6. 基本増幅回路の周波数特性

これまでに説明した回路の動作は小信号に対する応答の基本について述べたものである が、実際の回路には多くの容量が存在し、周波数特性を有する。そこでこの章でははじめ にバイポーラトランジスタおよび MOS トランジスタに付随する容量について述べた後、基 本増幅回路の周波数特性について概説する。

6.1 トランジスタの高周波等価回路

トランジスタに付随する容量は通常はトランジスタの各電極間の接合容量やゲート容量 を考えれば良いが、ベース・エミッタ間の容量はキャリアの拡散により電流が流れる場合 は、このことにより容量成分が発生するという特徴的な容量であるので、この拡散容量の ことをまず説明する。

6.1.1 拡散容量

図 6.1 に示すように、ベース・エミッタ間に印加される電圧 V_{BE} に変化 v_{BE} が生じた場合は、ベース領域の少数キャリアによる電荷が Q_e から $Q_e+\Delta Q_e$ のように増加する。



図 6.1 ベース領域での電荷の増加

このとき、ベース領域での電荷の中性条件により、

 $N_A + n_p = p_p(6.1)$

が成り立つ必要があるので、ベース領域での多数キャリアであるホール電荷も同様に増加 し、この増加分はベース端子から供給されることになる。 接合の電圧が変化して電荷も変化したのであるから、容量の定義により拡散容量 Caは、

$$C_d = \frac{\Delta Q_h}{v_{BE}} = \frac{\Delta Q_e}{v_{BE}} \quad (6.2)$$

ベース領域での電荷量 Qe は式(4.10)より、

$$Q_e = \frac{1}{2} n_p(0) W_B q A$$
 (6.3)

コレクタ電流 Icは式(4.4)より、

$$I_{C} = qAD_{n} \frac{n_{p}(0)}{W_{B}} (6.4)$$

したがって、コレクタ電流 Ic とベース領域での電荷量 Qe には、

$$Q_{e} = \frac{W_{b}^{2}}{2D_{n}}I_{C} = \tau_{F}I_{C} \quad (6.5)$$

$$\tau_F = \frac{W_b^2}{2D_n} (6.6)$$

は時定数であり、物理的にはベース領域を電子が通過する通過時間を表す。したがって式 (6.2)は、

$$C_d = \frac{\Delta Q_h}{v_{BE}} = \frac{\Delta Q_e}{v_{BE}} = \tau_F \frac{i_C}{v_{BE}} = \tau_F g_m = \tau_F \frac{I_C}{U_T} \quad (6.7)$$

と表現できる。

つまり拡散容量 C_dはコレクタ電流に比例し、その比例定数はベースの厚さの2乗に比例 するため、容量を小さくして高周波特性を上げるにはベースの厚さを薄くする必要がある ことが分かる。 6.1.2 バイポーラトランジスタの高周波等価回路

図 6.2 にこの拡散容量を組み込んだバイポーラトランジスタの高周波等価回路を示す。こ こで

 $C_{\pi} = C_d + C_{je} \quad (6.8)$

であり、拡散容量 C_d とベース・エミッタ間の接合容量 C_{je} が並列接続された容量を示し ている。 C_{μ} はベース・コレクタ間の接合容量、 C_{cs} はコレクタ・半導体基板間の接合容量 である。等価回路から分かるように、ベース抵抗 r_b が高く、ベース・エミッタ間容量 C_{π} が 大きいと、信号周波数が高くなるほど真性ベースエミッタ間電圧 V_{be} が低下して周波数特性 を劣化させる。



図 6.2 バイポーラトランジスタの高周波等価回路

6.1.3 MOS トランジスタの容量

MOS トランジスタではサブスレッショルド領域というやや特殊な領域での動作を除く、通常の動作ではキャリアの拡散による電流は流れず、ゲート容量およびソース・基板間やドレイン・基板間の接合容量のみを考慮すればよいが、飽和領域、リニア領域、遮断領域などの動作モードにより容量が変化するので注意が必要である。MOS トランジスタの容量を図 6.3 に模式的に示す。ここで、

C₁: ゲート・ソース間のオーバラップ容量

C₂: ゲート容量

- C₃: ゲート・ドレイン間のオーバラップ容量
- C5: ゲートの配線容量
- Cj:ソースおよびドレインとウエル間の接合容量

である。オーバラップ容量とは信頼性確保のために設けたソースおよびドレインの浅い接

合(LD)とゲート間の容量である。



図 6.3 MOS トランジスタの容量

これらの容量は以下のように表される。

$$C_1 = C_3 = L_D W_{eff} C_{ox}$$
 (6.9)

ここで La はソースおよびドレインの浅い接合の長さを表し、通常、最小チャネル長の 10 ~15%程度である。

$$C_2 = L_{eff} W_{eff} C_{ox} \quad (6.10)$$

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}\varepsilon_0}{T_{ox}} \quad (6.11)$$

である。 T_{ox} はゲート酸化膜の厚さで、例えば $T_{ox}=9nm(0.35umCMOS の代表的な値)のときは、$

$$C_{ox} = \frac{4 \times 8.85 \times 10^{-14}}{90 \times 10^{-8}} = 3.9 \times 10^{-7} \, F \, / \, cm^2 = 3.9 \, fF \, / \, \mu m^2$$

である。 接合容量 Cj はシャロートレンチ分離を用いた場合、通常以下で近似できる。

 $C_{j}(fF) = 0.05 \times W_{eff}(\mu m) + 1 \times S_{j}(6.12)$

ここで S_iは接合の底面の面積(um²)である。

MOS の端子間容量は動作モードにより大幅に変化する。この様子を図 6.4 に示す。 初めにアナログ回路で最も用いられる飽和領域に着目する。

(a) 飽和領域

このモードではソース側にチャネルが形成されており、ドレイン側ではチャネル領域は形成されていないため、ゲート・ソース間容量 Cgs、ゲート・ドレイン間容量 Cgd は、

$$\begin{split} C_{gs} &= C_1 + \frac{2}{3} \, C_2 \\ C_{gd} &= C_3 \\ C_{gb} &= 2 C_5 \end{split} \tag{6.13}$$

で表され、ゲート容量の殆どがソース側に付くようになり、ゲート・ドレイン間容量はオ ーバラップ容量のみになる。

(b) リニア領域

この領域ではドレイン側にもチャネルが伸びているためゲート・ソース間容量 Cgs、ゲート・ドレイン間容量 Cgd はゲート容量がソース側にもドレイン側にもほぼ均等に分配されるので、

$$C_{gs} = C_{gd} = C_1 + \frac{1}{2}C_2$$
 (6.14)
 $C_{gb} = 2C_5$

となる。

(c) 遮断領域

この領域ではチャネルが形成されておらず、ゲート容量は基板に付く。したがって、

$$C_{gs} = C_1$$

$$C_{gd} = C_3$$

$$C_{gb} = C_2 + 2C_5$$
(6.15)

となり、ゲート容量は最大となる。



図 6.4 MOS トランジスタ動作モードによる各容量の変化

6.1.4 MOS トランジスタの高周波等価回路

MOS トランジスタの場合バックゲートがあり、4 端子となるので若干複雑になる。図 6.5 に MOS トランジスタの高周波等価回路を示す。



図 6.5 MOS トランジスタの高周波等価回路

6.2 ミラー効果

図 6.6 のように、増幅器の入出力間に容量 C があると、容量が大きく見える現象があり、 これをミラー効果と呼んでいる。

図において増幅器の入力電流をゼロと仮定すると、

$$i_1 = sC(v_1 - v_2)$$
 (6.16)

一方、

$$v_2 = -Av_1(6.17)$$

であるので、

 $i_1 = sC(v_1 - v_2) = sC(1 + A)v_1$ (6.18)

したがって、入力容量が(1+A)倍されたように見える。このため、増幅器の利得が大きい と容量 C は小さくても実効的に大きな容量になることがあり、注意が必要である。



図 6.6 ミラー効果

6.2 基本増幅器の周波数特性

図 6.7 に示すような容量により結合された基本増幅回路の周波数特性を求める。 ここで、R_sは信号源抵抗、R_{ex}は外部負荷抵抗とする。



図 6.7 基本増幅回路

簡単のため、容量 C_E は対象とする周波数領域において抵抗 R_E に対して十分に低いイン ピーダンスとする。

図 6.8 は図 6.2 に示したバイポーラトランジスタの高周波等価回路を用いて作成した小信 号等価回路である。



図 6.8 小信号等価回路

しかしながらこの等価回路はまだ複雑なため、計算の簡易化のために高周波領域と、低周 波領域に分ける。簡単化した高周波領域での等価回路を図 6.9 に示す。



図 6.9 高周波領域での等価回路

この等価回路を解けば高周波特性は算出できるが、これでも相当複雑な計算式になる。 そこで、ミラー効果を考慮して更に簡略化した等価回路を図 6.10 に示す。



図 6.10 ミラー効果を用いて更に簡略化した高周波領域での等価回路

伝達関数 Av(s)を求める。

$$A_{V}(s) = \frac{v_{2}}{v_{1}} = \frac{r_{\pi}}{r_{i} + r_{\pi}} \frac{1}{1 + sC_{t}(r_{i} / / r_{\pi})} g_{m}R_{LX} \quad (6.19)$$

更に書き換えると、

$$A_{V}(s) = \frac{v_{2}}{v_{1}} = \frac{A_{0}}{1 + \frac{s}{\omega_{h}}}$$

$$A_{0} = \frac{g_{m}R_{LX}}{1 + \frac{r_{i}}{r_{\pi}}},$$
(6.20)
$$\omega_{h} = \frac{g_{i} + g_{\pi}}{C_{t}} = \frac{\frac{1}{R_{s} + r_{b}} + g_{\pi}}{C_{t}}$$

となる。 A_o は容量が無いときの電圧利得であり、 ω_h は高域遮断角周波数である。 この角周波数において利得は A_o よりも3dB低下し、位相は 45° 遅れる。 図 6.11 に高域での周波数特性を示す。利得は高域遮断角周波数よりも高い角周波数では 周波数が1桁上昇すると 1/10 になる。また、位相はおよそωh/10 から 10ωhの間で0度か ら-90 度まで回転する。



図 6.11 高域における利得と位相の周波数特性

もっとも、得られた結果はミラー効果を考慮して単純化した回路によるものであり、実際 の特性はより高周波側でこの結果とはずれが大きくなる。

低域の遮断周波数は容量 C1もしくは C2により決定される。

図 6.12 に入力側の結合容量 C₁により低域の周波数特性が決定されるとしたときの低域遮 断回路を示す。



図 6.12 低域遮断回路

伝達関数 H(s)は、

$$H(s) = \frac{\frac{s}{\omega_l}}{1 + \frac{s}{\omega_l}} \quad (6.21)$$

となる。ここで、

$$\omega_l = \frac{1}{C_1 R_{in}} \quad (6.22)$$

である。

図 6.13 に周波数特性を示す。利得は低域遮断角周波数までは周波数が1桁上昇すると10 倍になる。位相はおよそωh/10から10ωhの間で90度から0度まで回転する。 図 6.14 に周波数の全域に亘る周波数特性の概略を示す。



図 6.13 低域における利得と位相の周波数特性

