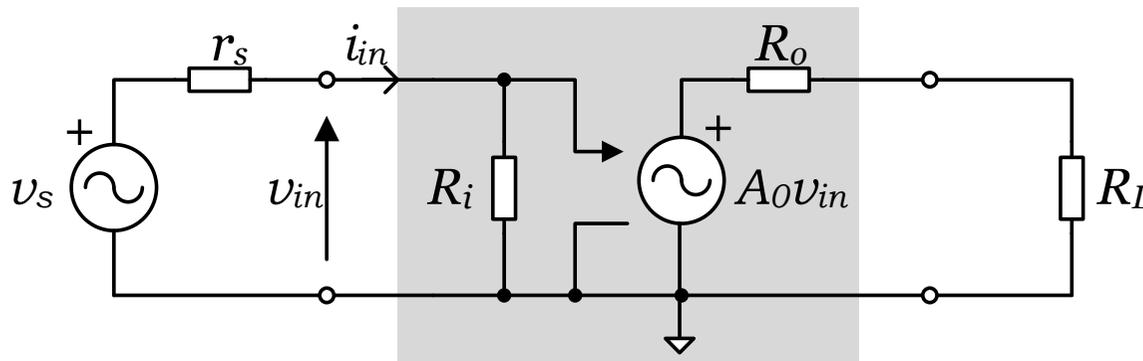
入カインピーダンス、出カインピーダンスの電圧利得への影響

5.1 入出カインピーダンス

(復習) 入出力インピーダンスの 計算法

入力インピーダンス

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

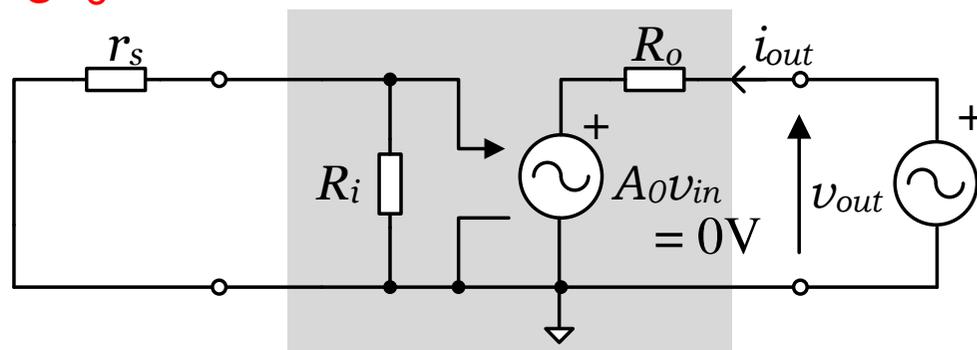


R_L を付けた
ままで計算
する。

入力信号を0にして計
算する。 r_s はそのまま。

出力インピーダンス

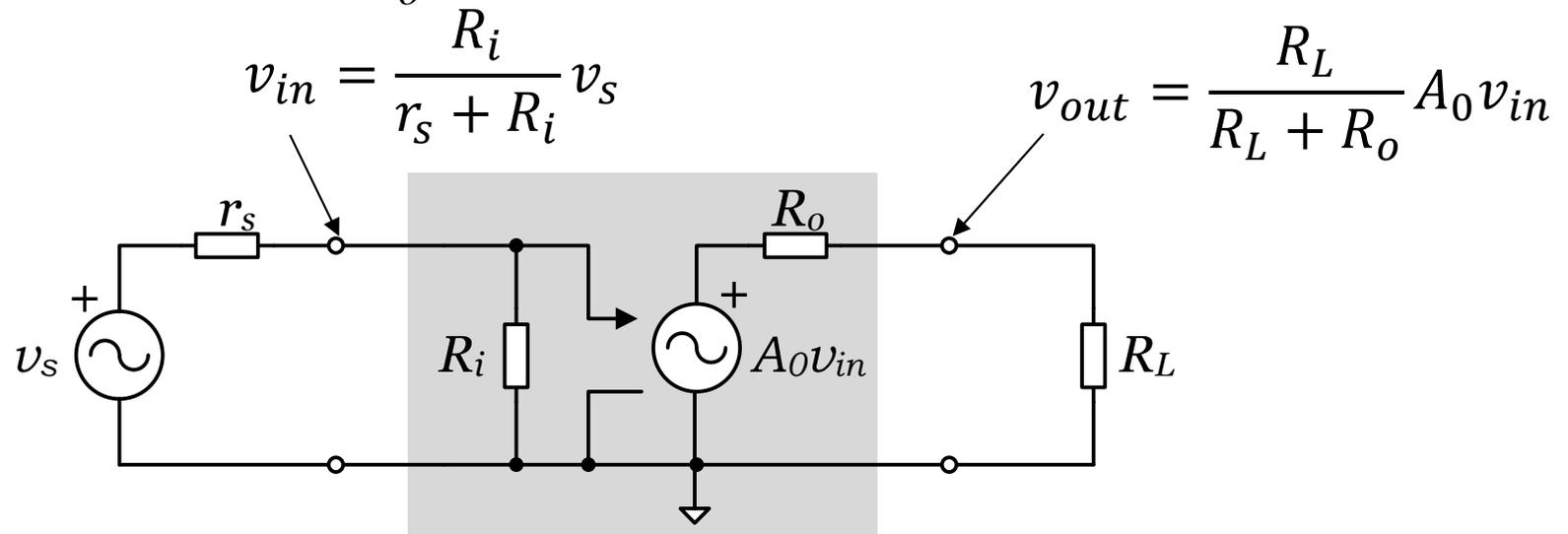
$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = R_o$$



測定用信号
 v_{out} R_L は外す。

信号源内部抵抗および負荷の影響

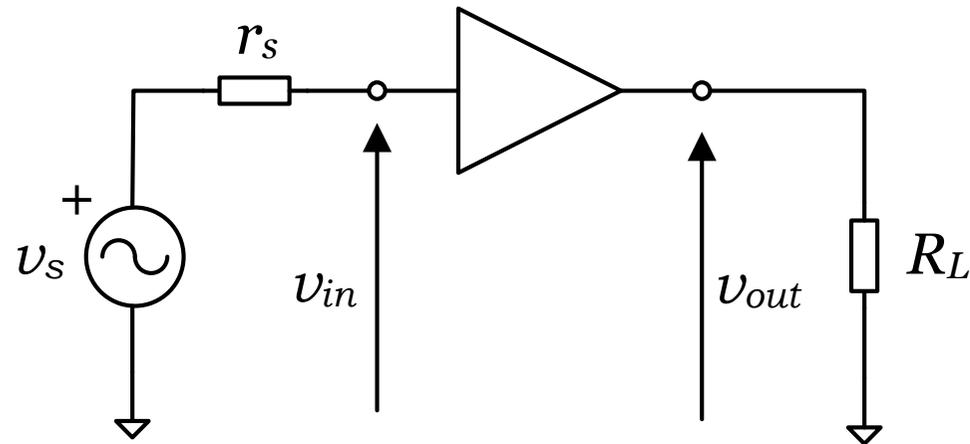
回路同士を接続するためには、回路の入カインピーダンス R_i 、出カインピーダンス R_o を考慮する必要がある。



$$r_s, R_L \text{ を考慮した利得 } Gain = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{R_i}{r_s + R_i} \frac{R_L}{R_L + R_o} A_0$$

$R_o = 1\text{MEG}$, $R_L = 1\text{k}$, $r_s = R_i$ の場合、 $Gain \cong 0.0005A_0$ しかない。

(注意) 信号源の内部インピーダンスを考慮した増幅器の利得



通常の電圧利得の定義
(= 伝達関数)

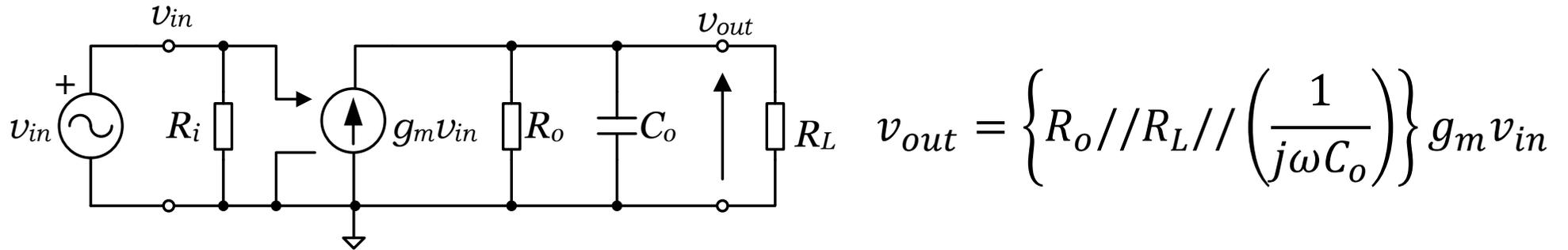
$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

信号源の内部インピーダンスを考慮した電圧利得の定義

$$Gain = \frac{v_{out}}{v_s}$$

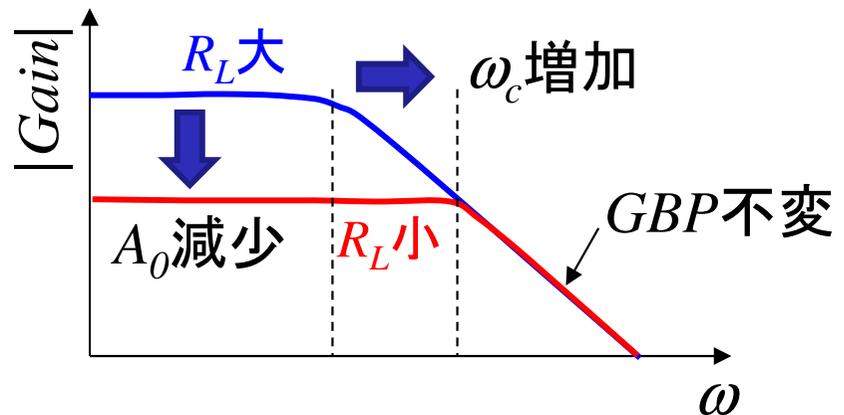
本来の利得ではなく、 r_s を考慮した利得を求める場合があるので、注意すること。どちらの定義でも、負荷 R_L の影響は考慮する必要がある。

負荷抵抗と周波数特性の関係

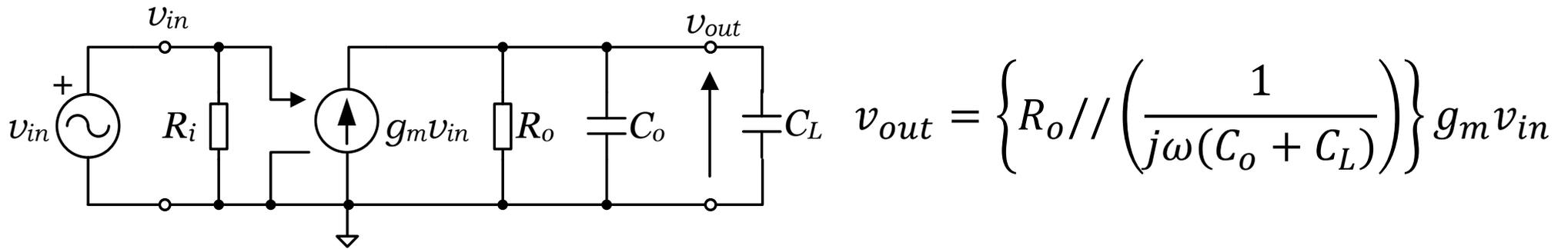


$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \left\{ R_o // R_L // \left(\frac{1}{j\omega C_o} \right) \right\} g_m = \frac{g_m}{\frac{1}{R_o // R_L} + j\omega C_o} = \frac{g_m (R_o // R_L)}{1 + j\omega C_o (R_o // R_L)}$$

$$\left[\begin{aligned} A_0 &= g_m (R_o // R_L) \\ \omega_c &= \frac{1}{C_o (R_o // R_L)} \\ GBP &= A_0 \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_o} \end{aligned} \right.$$

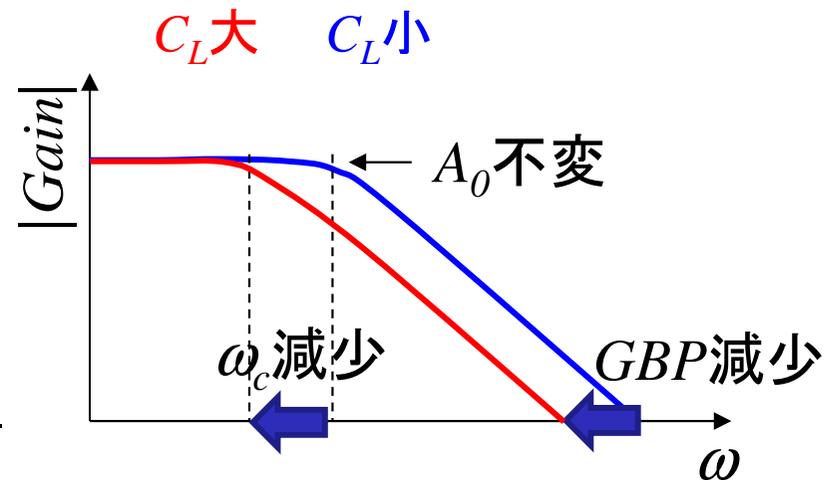


負荷容量と周波数特性の関係



$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \left\{ R_o // \left(\frac{1}{j\omega(C_o + C_L)} \right) \right\} g_m = \frac{g_m}{\frac{1}{R_o} + j\omega(C_o + C_L)} = \frac{g_m R_o}{1 + j\omega(C_o + C_L)R_o}$$

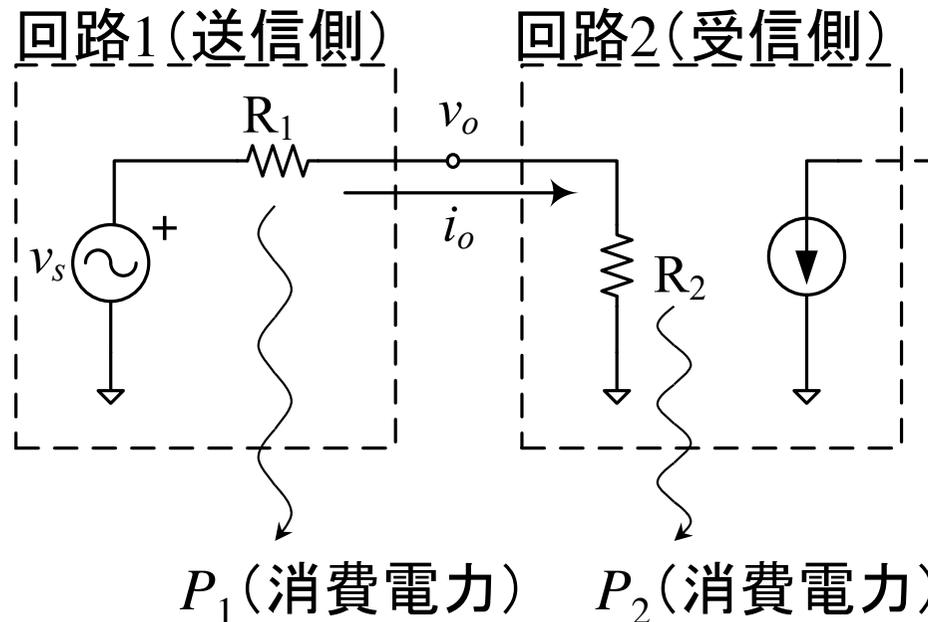
$$\left[\begin{array}{l} A_0 = g_m R_o \\ \omega_c = \frac{1}{(C_o + C_L)R_o} \\ GBP = A_0 \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{(C_o + C_L)} \end{array} \right.$$



電力伝送効率の最適化

5.2 インピーダンスマッチング

インピーダンスマッチングの条件



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

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

$$\frac{\partial P_2}{\partial R_2} = \frac{R_1 - R_2}{(R_1 + R_2)^3} v_s^2 = 0$$

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。

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

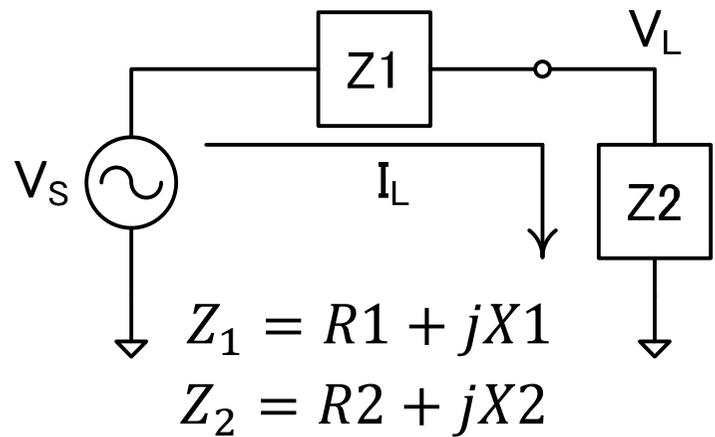
$R_1 = R_2$ のとき P_2 は最大となる。

Impedance matching という。

クイズ

一般的に電子回路の入出力インピーダンスはRLCの成分を含んでおり、複素数で表される。信号源のインピーダンス 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条件(信号電力の伝送が最大となる条件)を求めよ。

クイズの解答

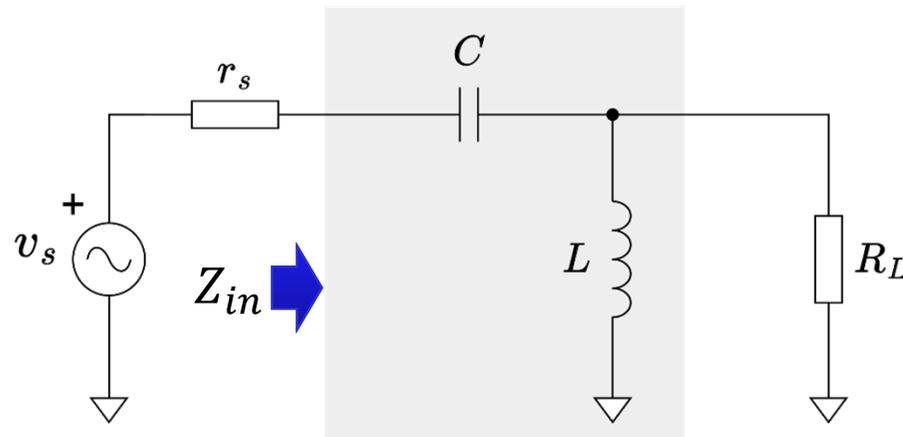


$$\left[\begin{array}{l} V_L = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_S \\ I_L = \frac{1}{Z_1 + Z_2} V_S \end{array} \right.$$

整合回路

信号源と負荷の間に整合回路(Matching circuit)を挿入することによりインピーダンスマッチングさせる。ただし、**整合条件を満足する周波数は限られる。**

抵抗を使用すると整合回路内で電力が消費されるため、整合回路はL, Cを用いて構成する。(一般的な設計法は電磁波工学等で学ぼう)



r_s と R_L の整合回路の例

インピーダンスマッチング条件

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R_L}} = r_s$$

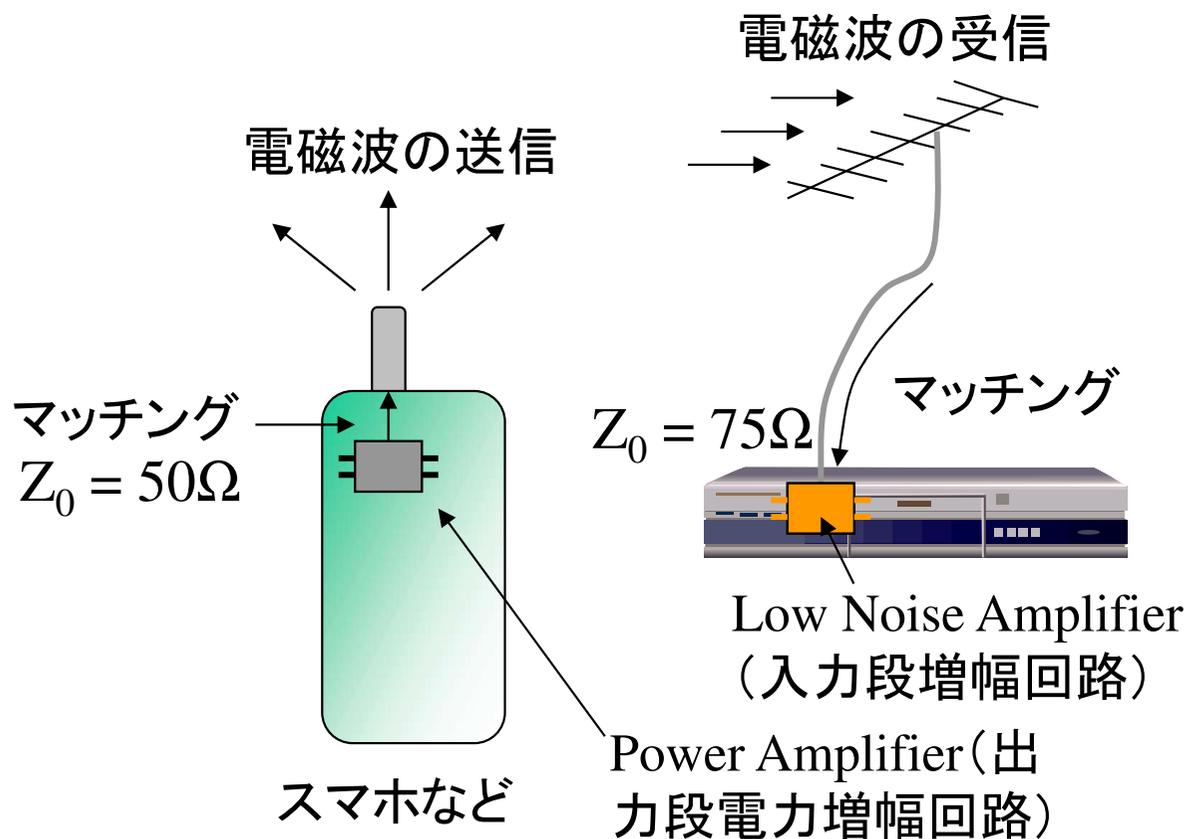
$$\text{Re}[Z_{in}] = \frac{\omega^2 L^2 R_L}{\omega^2 L^2 + R_L^2} = r_s$$

$$\text{Im}[Z_{in}] = \frac{-\omega(\omega^2 L^2 + R_L^2 - \omega^2 L C R_L^2)}{\omega^2 L^2 C + R_L^2 C} = 0$$

$$L = \frac{R_L}{\omega} \sqrt{\frac{r_s}{R_L - r_s}} \quad C = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{r_s(R_L - r_s)}} \quad 12$$

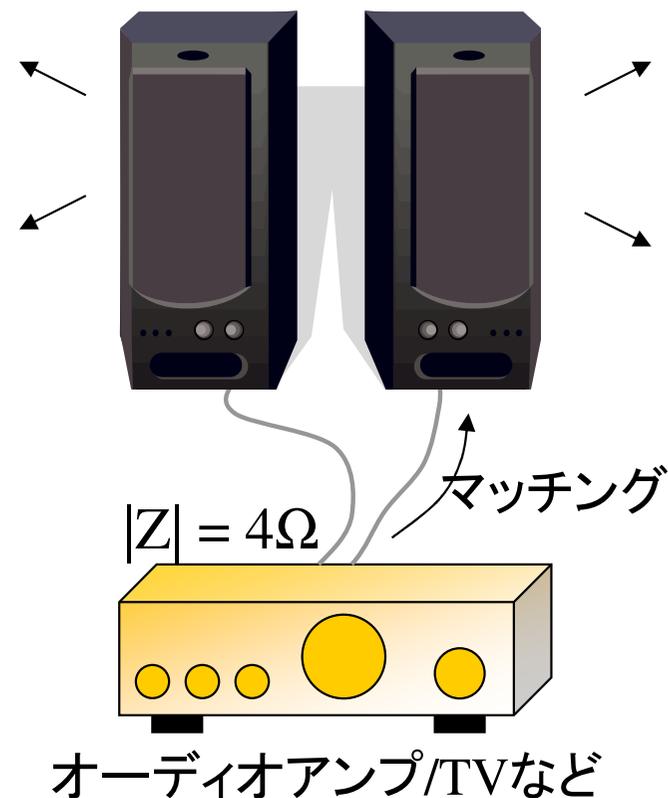
インピーダンスマッチングの例

アンテナ



スピーカ/イヤホン/マイク

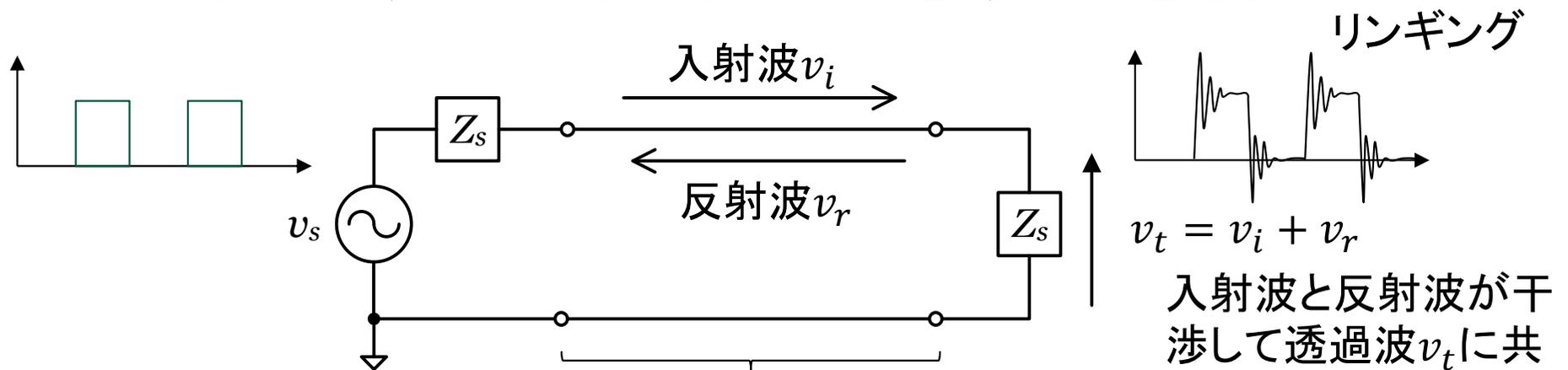
音(機械的エネルギー)の放射



(注) Z_0 は線路やアンテナの特性インピーダンスと呼ばれ、正確にはインピーダンスではない。次ページを参照。

(参考) インピーダンス・マッチングの必要性

- インピーダンス・マッチングが必要なケース
 - 電力の伝送が必要な場合 (無線送信、オーディオ再生など)
 - リンギングを抑制する必要がある場合 (スイッチングなど)
 - 配線より波長が短い場合 (高周波伝送、長距離送電など)



高周波では、配線長よりも波長が短くなり波の性質が現れる。インピーダンス・マッチングしていない場合に反射波が生じる。

入射波と反射波が干渉して透過波 v_t に共振、リングング、減衰などが発生する。

(参考) 特性インピーダンス

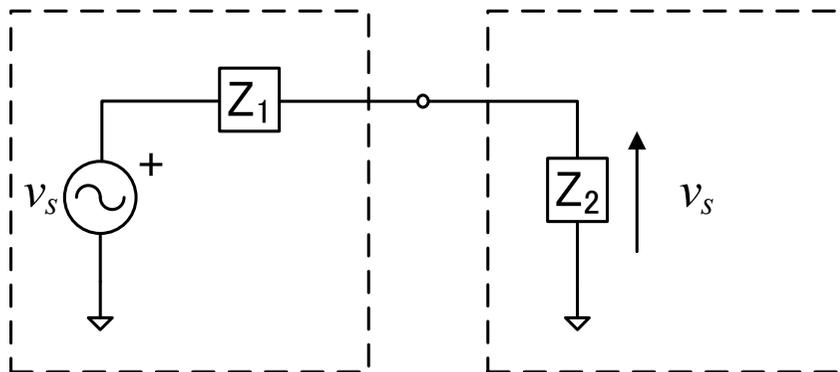
- インピーダンスマッチングしていないとき、送電端(信号源)と受電端(負荷)の間で反射波が発生し**信号波形が正しく伝送されない**ため、電力の伝送が必要ない場合でも、インピーダンスマッチングが必要となる
 - 回路間のインピーダンスマッチングだけではなく、ケーブルや配線(波を伝えるので**伝送線路**とも呼ばれる)もインピーダンスマッチングしなければならない
 - 高周波ケーブル、高周波対応プリント基板、コネクタなどの伝送線路には、**特性インピーダンス(Z_0 と表記される)**があり、接続した回路やデバイスのインピーダンスをマッチングさせる必要がある
 - 規格品の高周波ケーブル、コネクタ等は $Z_0 = 50\Omega$ となるように設計されているが、 Z_0 によりジュール熱が発生するわけではない
 - 特性インピーダンスの定義や性質は、別途、無線工学などで学ぼう

信号の伝送効率を高める回路

5.3 インピーダンスバッファ

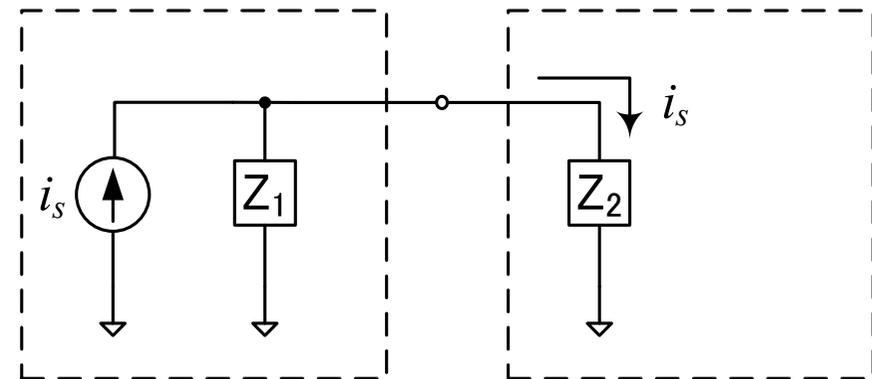
情報伝送のための条件

- 広い周波数帯域でインピーダンスマッチングを行う整合回路を設計することは難しい(特定周波数なら可能)
- **情報の伝送**を行えばよい場合は、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を伝送すればよい



$$Z_1 = 0 \text{ または } Z_2 = \infty$$

電圧信号 v_s が100%伝送される条件



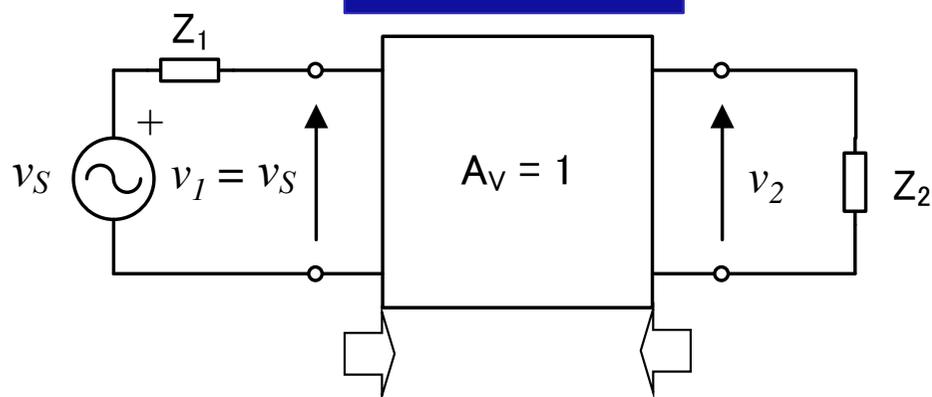
$$Z_1 = \infty \text{ または } Z_2 = 0$$

電流信号 i_s が100%伝送される条件

理想的なインピーダンスバッファ

- 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 (Impedance buffer) という
- 利得は必要ないが (1倍でよい)、動作周波数帯域が広いことが必要
- 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 (インピーダンス整合はしない)

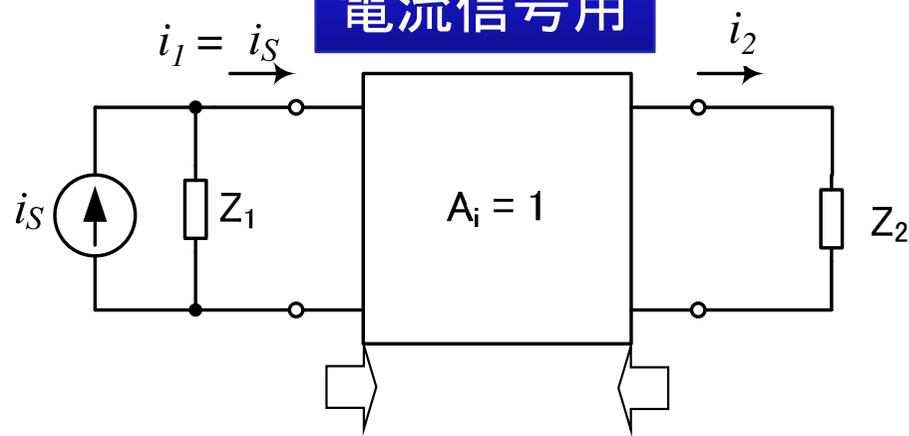
電圧信号用



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

Z_1, Z_2 に関係なく常に $v_2 = v_S$

電流信号用



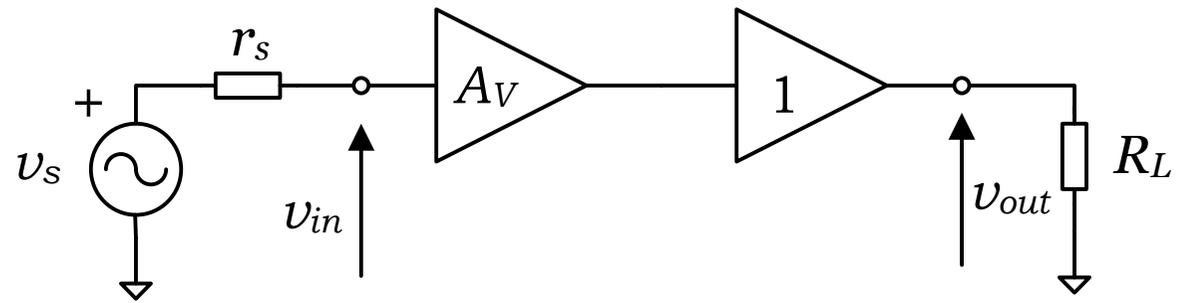
入力インピーダンス $\cong 0$ 出力インピーダンス $\cong \infty$

Z_1, Z_2 に関係なく常に $i_2 = i_S$

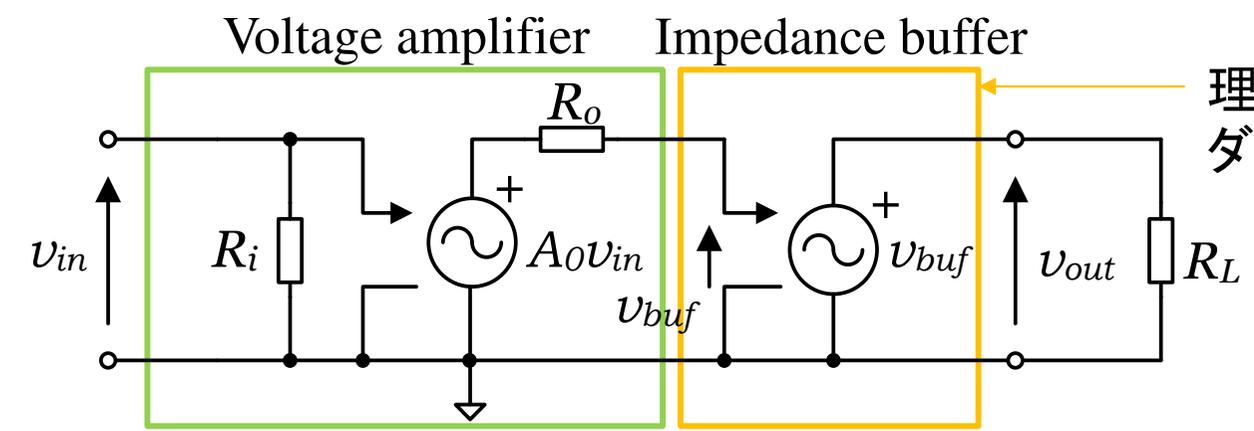
インピーダンスバッファ付き増幅器

高電圧利得と低出力インピーダンス(負荷 R_L の影響を受けない)を両立させる場合は、電圧信号インピーダンスバッファを用いて2段構成にする。

電圧増幅器 インピーダンスバッファ



$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{in}} = A_V$$



理想的インピーダンスバッファ

$$Gain = \frac{v_{buf}}{v_{in}} \frac{v_{out}}{v_{buf}} = A_0$$

R_L の影響を受けない。

R_o に電流が流れないため $v_{out} = v_{buf} = A_0 v_{in}$

実際のインピーダンスバッファ

出力インピーダンスの低い増幅器がインピーダンスバッファとして使用される。しかし、増幅器の電圧利得は、 $A_0 = g_m(R_o // R_L)$ で表されるため、出力インピーダンス $R_o = 0$ にすると、 $g_m = \infty$ にしない限り、 $A_0 = 0$ になる。このため、理想的な電圧信号用のインピーダンスバッファを実現することができない。



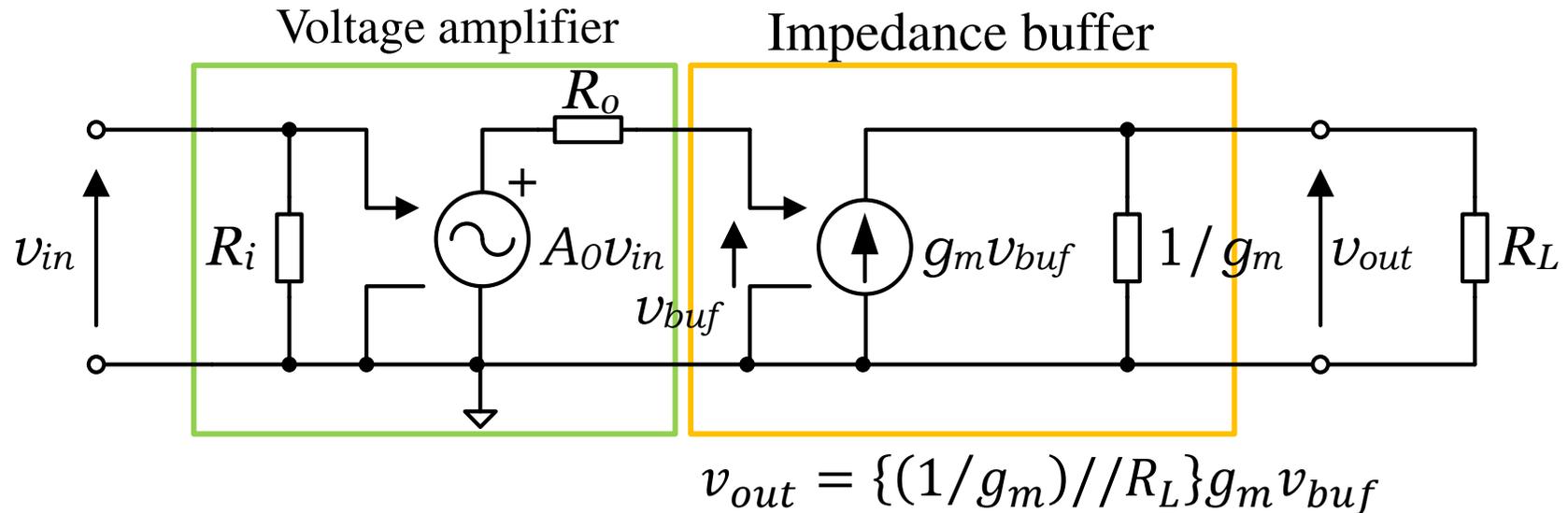
$A_0 = 1$ (0dB)まで電圧利得を下げた増幅器がインピーダンスバッファとして代用される(ただし、出力インピーダンスは0ではない)。

負荷 $R_L = \infty$ (出力端子開放)のとき、 $A_0 = g_m R_o = 1$ より、

$$R_o = \frac{1}{g_m} \quad (\text{実際のインピーダンスバッファの出力インピーダンス})$$

(参考) g_m は、トランジスタにより調整することができる。 R_i の調整も容易。

実際のインピーダンスバッファの動作モデル



インピーダンスバッファの利得

$$Gain = \frac{v_{out}}{v_{buf}} = \{(1/g_m) // R_L\} g_m = \frac{g_m}{g_m + \frac{1}{R_L}} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \cong 0.5 \text{ or } 1$$

通常は、 $g_m R_L \gg 1$ が成り立つため、利得は1となる。

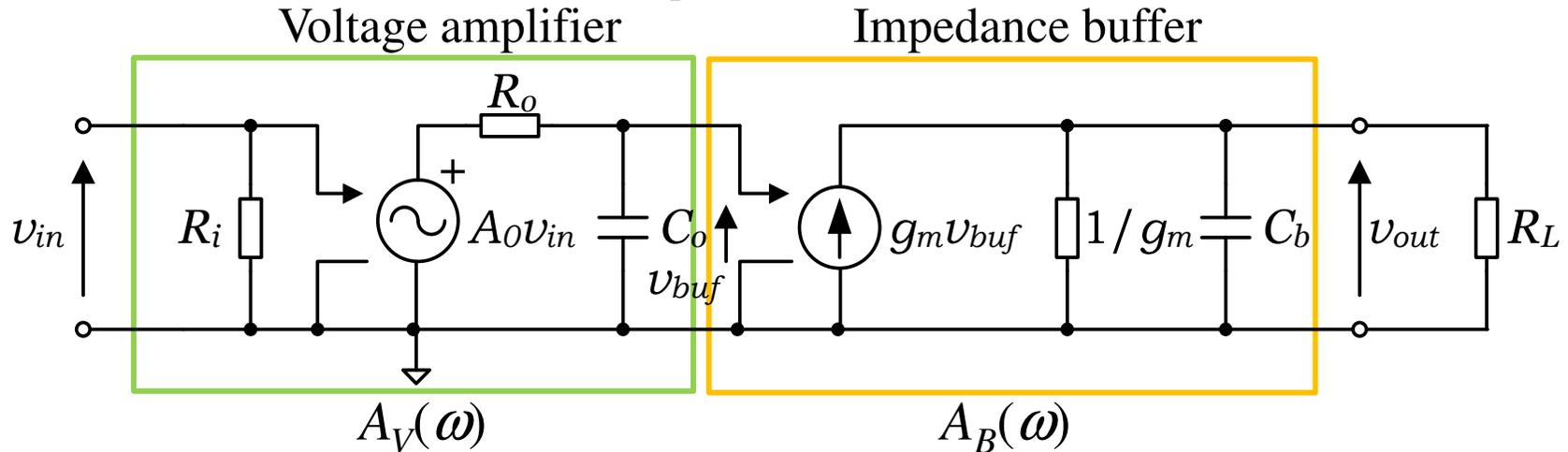
また、 $g_m R_L = 1$ ($Gain = 0.5$) とすることにより、インピーダンスマッチングを行う。 g_m の値は、トランジスタにより調整する。

(参考) パワーアンプ



1. オーディオアンプ、楽器用アンプ等は、電圧増幅器とインピーダンスバッファの2段構成となっており、**低インピーダンスのスピーカやヘッドホンを駆動(Drive)するインピーダンスバッファをパワーアンプ(Power amplifier)と呼んでいる。**
2. 無線通信回路では、アンテナのインピーダンスとインピーダンスマッチングした送信用の増幅器をパワーアンプと呼んでいる。

インピーダンスバッファの周波数特性



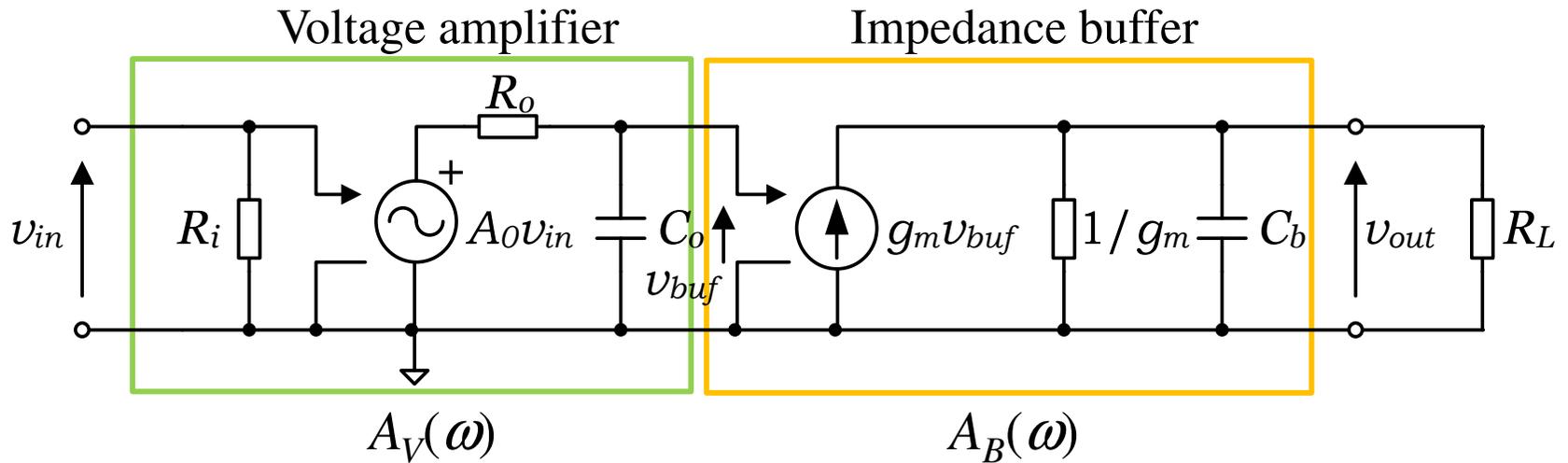
$$A_B(\omega) = \frac{v_{out}}{v_{buf}} = \left\{ \left(\frac{1}{j\omega C_b} \right) // \left(\frac{1}{g_m} \right) // R_L \right\} g_m = \frac{g_m}{j\omega C_b + g_m + \frac{1}{R_L}} = \frac{\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}}{1 + j\omega C_b \frac{R_L}{1 + g_m R_L}} = \frac{A_{B0}}{1 + j\omega/\omega_b}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_v = \frac{1}{C_o R_o} \quad (A_V(\omega) \text{の遮断角周波数}) \\ \omega_b = \frac{1}{C_b} \frac{1 + g_m R_L}{R_L} \cong \frac{g_m}{C_b} \quad (\text{通常、} g_m R_L \gg 1) \\ A_{B0} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \cong 1 \quad (\text{通常、} g_m R_L \gg 1) \end{array} \right.$$

結果として、 $\omega_v \ll \omega_b$ ($C_o \cong C_b, R_o \gg 1/g_m$)

インピーダンスバッファは、電圧増幅器に比べて遮断周波数が非常に高いため、周波数特性は無視できる。

インピーダンスバッファ付き増幅器の周波数特性



$$A_V(\omega) = \frac{v_{buf}}{v_{in}} = \frac{1}{R_o + \frac{1}{j\omega C_o}} A_0 = \frac{A_{V0}}{1 + j\omega C_o R_o} = \frac{A_{V0}}{1 + j\omega/\omega_v} \quad A_B(\omega) = \frac{A_{B0}}{1 + j\omega/\omega_b}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_v = \frac{1}{C_o R_o} \quad (A_V(\omega) \text{の遮断角周波数}) \\ \omega_b \cong \frac{g_m}{C_b} \quad (A_B(\omega) \text{の遮断角周波数}) \end{array} \right.$$

全体の利得

$$A_V(\omega) \cdot A_B(\omega) = \frac{A_{V0}}{1 + j\omega C_o R_o} \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_b}{g_m}}$$

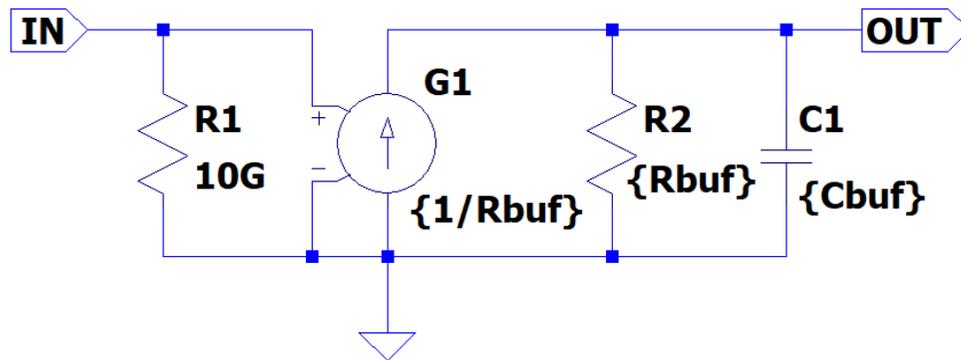
➡ R_L の影響を受けない

課題5.1

1. インピーダンスバッファの効果を確認するため、次ページ以降の回路のシミュレーションを実施し、上側と下側の各回路について、電圧利得の振幅特性と位相特性をグラフに示せ。
 - 回路図と結果のグラフを示すこと。
 - ネットリストを提出すること(レポートに貼り付けても、別ファイルでもよい)。
2. シミュレーション結果から、上下各回路において、 $CL = 1\text{fF} \sim 1000\text{fF}$ まで10倍ずつ変更した場合の、直流利得、遮断周波数、GBPを求めよ。
3. インピーダンスバッファが理想的であれば、 CL を変更しても周波数特性が変わらないはずであるが、シミュレーションでは、完全には CL 依存性を取り除けない。
 - どの部分がどのように変わったか。
 - なぜ、インピーダンスバッファを付けても CL の影響を受けたのか。理由について具体的に考察せよ。(インピーダンスバッファが理想的ではなかったというのは×)

シミュレーション手順1

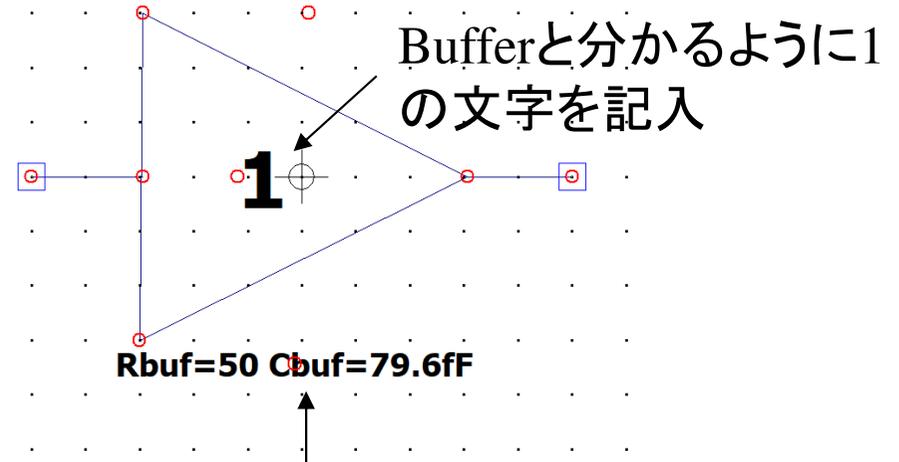
インピーダンスバッ
ファのモデルの作成



ファイル名の例:ibuf.asc

インピーダンスバッ
ファのシンボルの作成

<InstName>



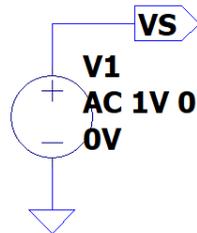
メニューのEdit - Attributes - Edit Attributes
で、SpiceLineの行に設定

ファイル名の例:ibuf.asy

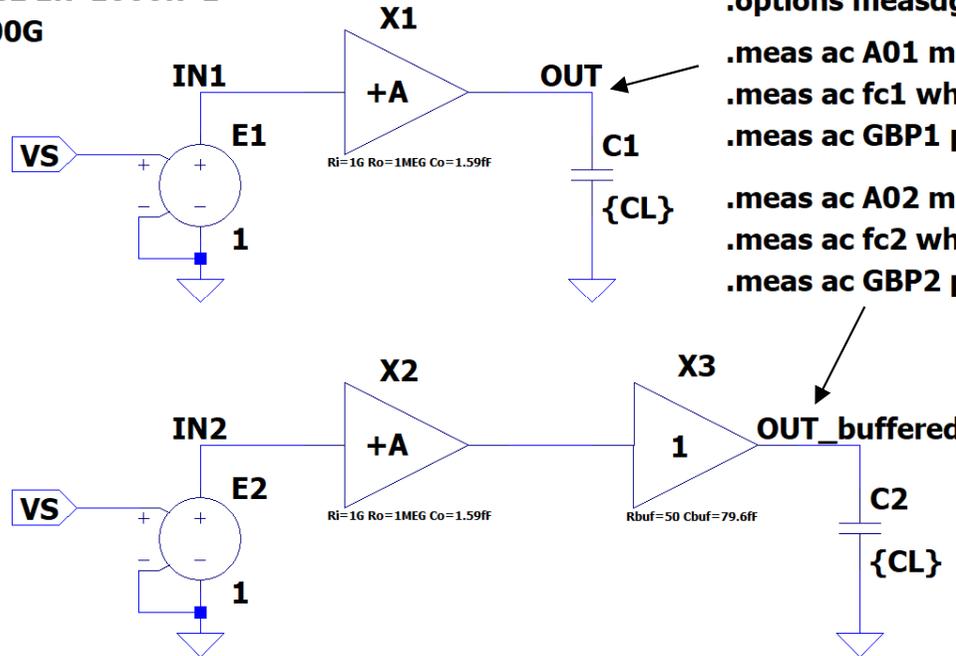
シミュレーション手順2

シミュレーション用回路図の作成

```
.step dec param CL 1fF 1000fF 1  
.ac dec 100 1k 100G
```



信号源



信号源を分配

```
.options meascplxfmt=cartesian  
.options measdgt=12
```

```
.meas ac A01 max mag(V(OUT))  
.meas ac fc1 when mag(V(OUT))=A01/sqrt(2)  
.meas ac GBP1 param A01*fc1
```

```
.meas ac A02 max mag(V(OUT_buffered))  
.meas ac fc2 when mag(V(OUT_buffered))=A02/sqrt(2)  
.meas ac GBP2 param A02*fc2
```

(参考)2つの回路の入力端子を直接接続してしまうと2つ回路の特性が相互干渉するため、比例係数1倍のE1, E2の入力を信号源で駆動し、E1, E2の出力をそれぞれの回路に接続する。2種類の回路を比較するときの常套手段なので覚えておこう。

第5章のまとめ

- インピーダンスマッチング
 - 送信側の出力インピーダンスと受信側の入力インピーダンスが共役複素数の時、電力の伝送が最大(50%)となる
 - 電力を伝送する場合や高周波信号の伝送で、インピーダンスマッチングが必要
- インピーダンスバッファ
 - 電圧信号または電流信号の一方を伝送する場合は、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%
 - 増幅回路をインピーダンスバッファとして用いる場合は、電圧利得 = 1 (このとき $Z_{out} = 1/g_m$) となるように回路を調整する
 - インピーダンスバッファを用いることにより、増幅器の周波数特性(直流利得、遮断周波数、GBP)が負荷の影響を受けなくなる