第 5 回　等価回路 2

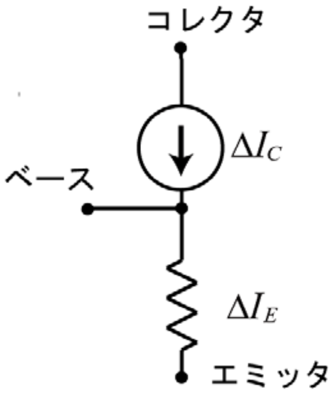
前回説明したように、直流成分と交流の信号成分が混じっていて、かつ線形性がある場合は、直流成分と交流成分は重ね合わせが成り立つと考えて別々に解く。

ここで大事なのは線形性がないと重ね合わせが成り立たないことである。ダイオードは電圧に対して指数関数なので、本来線形性がなく、交流回路のみを分離した回路解析をつかうことは本来できない。しかしながら、ここで小信号という概念を入れると切り離すことができる。

小信号という言い方は、信号成分だけでなく、振幅が小さいという意味がある。振幅が小さいときは先に示したように一次の微分までとることで、十分その変化が説明できる。そのように振幅が小さいと仮定して、解くことにする。

小信号モデルでは、線形性を保つ必要があることから、ダイオードではなく、比例関係が成り立つ抵抗に置き換えてしまう。

簡単に言えば微分するだけである。この微分抵抗はどのような値になるのであろうか？下図のような等価回路を考えよう。



小信号等価回路モデル

$\mathrm{I_E} = \mathrm{I_{E0}}\exp(\frac{\mathrm{q}V_{BE}}{\mathrm{kT}})$ なので、V_{BE} に微小電圧 ΔV_{BE} を加えると、$\mathrm{I_E} = \mathrm{I_{E0}}\exp(\frac{\mathrm{q}(V_{BE}+\Delta V_{BE})}{\mathrm{kT}})$ となる。

ここで、微小電圧変化による電流の変化分は

$$\mathrm{I_E} = \mathrm{I_{E0}}\exp(\frac{\mathrm{q}V_{BE}}{\mathrm{kT}})\exp(\frac{\mathrm{q}\Delta V_{BE}}{\mathrm{kT}})$$

$$\simeq \mathrm{I_{E0}}\exp(\frac{\mathrm{q}V_{BE}}{\mathrm{kT}})(1+\frac{\mathrm{q}\Delta V_{BE}}{\mathrm{kT}})$$

なので

$$\Delta\mathrm{I_E} = \frac{\mathrm{q}\Delta V_{BE}}{\mathrm{kT}}\mathrm{I_{E0}}\exp(\frac{\mathrm{q}V_{BE}}{\mathrm{kT}}) = \frac{\mathrm{q}\Delta V_{BE}}{\mathrm{kT}}\mathrm{I_{E\_DC}}$$

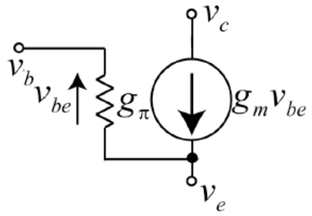
となる。ここで $\mathrm{I_{E\_DC}} \equiv \mathrm{I_{E0}}\exp(\frac{\mathrm{q}V_{BE}}{\mathrm{kT}})$ と定義している。

抵抗として表すと、$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta \mathrm{I_E}} = \frac{\mathrm{kT}}{\mathrm{qI_{E\_DC}}}$ である。$\frac{\mathrm{kT}}{\mathrm{q}}$ は 26mV であり、$\mathrm{I_{E\_DC}}$ はエミッタ電流の直流分なので、エミッタ電流 26mA で 1Ω、13mA で 2Ω という比較的小さな抵抗である。

一方電流源は $\alpha\mathrm{I_E} = \mathrm{I_C}$ なので、$\alpha\Delta\mathrm{I_E} = \Delta\mathrm{I_C}$ として表すときもあるが、相互コンダクタンス $g_m = \frac{d\mathrm{I_C}}{d\mathrm{V_{BE}}}$ という表記を使って、$\Delta\mathrm{I_C} = g_m\Delta\mathrm{V_{BE}}$ と表すことも多い。g_mは伝達コンダクタンスと呼ばれ、$\frac{\Delta\mathrm{I_C}}{\Delta V_{BE}} = \alpha\frac{\mathrm{qI_{E\_DC}}}{\mathrm{kT}}$ であり、やはりエミッタ電流の直流分で変わり、エミッタの微分抵抗のほぼ逆数である。

また、6 回では高速動作を考えることから、容量を入れる。
（実際にはエバースモルモデルなどでも交流回路応用では容量を入れる。）

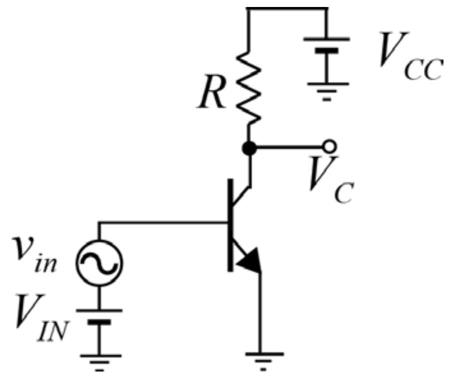
なお、この T 型回路は、このままではエミッタ接地動作に使いにくいので、通常はエミッタの抵抗をベース電流とコレクタ電流が流れる分に分けて、コレクタ電流の流れとベース電流の流れを分離（ベース電流に流れる抵抗は電流が 1/β になるのに同じ電圧降下をするので、値を β 倍にする。）してから、理想電流源の下の抵抗は意味が無いので除去して、下記の形にする。



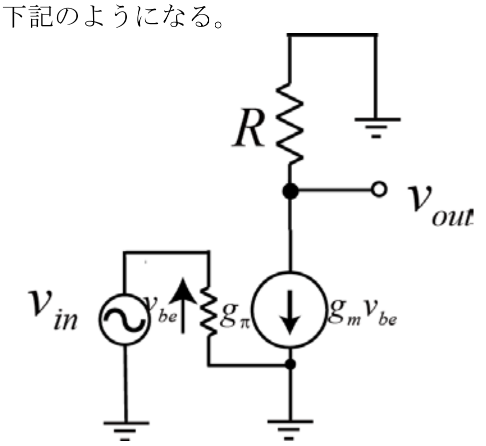
π 型等価回路

さて、それではこの π 型等価回路を使って小信号等価回路で信号成分の増幅を考えよう。

使う回路は前回と同じエミッタ接地回路である。



ここで小信号成分/変化成分だけを取り出すと下記のようになる。

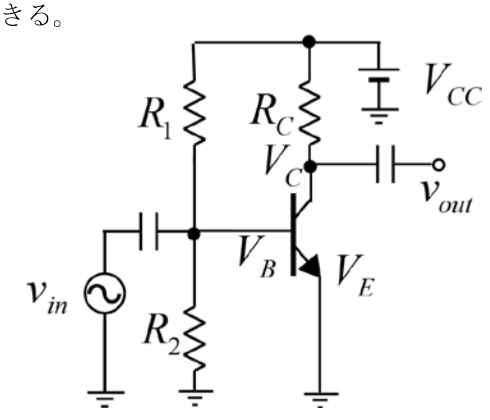


ここで、注意すべきは、直流電圧源は、電圧が変化しないことから、取り除いて短絡すべきことである。（一方直流電流源では電流が変化できないので、取り除くときは開放にする。）

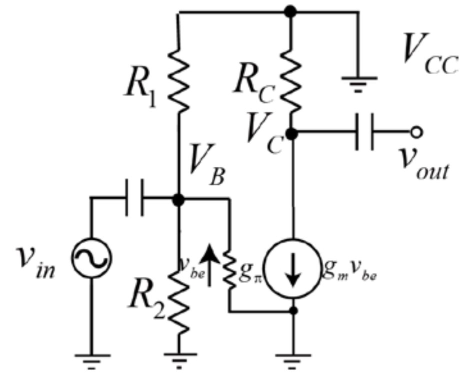
さて g_π の印加電圧は v_{in} であり、これが v_{be} と等しい。したがって抵抗に流れる小信号成分の電流は $g_m v_{be}$ となる。この電流が抵抗 R に流れて作り出す電圧 $-R\,g_m v_{be}$ が出力なので、出力電圧と入力電圧の比は $-g_m R$ となる。

$g_m = \alpha \dfrac{qI_{E\_DC}}{kT}$ を使うと前回求めた比と同じになる。

また、この小信号回路を使えば、前回面倒なので飛ばしたコンデンサやベース電圧バイアス成分設定用の抵抗をいれても計算することができる。



を小信号回路にすると



になる。
これは電気回路第一で習った複素数での周波数応答を $j\omega$ で表わす方法で計算ができる。
ここで、入力電源から見たインピーダンスは

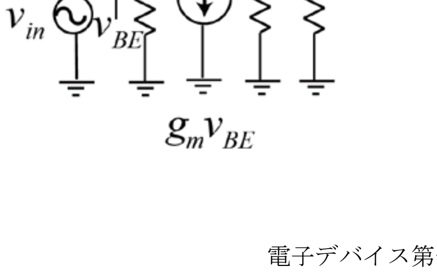
$\dfrac{1}{j\omega C} + \dfrac{1}{g_\pi + 1/R_1 + 1/R_2}$ となり、

$$v_{be} = v_{in} \frac{\dfrac{1}{g_\pi + 1/R_1 + 1/R_2}}{\dfrac{1}{j\omega C} + \dfrac{1}{g_\pi + 1/R_1 + 1/R_2}}$$ となる。

コンデンサによる電圧降下が周波数 ω が十分高くて並列抵抗での電圧降下に比べて十分小さいとすれば、コンデンサは高周波に対しては短絡と扱え、$v_{be} = v_{in}$ とでき、出力電圧と入力電圧の比はやはり $-g_m R$ となる。

出力コンダクタンス

第三回で話したように、正常活性領域でもコレクタ電圧-コレクタ電流特性は傾きを持ち、異なった異なったベース電流のコレクタ電圧-コレクタ電流特性を延長するとアーリー電圧-V_A で x 軸と交わる。この傾きは、動作電圧 $V_{CE} \ll V_A$ を仮定すると $\dfrac{I_C}{V_{CE}+V_A} \simeq \dfrac{I_C}{V_A}$ となる。この傾き分を出力コンダクタンス $g_O = I_C/V_A$ と定義する。これを小信号回路に入れるとコレクタエミッタ間に、$g_o v_{CE}$ の電流源が入る。これは抵抗成分 $R_O = 1/g_O$ として考えて、先の増幅を考えた時の抵抗 $R = 1/G$ として考えると下記の回路になる。

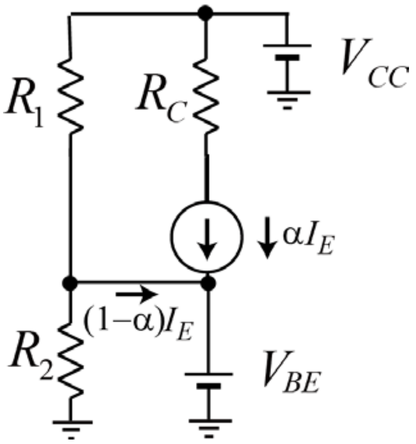


出力電圧と入力電圧の比は、$-\frac{g_m}{G+g_o}$になる。Gがゼロでも無限大にはならず、比は飽和する。

電池・電流源モデル

さて、いままで述べた小信号等価回路は正常活性状態のみで成り立つ。したがって、回路のバイアス条件（直流条件）は、正常活性状態になるように設定する必要がある。また増幅は、どれだけエミッタ電流が流れるか/負荷抵抗をいくつにするかで変わるので、必要な増幅に合わせて、設計する必要がある。

このバイアス条件設定時もダイオードで行うと煩雑である。この場合微分抵抗は使うことができないが、ダイオードの電圧電流特性が60mVで１桁変わるという速い変化であることから、流れる電流を決めてから、必要なベースエミッタ電圧を考え、定電圧源として表記することができる。



このとき電圧源の大きさはおおむね0.7-0.9Vの範囲である。

なお、これらの小信号回路の概念は、バイポーラトランジスタ以外のトランジスタでも当然有効であるが、小信号等価回路自身は各デバイスによって異なる。