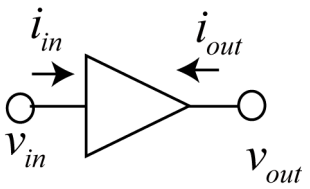
第 5 回講義メモ

さて、前回は入出力インピーダンスの話は、反対側を短絡で定義した。しかし演習では負荷抵抗をいれて計算してみた。

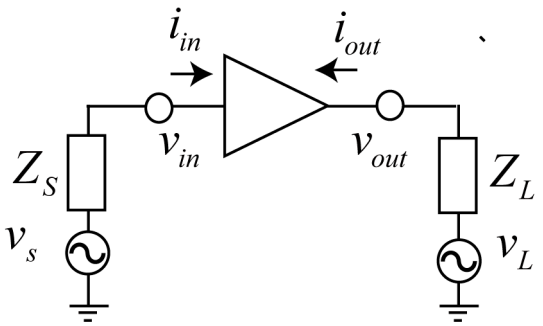
増幅器は、前の回路の出力インピーダンスを入力インピーダンスとして、後ろの回路の入力インピーダンスを出力インピーダンスと等しくすることが電力最大になるとされる。線形回路で行ったように出力インピーダンスと負荷が等しくなることで電力最大になるからである。
（実はもっとややこしい。例えば、MOS の場合は単に電圧振幅が大きくなるように、前段の出力インピーダンスは下げて、MOS の入力インピーダンスは高くなるようにした方が、増幅率は高くなったりする。さらに歪み最小やノイズ最小にする場合は望ましい負荷の条件は変わる。）

ただし、逆に言えば、入力インピーダンスや出力インピーダンスという形にしないと、回路毎で切り分けての計算ができなくなることにも注意しよう。入力負荷や出力負荷によって回路特性が変わると言うことは、本来は、全ての回路を一編に計算しないと特性が出ないことになる。それは、あまりにも大変である。そこで、回路毎に切り分けていく概念として、入力・出力インピーダンスは重要である。

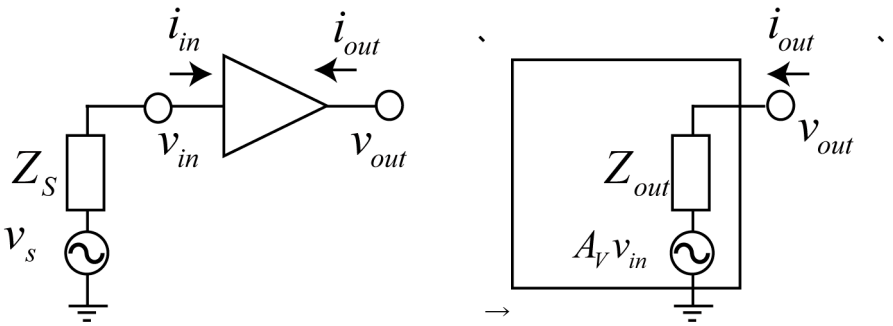
まず、



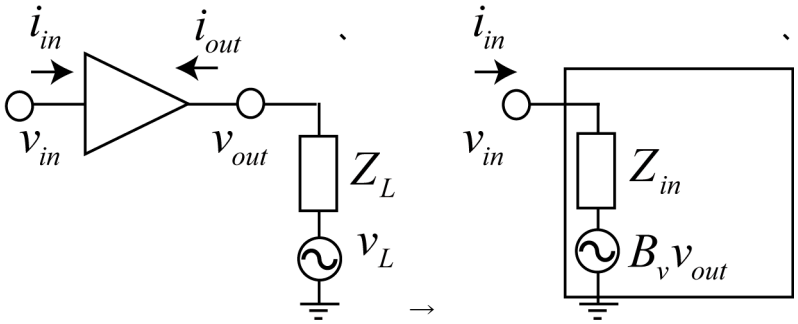
という形に一般化しよう。ここで、テブナンの等価電源の法則より、外部の回路を電源とインピーダンスひとつに単純化して示そう。



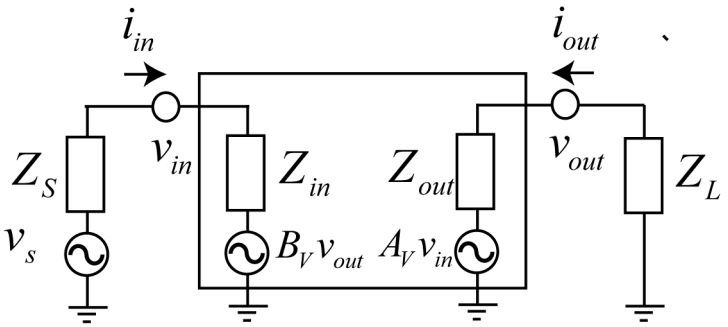
ただし、通常は、$v_L = 0$として考える場合が多い。
続いて、同様のやり方で、まず出力側からみたときも単純化しよう。



ここで、Z_{out}はv_{in}を短絡したときの出力インピーダンスであり、A_Vは、出力側を開放したときのv_{out}/v_{in}の比：電圧増幅率であり、先に定義したものと同様である。また、v_Sはv_{in}と線形の関係にあるとしている。
同様なやり方を入力側にも行おう。



ここで、B_Vは、入力側を開放したときのv_{in}/v_{out}の比であり電圧帰還率と呼ばれる。Z_{in}はv_{out}を短絡したときの出力インピーダンスであり先の定義と同様である。また、v_Lはv_{out}と線形の関係にあるとしている。（ここでの線形関係は、テブナンの等価電源の考え方で入力側を考えれば判るように$v_L = 0$の場合も含んでいることに注意しよう。）



これを全体でまとめると、次の様になる。
Z_S:　　信号源インピーダンス
Z_L:　　負荷インピーダンス
Z_{in}:　　入力インピーダンス
Z_{out}:　　出力インピーダンス

A_V:　　電圧増幅率
B_V:　　電圧帰還率

ここで、B_V が 0 かどうかで、回路解析の難しさが変わる。

$B_V \neq 0$ の場合、v_{in} / i_{in} の計算には、$B_V v_{out}$ を考慮すべきで、Z_L が短絡なら問題無いが、Z_L が開放なら $B_V v_{out} = A_V B_V v_{in}$ であり、Z_L を考慮しないと計算できない。v_{out} / i_{out} の計算には、$A_V v_{in}$ を考慮すべきで、Z_S が短絡なら $v_{in} = 0$ で問題無いが、$B_V v_{out}$ があり、Z_S が入力側に繋がっているので v_{in} が発生する場合がある。Z_S が開放なら $v_{in} = B_V v_{out}$ なので、$A_V v_{in} = A_V B_V v_{out}$ である。Z_S を考慮しないと計算できない。

例えば前回の演習で行ったゲート接地では、

$\frac{v_{in}}{i_{in}} = Z_{in}' = \frac{G + Y_L + g_{ds}}{(g_m + g_{ds} + g_{mb})(G + Y_L)}$ と入力側では $Y_L = 1/Z_L$ の影響を受け、

$\frac{v_{out}}{i_{out}} = Z_{out}' = \frac{Y_S + g_m + g_{mb} + g_{ds}}{g_{ds} Y_S + Y_S G + g_m G + g_{mb} G + g_{ds} G}$ と出力側では $Y_S = 1/Z_S$ の影響を受ける。

ここで、ダッシュは、回路に接続したインピーダンスを考慮したことを示している。

当たり前だが、入力/出力側を短絡すれば、$Z_{in}' = Z_{in}, Z_{out}' = Z_{out}$ となる。

なお、B_V を使うと、式は整理できる。

$B_V = 0$ の場合、インピーダンスの計算には、$Z_{in}' = Z_{in}, Z_{out}' = Z_{out}$ となり、簡単化する。

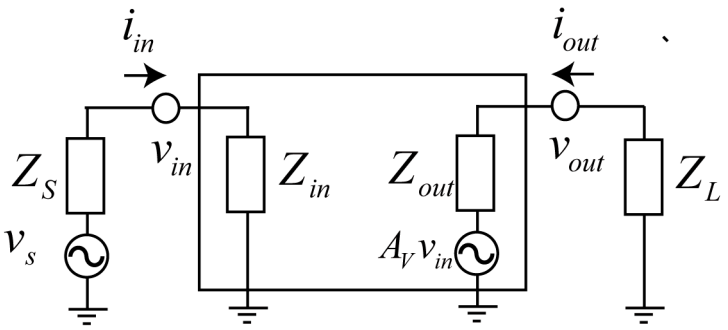
例えば、ソース接地、ソースフォロワの場合は、そうなる。

（ただし、ソース接地/ソースフォロワでも、高周波等価回路でゲートドレイン間に容量があるがこれを考慮すると変わる。）

$B_V = 0$ のとき、出力側の影響は入力側に及ばない。これを

増幅器が単方向性（unilateral）である。

という。

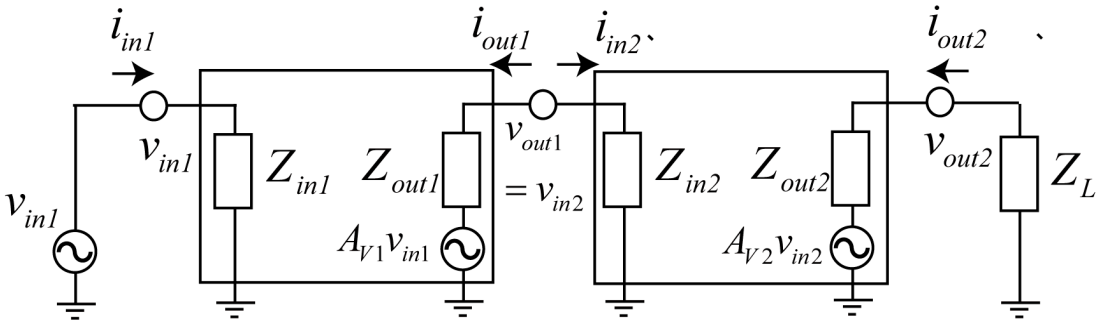


また、$v_{out} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_{out}} A_V v_{in}$ という簡単な関係が成立する。

電圧増幅率 $A_V' = \frac{Z_L}{Z_L + Z_{out}} A_V$ となる。

ここで、$B_V = 0$ のときアンプを二段接続した場合を考えよう。

（単純化するために、一段目の入力の負荷は省く。）



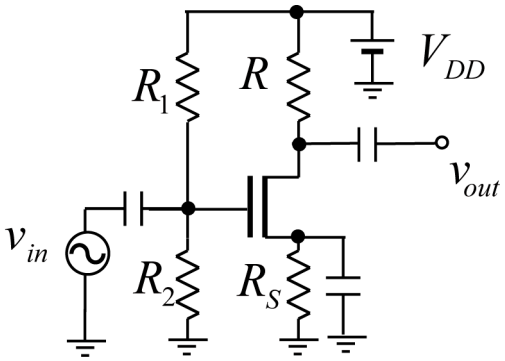
$$\frac{v_{out1}}{v_{in1}} = A_{V1}{}' = \frac{Z_{in2}}{Z_{out1}+Z_{in2}}A_{V1} \qquad \frac{v_{out2}}{v_{in2}} = A_{V2}{}' = \frac{Z_L}{Z_{out2}+Z_L}A_{V2}$$

全体では、$A_V{}' = \dfrac{v_{out2}}{v_{in1}} = A_{V1}A_{V2}\dfrac{Z_{in2}}{Z_{out1}+Z_{in2}}\dfrac{Z_L}{Z_{out2}+Z_L}$ と単純な積となる。

つまり、$B_V = 0$のとき、入力インピーダンス/出力インピーダンス/電圧増幅率で、縦続接続したときの回路の利得が簡単に計算できる。$B_V \neq 0$のときは、ちょっと面倒になる。

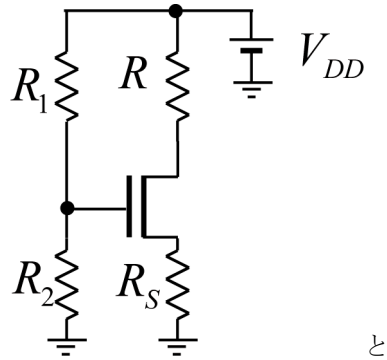
<u>バイアス回路について</u>

さて、ゲートバイアスを抵抗分割で行ってみよう。



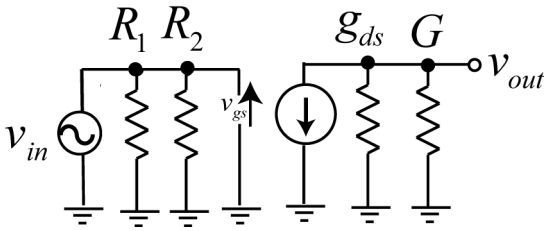
入力はコンデンサで分けて、かつソース抵抗もバイアス分だけのためにするためにコンデンサを並列に入れる。コンデンサは扱っている周波数に対して充分インピーダンスが低いが、大信号成分に対しては(絶縁と考えうる)充分高いインピーダンスを持つとしよう。

大信号成分では、



となる。

小信号回路にすると、コンデンサは短絡できるので、ソースは接地していると見え、バックゲート効果は無視できる。



入力側での回路は、

$i_{in} = v_{gs}G_1 + v_{gs}G_2$ なので、入力インピーダンスは、$Z_{in} = \dfrac{1}{G_1 + G_2}$

出力インピーダンスは、普通のソース接地回路と同じで $Z_{out} = v_{out} / i_{out} = \dfrac{1}{G + g_{ds}}$ となる。

電圧増幅率は $A_V = -\dfrac{g_m}{G + g_{ds}}$、電圧帰還率は、入力開放の時の v_{in} / v_{out} の比なので $B_V = 0$　普通のソース接地回路と変わらない。

因みに負荷抵抗にインダクタを入れると、小信号成分では $G \to \infty$ にできるが、$A_V = -\dfrac{g_m}{g_{ds}}$ となる。デバイス単体を評価するときに使う。

<u>バイポーラトランジスタの小信号等価回路</u>

最後に駆け足でバイポーラ小信号等価回路を行おう。

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$　　温度電圧：$U_T = \dfrac{kT}{q} \cong 26\text{mV}$

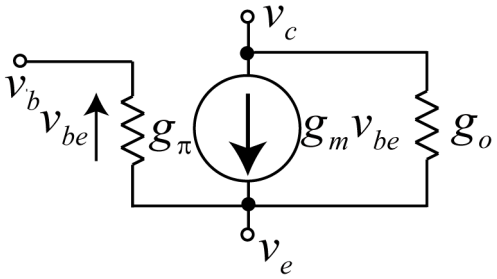
なので、$\Delta I_C = \dfrac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}\Delta V_{BE} + \dfrac{\partial I_C}{\partial V_{CE}}\Delta V_{CE} = g_m v_{be} + g_o v_{ce}$　と MOSFET と同様に定義すれば、

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{qI_S}{kT} exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) = \frac{I_C}{U_T}$$ 、

$$g_o = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = \frac{I_S}{V_A} exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) = \frac{I_C}{V_A + V_{CE}} \sim \frac{I_C}{V_A}$$ となる。

ここで違いはベース電流が流れることである。ベース電流は、アーリー効果が起こる前のコレクタ電流に対して $\beta_F = I_C / I_B$ なので

$$\Delta I_B = \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}}\Delta V_{BE} = \frac{I_B}{I_C}\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}\Delta V_{BE} = \frac{g_m}{\beta}\frac{1}{1 + \dfrac{V_{CE}}{V_A}} v_{be} = g_\pi v_{be}$$ とすればよい。以上を考慮して小信号等価回路を描くと、下の様になる。



解析は MOSFET とバイポーラトランジスタで変わるところはない。