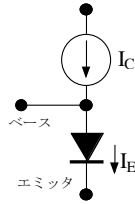


第7回 等価回路

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、下図の様な簡単な等価回路ができる。

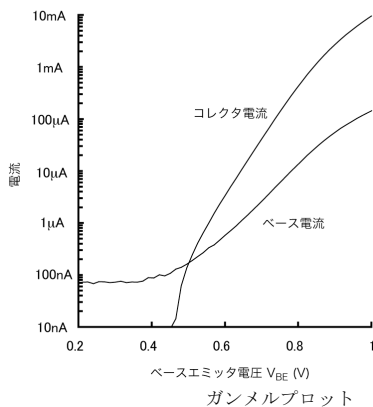


1 ダイオード・1 電流源の等価回路

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

エバースモルモデル

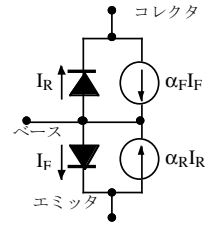
先に示したようにトランジスタはnpn構造からできている。そこでエミッタとコレクタを逆に接続してもエミッタ電流やコレクタ電流を流すことができる。この特性を表すために、ベース・コレクタ間にダイオードを入れてエミッタ・ベース間に電流源を入れると対称性の高い等価回路を作れる。この回路がエバースモルモデルであり、このモデルで始めてベース・コレクタ接合が順バイアスになっている条件も説明できるようになる。ここで電流表記は

$I_C = \alpha_F I_F - I_R$, $I_E = I_F - \alpha_R I_R$ 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較べて低くする必要があるので、注入効率 α_F が正しいエミッタ・ベース接合に較べて低くなるので、 α_F 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 $J_C = -qD_{nB} \frac{n_{B0}}{W_B} \left\{ \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) - 1 \right\}$ 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こ

とが出来る。）エバースモルモデルで考えると $\alpha_F I_{F0} = qD_{nB} \frac{n_{B0}}{W_B}$ と考えることが出来る。一方、逆接続状態でのコレクタ電流を同様に考えると $\alpha_R I_{R0} = qD_{nB} \frac{n_{B0}}{W_B}$ になる。従って $\alpha_F I_{F0} = \alpha_R I_{R0}$ 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。



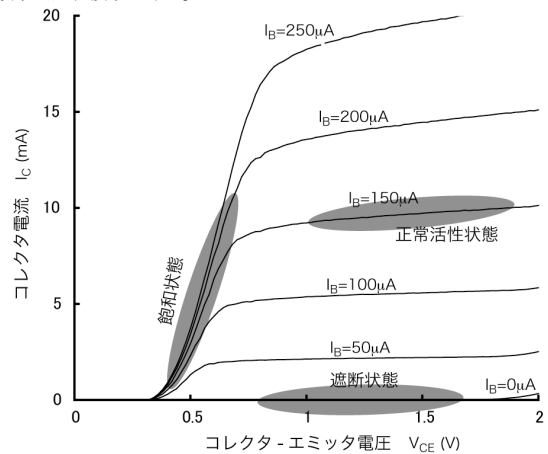
エバースモルモデル

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。



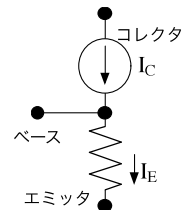
エミッタ接地電圧-電流特性

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た概念でやればよい。）

小信号用等価回路(抵抗・電流源)モデル

このあと高周波での回路応答に等価回路に応用しようとする、ダイオードは線形性がないので、簡単（交流回路レベル）な回路解析をつかうことができない。幸いなことに簡単な交流回路の解析は小信号をもちいることから、バイアス分は直流として、そこから大きくエミッタ電流が外れることはないという小信号モデルをつかえば回路を線形的に表すことが出来る。

小信号モデルで重要なのは、直流分に重畳された小信号に対してどのような電圧変化-電流変化があるかであり、微分抵抗 $\frac{dV_{BE}}{dI_E}$ でダイオードを置き換えることが出来る。



$I_E \approx I_{EQ} \left(\exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \right)$ なので、 $\frac{dI_E}{dV_{BE}} \approx \frac{q}{kT} I_{EQ} \left(\exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \right) = \frac{qI_E}{kT}$ であり、
 $\frac{dV_{BE}}{dI_E} \approx \frac{kT}{qI_E}$ である。 q は26mV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 $i_c = \alpha i_E$ を用いて表すときも

あるが、相互コンダクタンス $g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}}$ という表記を使って、 $i_c = g_m v_{BE}$ と表すことも多い。 g_m はエミッタの微分抵抗のほぼ逆数である。

なお、次々回のような交流動作を考えるためには、容量を考えることが必要であり、また電子走行に伴う遅延も容量の形などで入れることが、ここではとりあえず行わない。

(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。)

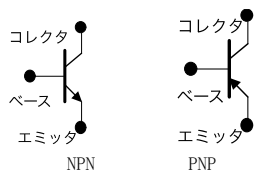
電池・電流源モデル

回路のバイアス条件(直流条件)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は線形的であり、かつ60mVで1桁変わるという速い変化であることから、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桁としてどのくらいの電流を使うかとエバースモルモデルのパラメータとの比較だけで決まるがおおむね0.7-0.9Vの範囲である。

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