

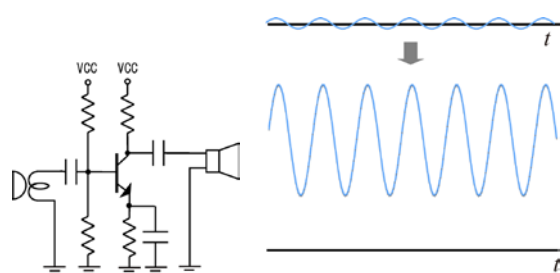
第1回 イントロダクションと半導体デバイス (バイポーラトランジスタとMOSトランジスタ)

はじめに

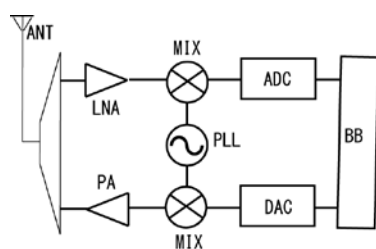
いままでの電気の回路系の講義として、線形回路と回路理論を習い、LCR による回路と電源を組み合わせた場合の挙動を学習してきた。このような回路は、増幅などが出来ないことから、受動回路と呼ばれる。また、半導体物性において、半導体内の電子の挙動の基礎とダイオードについて教わったと思う。この講義では、これらの基礎を許に、受動回路ではなく、半導体で出来たトランジスタなどを回路の中に入れて、能動回路を作る。なお今まで用いた素子は線形素子だったが、トランジスタなどは非線形素子である。

能動回路でなにが出来るか、簡単に示そう。例えば、マイクとスピーカーは、受動回路の一種といえるが、これと電源などでは大きな音にはできない。

そこで、トランジスタを使った増幅回路をいれて、音を大きくしようという考えが出てくる。



現在、用いられている電子回路は、こんな簡単ではない。例えば、無線器の回路の一例を示そう。



受信側にアナログ-デジタルコンバータ (ADC) を入れ、送信側にデジタル-アナログコンバータ (DAC) を入れて信号処理はデジタルでさせているが、そこ以外はアナログである。

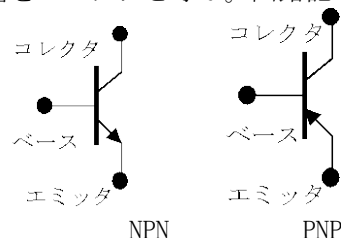
さて、アナログ電子回路のコアとなる素子はトランジスタだが、そこで、アナログ電子回路に必要な部分を抽出して、バイポーラトランジスタ、MOSFET の二つの素子の動作を簡単に説明しよう。

バイポーラトランジスタ

バイポーラトランジスタはダイオードを作る pn 接合を背中合わせで繰り返して npn 接合または pnp 接合をつくったものであり、各層に端子を取った三端子素子である。ここでは npn 構造のみを話す。pnp 構造も電子を正孔に入れ替え、電圧の向きを逆にすれば同様に説明出来る。

pn 接合に電圧を掛けると、一方の電圧では電流が流れ、逆方向では電流が流れない。電子や正孔はエネルギーに対してボルツマン分布（正確にはフェルミディラックだが通常ボルツマンで近似する）を持つので、電圧印加時の電流は、印加電圧により指数関数的に変化する。電流が流れる方向に印加された電圧を順方向バイアス、流れない方向を逆方向バイアスと呼ぶ。

バイポーラトランジスタを、ある n 層を接地し、p 層を正の電位に、もう一方の n 層を p 層よりも大きい正の電位にする接続で説明しよう。接地した n 層をエミッタ、p 層をベース、正の電位の n 層をコレクタと呼ぶ。回路記号を示す。

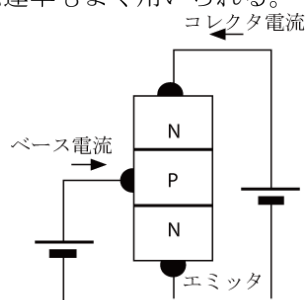


エミッタ-ベース接合は順方向バイアスされているので、エミッタからベースに電子が、ベースからエミッタに正孔が注入される。注入される電流量はベース-エミッタ電圧に依存した指数関数 $\exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$ に比例する。一方、ベース-コレクタ間

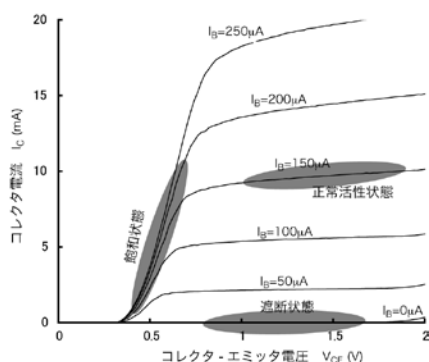
は逆バイアスされているので、これだけでは電流は流れないが、エミッタからベースに注入された電子がほとんどそのままコレクタに流れ込みコレクタ電流 I_C となる。ベースからエミッタに入る正孔電流は、トランジスタに増幅動作をさせるために普通コレクタ電流の 1/100 程度とする。この正孔電流がコレクタ電流と合わさりエミッタ電流となるが、ベース端子に出入りする電流はほぼこの正孔電流のみであり、これがベース電流 I_B となる。従って、コレクタ電流 I_C とベース電流 I_B はコレクタ電流 I_C が 100 倍程度大きく、コレクタ電流とエミッタ電流はほぼ等しい。コレクタ電流 I_C とベース電流 I_B は

同じ $\exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$ 依存性を持ち、コレクタ電流対ベース電流の比は一定なので、100 程度となる順方向電流増幅率 $\beta_F = I_C / I_B$ が定義される。そこで、僅かなベース電流でコレクタ電流を制御するエミッタ接地特性が良く用いられる。

ここで、コレクタ電流対エミッタ電流の比である $\alpha_F = I_C / I_E = I_C / (I_B + I_C) = \beta / (1 + \beta)$ という順方向電流伝達率もよく用いられる。



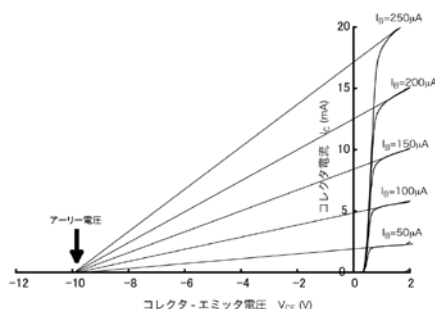
エミッタ接地電流電圧特性は、エミッタを接地し、ベース電流一定の元でコレクタ電圧を変化させてコレクタ電流を測定する。ベースエミッタ電圧はベース電流が一定になるように変化する。まず、大きなコレクタ電圧では、ベースコレクタ接合が逆バイアスされているのでこの接合による電流は流れない。これはエミッタ接地ではベース電流一定の条件でコレクタ電圧によらず、コレクタ電流が一定の時に相当する。この状態は正常活性状態と呼ばれる。一方、コレクタ電圧が小さくなると、あるところからベースコレクタ接合が順バイアスされ、この接合での電流が流れる。ベース電流一定の条件を守るために、エミッタへの正孔電流を減らすためベースの電位が下がり、コレクタ電流も小さくなる。この領域を（電流は飽和していないが物理的な理由により）飽和領域と呼ぶ。



さて、コレクタ電流は $\exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$ 依存性以外

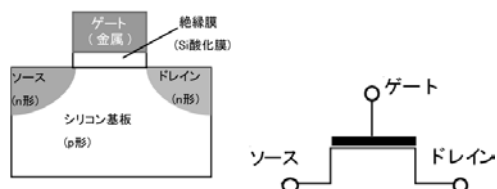
に、ベース幅に対して反比例の依存性を持っている。ここでのベース幅は、空乏層に挟まれた電位が平坦になっている厚さを指す。ベース幅が狭い方が注入された電子がベース層内でコレクタへ掃き出される速度が早いからこの依存性がある。そこで、ベースコレクタ間の電圧が大きくなると空乏層が大きくなり、ベース幅が狭まり電流が増え、一定のベース電流のエミッタ接地特性がすこし傾きを持つ。アーリー効果と呼ばれる。異なったベース電流の正常活性領域

のコレクタ電圧-コレクタ電流特性を延長すると X 軸と一点で交わる。この電圧はアーリー電圧と呼ばれる。



MOSFET

次に集積回路で一番多く使われている MOSFET を説明しよう。構造は、中央にシリコン基板上に酸化膜と金属が載っている。電極は 3 カ所に取りられている。MOS 構造の両脇にある強くドーピングされた領域であるドレインとソース、上部の金属のゲートである。回路記号も示す。



なお、ここからの話は原則として、基板が p 形、ソースとドレインが n 形で電子が電流を運ぶ n-MOS の話のみとする。正孔を用いる p-MOS の場合は、p と n を入れ替え、電圧を逆方向にすれば良い。

通常基板とソースは同電位または基板の方が低電位にするので、ゲートがなければ、ドレイン-ソース間に電圧を掛けても、ソースから電子は入らず、そのままでは電流が流れない。

電流を流すためには、ゲート絶縁膜の下に電子が発生するまで、ゲートに電圧を掛ける。ゲート直下には空乏層が出来て、電位の変化ができ、ゲート直下のみに電子が発生する。ゲート絶縁膜の下に電子が形成されたときのゲート電圧をしきい値 V_{th} と呼ぶ。電子が発生し、電流が流れる場所をチャンネルと呼ぶ。一回しきい値を超えるとゲート電圧の増分に対するチャンネルの電子量の変化は、ゲート酸化膜を絶縁層としたコンデンサとして説明出来る。すなわち電子の面電荷量は、酸化膜の厚さを d 、誘電率を ϵ_{ox} としてゲート容量 $C_{ox} = \epsilon_{ox} / d$ を定義し、ドレインとソースを同電位にすれば、単位面積当たり $Q = -C_{ox}(V_{GS} - V_{th})$ となる。

ドレイン電圧 V_{DS} を印加すると大きくなると金属のゲート電圧は一定なので、ドレイン側に行くに従って、実際に半導体-金属間にかかる電圧

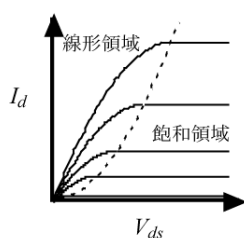
が小さくなることになる。そこで、この電圧の減少によりドレイン側に行くに従ってチャンネル内の電荷が減っていく効果、さらにチャンネル内のソースからドレインの電界の変化に移動度 μ を掛けると速度になる効果を併せて、電荷量と速度の積は電流であり定常状態ではチャンネル内一定であることを考慮して解くと、チャンネル長を L 、チャンネル幅を W とすれば

$$I_{DS} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left\{ (V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right\} \text{となる。}$$

この式で V_{DS} を大きくしていくと、微分すれば判るように $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$ の時、 I_{DS} は最大となる。このとき、 $x=L$ ではゲート下の電荷が無くなる（この無くなった点をピンチオフ点と呼ぶ）。そこで、これ以上の電圧印加は、もし式が連続的に続けば電流減少するはずだが、この後はピンチオフ点とドレインの間に電子がいないことから電圧がその間にいくらかでも印加すると考え、電流とドレイン電圧の関係が無くなる。

そのとき電流は $I_{DS} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$ となる。

さて以上をまとめて電流電圧特性を描こう。ゲート電圧がしきい値より小さいと電流は流れない。ゲート電圧がしきい値を超えるとゲート電圧としきい値電圧の差（有効ゲート電圧 V_{eff} ・ゲートオーバードライブ電圧・実効ゲート電圧とも呼ばれる）とドレイン電圧が等しくなるまでは放物線をひっくり返した形で電流は増大するが、ドレイン電圧がオーバードライブ電圧を超えると一定の値を取る。ここで有効ゲート電圧より前の領域を線形領域、三極管特性または非飽和領域と呼び、後の領域を飽和領域と呼ぶ。

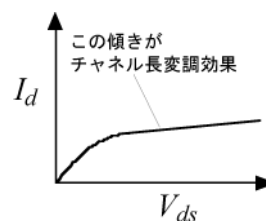


さて、バイポーラトランジスタのアーリー効果と同様の効果がMOSFETにもある。さきに、飽和領域ではピンチオフ点とドレインの間にいくらかでも電圧が掛かるとした但实际上にはある程度距離がないと電圧が印加できない。そこでドレインに大きな電圧が掛かるとチャンネル長が短くなったことと等価となり、ドレイン電圧を印加したときに飽和領域でもドレイン電流が増え続ける。この増大を線形で近似して、

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$= \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{eff}^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \text{と表せ、}$$

チャンネル長変調効果と呼ばれる。



さらに、バイポーラトランジスタにはない効果がある。チャンネル下に存在する基板の電位 V_{bs} がチャンネルに影響を与えるバックゲート効果である。チャンネル下にキャリアの電子を作るにはチャンネル下で電位の変化が必要だが、この必要分が基板の電位が異なると変わる。この変化は回路応用では線形で近似して良く、

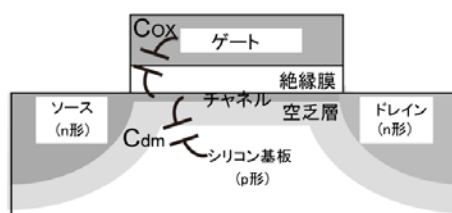
$$V_{th} = V_{th0} + V_{BS} \frac{dV_{th}}{dV_{BS}} \text{と書ける。ここで } V_{th0} \text{ は } V_{BS} \text{ が}$$

0の時のしきい値電圧である。 $\frac{dV_{th}}{dV_{BS}}$ は基板感度

と呼ばれ、その大きさは絶縁膜の容量と空乏層による容量の比と等しい。バックゲートもキャリアを作る機能を持つので、バックゲート電圧が正なら電流が増える。従って $\frac{dV_{th}}{dV_{BS}}$ の符号は負である。

空乏層側の容量を C_{dm} とすれば $\frac{dV_{th}}{dV_{BS}} = -\frac{C_{dm}}{C_{ox}}$ とな

る。 $\frac{C_{dm}}{C_{ox}}$ は通常0.2-0.3程度の値である。



これ以外にも、ゲート電圧がしきい値近傍のときに電圧-電流特性が指数関数的となるサブスレッショルド特性は重要であり、さらにゲート長縮小時におこる短チャンネル効果が顕著になると、飽和領域での電流は有効ゲート電圧の自乗より小さくなるなど、ここでの説明から離れた挙動を示すことに注意する必要がある。

バイポーラトランジスタ

順方向電流伝達率: $\alpha_F = I_C / I_E$

順方向電流増幅率: $\beta_F = I_C / I_B$

$I_E = I_B + I_C$ より

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{1 + \beta_F}$$

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$$

通常、 $\alpha_F < 1$ (ほぼ 1) で、 $\beta_F \gg 1$ (50~500)

活性領域

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

温度電圧: $U_T = \frac{kT}{q} \cong 26\text{mV}$

MOSFET

弱反転領域 $V_{GS} < V_{th}$

$$I_{DS} \cong 0$$

線形領域 $V_{GS} > V_{th}$ かつ $V_{DS} < V_{GS} - V_{th} (= V_{eff})$

$$I_{DS} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left\{ (V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right\}$$

飽和領域 $V_{GS} > V_{th}$ かつ $V_{DS} > V_{GS} - V_{th} (= V_{eff})$

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \\ &= \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{eff}^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \end{aligned}$$

※ V_A を考慮する場合、厳密には線形領域と飽和領域で不連続となるが無視する。

演習

バイポーラトランジスタについて、下記の問 1 と 2 を回答せよ。ただし、 $V_{BE} = 0.7 [\text{V}]$ で正常活性状態の時 $I_C = 1 [\text{mA}]$ とする。また、 $V_A = \infty [\text{V}]$ とする。

1. $I_C - V_{BE}$ 特性を図示せよ ($V_{BE} = 0 - 1 [\text{V}]$ の範囲)。バイアスは正常活性状態とする。
2. $V_{BE} = 0.70, 0.73, 0.76 [\text{V}]$ について $I_C - V_{CE}$ 特性の内の正常活性状態を図示せよ ($V_{CE} = 0 - 3 [\text{V}]$ の範囲)。

MOSFET について、下記の問 3, 4, 5 を回答せよ。ただし、 $\mu C_{ox} \frac{W}{L} = 3 \times 10^{-3}$, $V_{th} = 0.3 [\text{V}]$ とする。

3. $V_{GS} = 0.2, 0.8, 1.3 [\text{V}]$ について $I_{DS} - V_{DS}$ 特性を図示せよ ($V_{DS} = 0 - 3 [\text{V}]$ の範囲)。 $V_A = \infty [\text{V}]$ とする。
4. $V_{DS} = 0.1, 0.5, 1.0 [\text{V}]$ について $I_{DS} - V_{GS}$ 特性を図示せよ ($V_{GS} = 0 - 3 [\text{V}]$ の範囲)。 $V_A = \infty [\text{V}]$ とする。
5. $V_A = 10 [\text{V}]$ の時の $I_C - V_{CE}$ および $I_{DS} - V_{DS}$ 特性を図示せよ。