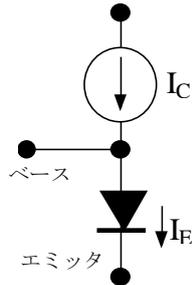


第4回 等価回路1

1 ダイオード・1 電流源の等価回路

さて、回路に実際に入れるためには、通常等価回路と呼ばれる回路を用いて特性を表す。ここでどのような等価回路で特性が表記できるかを考えよう。ベースエミッタ電圧に対するエミッタ電流(=コレクタ電流+ベース電流)は指数関数的に増大するが、これを最も単純に表すのは、ダイオードを入れることである。一方、コレクタ電流はエミッタ電流に α をかけた量がでてくるので、この形で電流源となる。そこで、下図のような簡単な等価回路ができる。

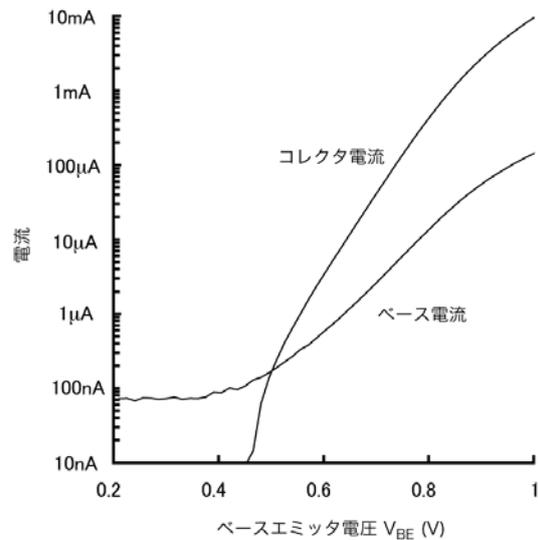


1 ダイオード・1 電流源の等価回路

ここでエミッタ電流は $I_E = I_{E0} \left\{ \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) - 1 \right\}$ の式(ここでは0バイアスでの電流を0にするために、平衡時のキャリアを考慮した形として、-1を足した。)で、コレクタ電流は $I_C = \alpha I_E$ と表すこととする。

この特性を表す数値を測定するために、ガンメルプロットがある。ベースコレクタ電圧を0Vにして、ベースエミッタ電圧をパラメータとしてコレクタ電流とベース電流を測定する。指数関数的な変化なので60mV変化させると、電流が一桁変化する。ベース電流においてはこの指数的变化が緩くなるときがある。この場合、

$I_B = I_{B0} \left\{ \exp\left(\frac{qV_{BE}}{nkT}\right) - 1 \right\}$ のような式でnを用いて表されるが、この場合低電流領域でのトランジスタ側面・表面などでの再結合電流がベース電流に流れ込んでいることが多い。シリコンだけでできたバイポーラトランジスタではコレクタ電流に関しては通常 $n=1$ である。



ガンメルプロット

(Siでないデータを持ってきたので、すこし必要な電圧が大きい・・・)

エバースモルモデル

先に示したようにトランジスタはnpn構造からできている。そこでエミッタとコレクタを逆に接続してもエミッタ電流やコレクタ電流を流すことができる。この特性を表すために、ベースコレクタ間にダイオードを入れてエミッタベース間に電流源を入れると対称性の高い等価回路を作れる。この回路がエバースモルモデルであり、このモデルで始めてベースコレクタ接合が順バイアスになっている条件も説明できるようになる。ここでの電流表記は $I_C = \alpha_F I_F - I_R$ 、

$I_E = I_F - \alpha_R I_R$ であり、 $I_F = I_{F0} \left\{ \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) - 1 \right\}$ 、

$I_R = I_{R0} \left\{ \exp\left(\frac{qV_{BC}}{kT}\right) - 1 \right\}$ である。ただし、次回示すようにコレクタのキャリア濃度はベースのキャリア濃度に比べて低くする必要があるので、注入効率が正しいエミッタベース接合に比べて低くなるので、 α_R は大幅に1より小さい。このモデルでは、トランジスタの回路は

I_{F0} 、 I_{R0} 、 α_F 、 α_R の四つのパラメータで表せることになる。それらの測定はを正常なバイアスでとエミッタとコレクタを入れ替えた逆接続状態での二回のガンメルプロット測定からである。

さて、先週示した正常なバイアスでのコレクタ電流に、ベース中でのコレクタ端で平衡状態にあることを仮定すると

$J_C = -qD_n B \frac{n_{B0}}{W_B} \left\{ \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) - 1 \right\}$ である。(ここでコレクタ端がベースコレクタ電圧によって平衡状態より減る分はエバースモルモデルではBC間

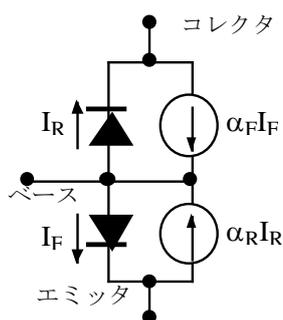
のダイオード電流によるものと考えることが出来る。) エバースモルモデルで考えると

$$\alpha_F I_{F0} = q D_{nB} \frac{n_{B0}}{W_B}$$

一方、逆接続状態でのコレクタ電流を同様に考え

$$\alpha_R I_{R0} = q D_{nB} \frac{n_{B0}}{W_B}$$

ると $\alpha_F I_{F0} = \alpha_R I_{R0}$ の関係が成り立つ。この関係は相補性と呼ばれ、先の4つのパラメータは実際には3つのパラメータに出来る。これはコレクタ電流がベースのパラメータだけによっていることによる。



エバースモルモデル

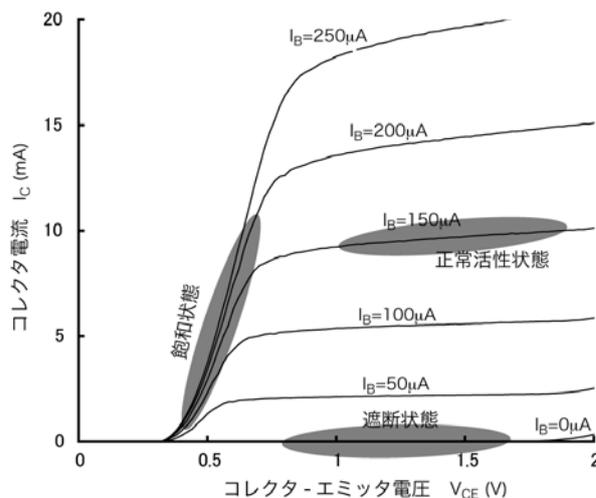
エミッタ接地電圧-電流特性

実際のエミッタ接地電圧-電流特性を説明しよう。エミッタ接地特性は、エミッタを接地し、ベース電流一定の元でコレクタ電圧を変化させてコレクタ電流を測定する。ベースエミッタ電圧はベース電流が一定になるように変化していることになる。

まず、ベースコレクタ接合が逆バイアスされている時、ベースコレクタ間のダイオードには電流は流れない。これはエミッタ接地ではベース電流一定の条件でコレクタ電圧によらず、コレクタ電流が一定の時に相当する。この状態は正常活性状態と呼ばれる。

一方、コレクタ電圧を小さくしていくと、あるところからベースコレクタ接合が順バイアスされ、このダイオードの電流が流れるようになる。

これは逆接続したトランジスタの α_R であり、1よりだいぶ小さいことから、ベースに流れ込む電流が多くなる。しかしベース電流一定の条件で駆動していることから、ベース電圧が下がり、エミッタ、コレクタの両方から流れ込む電流を減らす。ベース電圧が低くなるので、コレクタ電流も小さくなる。この領域を飽和領域と呼ぶ。



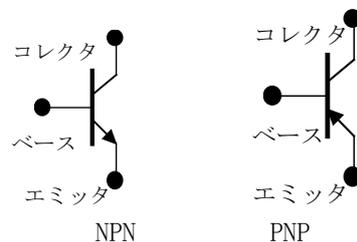
エミッタ接地電圧-電流特性

なぜ飽和領域と呼ぶか？ ベースの少数キャリアに注目しよう。飽和領域ではベースエミッタ接合も、ベースコレクタ接合も順方向にバイアスされているので、エミッタ端もコレクタ端も、すなわちベースの全域の少数キャリアが平衡状態より大きなキャリア密度になる。(この計算はエミッタベースとベースコレクタにおいてそれぞれ計算したものを足し合わせればよい簡単な線形の関係で出来る。すなわち少数キャリアの模式図に示すように二つの三角形を組み合わせる概念でやればよい。)

この特性はエバールモルモデルで描けるが、デバイスシュミレータではデバイス内のキャリア濃度・電圧による素子内の挙動の変化を入れたガンメルプーンモデルを使うのが一般的である(アーリー電圧なども取り入れられる)。このモデルは大学院で講義する。

回路としての表記

回路中に表記する場合は、記号がないとまずいことから右の様な記号を回路中では用いる。

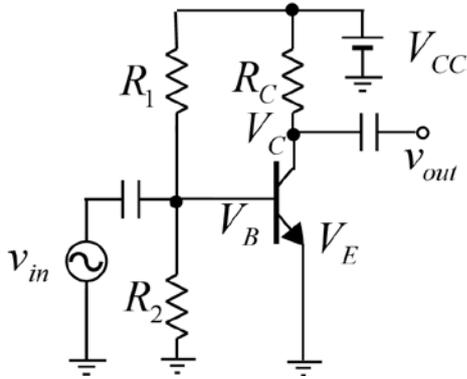


トランジスタの回路表記

トランジスタを使った増幅

さて、このトランジスタを実際の回路に入れて増幅を試みよう。

増幅というのは、第一回にも示したように小さな電気信号で大きな電気信号を制御することである。まずはアナログで考えよう。実際の回路がないと考えられないので、回路を入れよう。



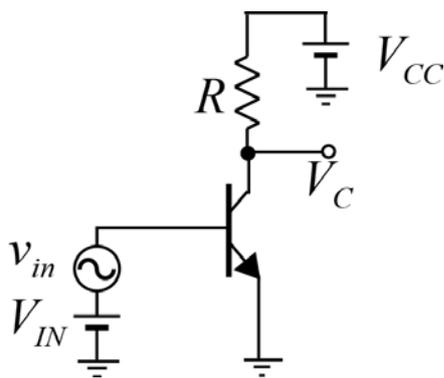
この回路はエミッタ接地回路と呼ばれる典型的な増幅回路である。

電源の持つ電圧が V_{CC} を抵抗 R_1 と R_2 で分割してベース電圧を作っている。例えば電流増幅率 β が 100 くらいで、コレクタ電流に 10 mA くらい流したいなら、ベース電流が $100 \mu\text{A}$ 流れるために必要な V_B にしなければならない。

さて、抵抗分割でベース電圧を作ると説明が面倒な部分があるので、まずこれを定電圧源に置き換えてしまおう。

また、コンデンサは信号成分のみを通して、入力出力するためのものなので、入力信号側には定電圧源と直列に入れ、出力信号側では、単に出力側の電圧を見ることにしよう。

すると回路は下のようになる。



さて、

$$I_C = \alpha I_E = \alpha I_{E0} \left\{ \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) - 1 \right\} \approx \alpha I_{E0} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

である。

ここで、 $V_{BE} = V_{IN} + v_{in}$ なので、

$$I_C \approx \alpha I_{E0} \exp\left(\frac{q(V_{IN} + v_{in})}{kT}\right) \text{ となる。}$$

一方、コレクタ電圧 V_C は正常活性状態ならば、コレクタ電流と負荷抵抗 R と V_{CC} で決ま

$$V_C = V_{CC} - RI_C$$

$$\text{り、} = V_{CC} - \alpha RI_{E0} \exp\left(\frac{q(V_{IN} + v_{in})}{kT}\right)$$

$$= V_{CC} - \alpha RI_{E0} \exp\left(\frac{qV_{IN}}{kT}\right) \exp\left(\frac{qv_{in}}{kT}\right)$$

となる。

ここで、信号成分によって変化するのは、

$$\alpha RI_{E0} \exp\left(\frac{qV_{IN}}{kT}\right) \exp\left(\frac{qv_{in}}{kT}\right) \text{ 成分である。}$$

信号成分を一次でテイラー展開すると

$$\exp\left(\frac{qv_{in}}{kT}\right) \approx 1 + \frac{qv_{in}}{kT} \text{ であり、}$$

$$V_C = V_{CC} - \alpha RI_{E0} \exp\left(\frac{qV_{IN}}{kT}\right) \exp\left(\frac{qv_{in}}{kT}\right)$$

$$= V_{CC} - \alpha RI_{E0} \exp\left(\frac{qV_{IN}}{kT}\right) - \alpha RI_{E0} \exp\left(\frac{qV_{IN}}{kT}\right) \frac{qv_{in}}{kT}$$

となる。

これをコンデンサを介して変化する信号成分だけ取り出すと

$$-\alpha RI_{E0} \frac{q}{kT} \exp\left(\frac{qV_{IN}}{kT}\right) \text{ 倍されていることにな$$

る。

これが増幅である。

さて、定電圧源に置き換えたりしたにも関わらず、計算が面倒である。

通常、回路の計算で、直流成分（ここでは V_{IN} ）と交流の信号成分（ここでは v_{in} ）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られるので、別々に考えることができる。この考え方を沿って解く場合、信号成分側の回路を小信号回路と呼ぶ。

困ったことにこの小信号回路を教えるのは、この講義より後で開講される「アナログ電子回路」である。そこでそのさわりだけやって、何とか増幅の説明をしよう。