

5章 トランジスタ増幅回路

5-1 増幅器の雑音指数 (noise figure NF)

増幅器の利得を G として、出力雑音を v_{no} としたとき

$$v_{ni} = v_{no} / G \quad (5.1.1)$$

を入力換算雑音と云う。各段の利得が G_1, G_2, \dots, G_k であるような多段増幅器を考え、各段の入力換算雑音を $v_{n1}, v_{n2}, \dots, v_{nk}$ とすると、出力雑音は

$$v_{no} = (G_1 G_2 \dots G_k) v_{ns} + (G_1 G_2 \dots G_k) v_{n1} + (G_2 \dots G_k) v_{n2} + \dots + G_k v_{nk} \quad (5.1.2)$$

となる。ここで v_{ns} は信号源の雑音であり、 v_{ns} 及び $v_{n1}, v_{n2}, \dots, v_{nk}$ は互いに無相関雑音とする。したがって増幅された信号源の雑音パワーの期待値 $(G_1 G_2 \dots G_k v_{ns})^2$ に対する出力雑音パワーの期待値の比は

$$\begin{aligned} NF &= \frac{(G_1 G_2 \dots G_k)^2 v_{ns}^2 + (G_1 G_2 \dots G_k)^2 v_{n1}^2 + (G_2 \dots G_k)^2 v_{n2}^2 + \dots + G_k^2 v_{nk}^2}{(G_1 G_2 \dots G_k)^2 v_{ns}^2} \\ &= 1 + \frac{v_{n1}^2}{v_{ns}^2} + \frac{v_{n2}^2}{G_1^2 v_{ns}^2} + \dots + \frac{v_{nk}^2}{(G_1 G_2 \dots G_{k-1})^2 v_{ns}^2} \end{aligned} \quad (5.1.3)$$

となる。これを雑音指数 NF と云う。NF は、信号を増幅することによる S/N 比の劣化を表す。 G_1, G_2, \dots, G_k が全て 1 より大きいものとする、初段の雑音 v_{n1} が NF に最も大きく寄与する。すなわち多段の低雑音増幅器を製作するときは、初段の雑音を十分小さくすることが重要である。

5-2 トランジスタの入力換算雑音

電流は電子の流れであり、単位時間に流れる電子数 N は $(\Delta N)^2 = N$ なる統計的変動をしている。したがって τ なる時間内での電流の揺らぎは

$$(\Delta I)^2 = qI / \tau \quad (5.2.1)$$

となる。これより $\Delta f = 1/2\tau$ なるバンド幅に対応する電流の揺らぎ i_n は

$$i_n^2 = 2qI \Delta f \quad (5.2.2)$$

で与えられ、白色スペクトルを有する。これを電流のショット雑音と云う。

エミッター接地増幅回路において、コレクターバイアス電流のショット雑音 $i_{cn} = \sqrt{2qI_C \Delta f}$ およびベース電流のショット雑音 $i_n = \sqrt{2qI_B \Delta f}$ を考慮すると、図 5-1(a) のような雑音等価回路が書ける。 R_s は信号源内部抵抗、 $v_{ns} = \sqrt{4kTR_s \Delta f}$ は R_s の熱雑音、 $v'_n = \sqrt{4kTr_{bb} \Delta f}$ はベース拡がり抵抗 r_{bb} の熱雑音である。ここでコレクター抵抗 $1/h_{ce}$ は十分大きく、帰還率 h_{re} は十分小さいものとして無視した。 Δf は観測におけ

る等価雑音帯域幅であり、信号に対する観測帯域幅 Δf_s が 2 次の BPF で決められているものとする、 $\Delta f = \pi \Delta f_s$ である。

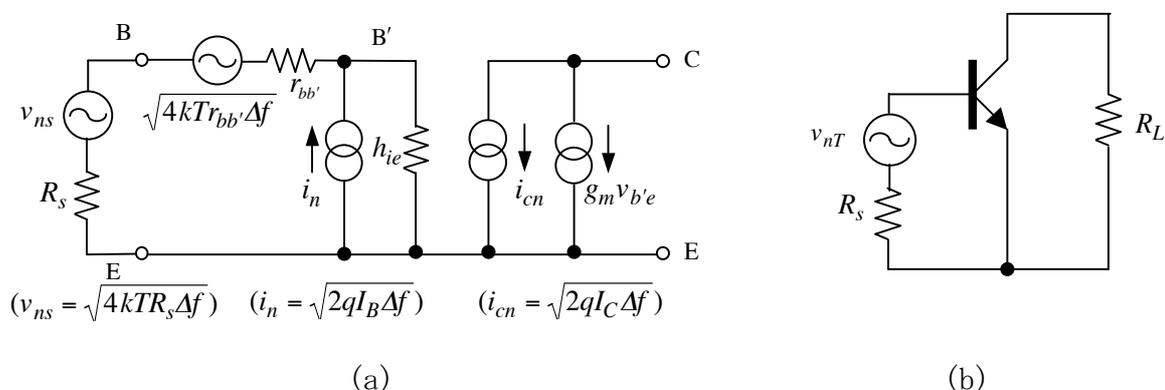


図 5-1 トランジスタの雑音等価回路

図 5-1(a) より

$$v_{b'e} = h_{ie} \left(\frac{v_{ns} + v'_n - v_{b'e}}{R_s + r_{bb'}} + i_n \right) \quad (5.2.3)$$

したがって

$$v_{b'e} = \frac{h_{ie}(v_{ns} + v'_n) + (R_s + r_{bb'})h_{ie}i_n}{R_s + r_{bb'} + h_{ie}} \quad (5.2.4)$$

である。ここで図 5-1(b)のように、雑音電圧をまとめて v_{nT} なる等価入力雑音電圧で表わすと、 v_{nT} は

$$g_m v_{b'e} + i_{cn} = \frac{h_{fe}}{R_s + r_{bb'} + h_{ie}} v_{nT} \quad (5.2.5)$$

で与えられる。ここで $g_m = qI_C / kT$ より $i_{cn}^2 = 2kTg_m\Delta f$ 、 $i_n^2 = 2kTg_m\Delta f / h_{fe}$ と書き直し、雑音源は互いに無相関であるものとする v_{nT} は

$$\begin{aligned} v_{nT}^2 &= v_{ns}^2 + v_n'^2 + (R_s + r_{bb'})^2 i_n^2 + \frac{(R_s + r_{bb'} + h_{ie})^2}{h_{ie}^2 g_m^2} i_{cn}^2 \\ &= 4kTR_s\Delta f + 4kTr_{bb'}\Delta f + (R_s + r_{bb'})^2 i_n^2 + \frac{(R_s + r_{bb'} + h_{ie})^2}{h_{ie}^2} v_n^2 \end{aligned} \quad (5.2.6)$$

となる。ここでトランジスタが発生するショット雑音

$$v_n = \frac{i_{cn}}{g_m} = \sqrt{\frac{2kT\Delta f}{g_m}}, \quad i_n = \sqrt{2qI_B\Delta f}$$

をそれぞれ「入力換算電圧雑音」及び「入力換算電流雑音」と呼ぶ。 v_n は $R_s = 0\Omega$ のときの入力換算雑音電圧である。

比 v_{nT} / v_{ns} は信号源の熱雑音に対する雑音電圧の増加を表わしており

$$NF = v_{nT}^2 / v_{ns}^2$$

を雑音指数 (noise figure) と呼ぶ。

$$NF = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_s} + \frac{g_m(R_s + r_{bb'})^2}{2R_s h_{fe}} \left(1 + \frac{1}{h_{fe}} \right) + \frac{(R_s + r_{bb'})}{R_s h_{fe}} + \frac{1}{2R_s g_m} \quad (5.2.7)$$

通常 NF は $NF(dB) = 10 \log(NF)$ にてデシベルで表示される。入力換算電圧雑音 v_n は信号源抵抗 R_s によらず一定であるが、入力換算電流雑音による雑音電圧 $R_s i_n$ は R_s に比例して大きくなるため、ある R_s に対して NF が最小になるコレクター電流が存在する。

NF を最小にする条件は

$$\frac{d(NF)}{dg_m} = \frac{1}{2R_s} \left\{ \frac{(R_s + r_{bb'})^2}{h_{fe}} \left(1 + \frac{1}{h_{fe}} \right) - \frac{1}{g_m^2} \right\} = 0$$

より

$$g_m = \frac{h_{fe} \sqrt{1/(1+h_{fe})}}{R_s + r_{bb'}} \cong \frac{\sqrt{h_{fe}}}{R_s + r_{bb'}} \quad (5.2.8)$$

となる。信号源抵抗 R_s に対して NF を最小にする g_m すなわちコレクターバイアス電流は

$$I_C = \frac{kT \sqrt{h_{fe}}}{q(R_s + r_{bb'})} \quad (5.2.9)$$

で与えられ、そのときの NF は

$$\begin{aligned} (NF)_{min} &= 1 + \frac{r_{bb'}}{R_s} + \frac{R_s + r_{bb'}}{R_s} \frac{1 + \sqrt{1+h_{fe}}}{h_{fe}} \\ &\cong 1 + \frac{r_{bb'}}{R_s} + \frac{R_s + r_{bb'}}{R_s \sqrt{h_{fe}}} \end{aligned} \quad (5.2.10)$$

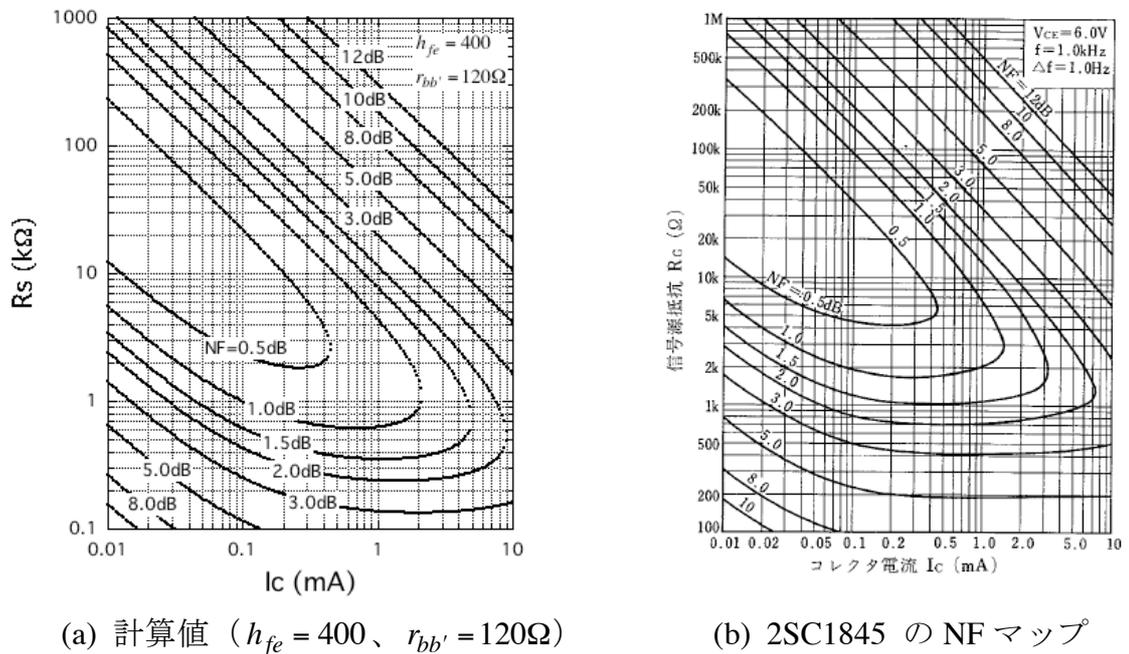
で与えられる。これで分かるように h_{fe} が大きいほど NF は小さくなる。(5.2.7)式において $h_{fe} = 400$ 、 $r_{bb'} = 120\Omega$ として NF を計算すると、図 5-3 (a) のような NF マップを得る。これは 2SC1845 のデータシートに記載されている NF マップ (図 (b)) と定性的に合っている。

例として、 $h_{fe} = 200$ 、 $r_{bb'} = 100\Omega$ 、 $T = 298K$ とすると、(5.2.7)式から NF を最小にするコレクターバイアス電流は

$$\begin{aligned} R_s = 50\Omega &\rightarrow I_C = 2.4mA \quad (NF = 5.1dB) \\ R_s = 1k\Omega &\rightarrow I_C = 330\mu A \quad (NF = 0.73dB) \\ R_s = 10k\Omega &\rightarrow I_C = 36\mu A \quad (NF = 0.36dB) \end{aligned}$$

となる。実際の回路設計においては、データシートに記載されている NF マップから

最適値を推定する。



(a) 計算値 ($h_{fe} = 400$ 、 $r_{bb'} = 120\Omega$)

(b) 2SC1845 の NF マップ
(NEC 半導体データシートより)

図 5-3 雑音指数等高線 (NF マップ)

以上ではトランジスタの入力換算雑音はショット雑音のみを考えたが、実際には雑音パワーが $1/f$ に比例する $1/f$ 雑音が重畳する。また電流が大きくなると電流とともに雑音の増加が大きくなる。通常の使用条件におけるトランジスタでは $1/f$ 雑音とショット雑音が等しくなる周波数は数 $10 \sim$ 数 100 Hz であり、これ以下の低周波領域では $1/f$ 雑音が主な雑音となる。観測帯域を $f_1 \sim f_2$ とすると、 $1/f$ 雑音領域では雑音電圧の期待値は

$$v_n^2 \propto \int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{f} df = \ln \frac{f_2}{f_1} \quad (5.2.11)$$

となり、原理的には DC で対数的無限大となる。実際には観測時間 T は有限であるので、周波数の下限 f_1 は $f_1 \sim 1/T$ となる。 $f_2 \gg 1/T$ として実効的な観測帯域幅を f_2 とすると、雑音パワーはほぼ $\log(f_2)$ に比例することになるので、直流に近い領域での S/N は帯域幅を狭くしても対数的にしか改善されないため、直流に近い領域の信号を扱う場合には $1/f$ 雑音に十分気をつけることが必要である。

5-3 静電シールド及び磁気シールド

雑音で悩まされるのが、外部から電子回路に混入する外来雑音である。外来雑音は信号源と電子回路間及び電子回路間の信号伝送経路のグランド電位の違いによって混入するものがほとんどであり、このような外来雑音を抑制する信号伝送方式には、平衡型伝送方式及び電流伝送方式があるが、これらについては他の節で述べることにする。本節では、そのような方法でも除ききれない外来雑音を抑制するときによく使われる、静電シールド及び磁気シールドについての一般的な議論を行う。

よく知られているように、金属製の閉じた箱（静電シールド箱）の内部の静電ポテンシャルは一定であり、外部のポテンシャルが揺らいでも内部のポテンシャルは一様であり、電磁氣的に極めて静かな環境である。このため、外来雑音を抑制するには、電子回路を金属製のシールド箱で覆うのが効果的である。特に微小信号の信号源とそれを処理する電子回路をシールドで覆うことは日常的によく行われている。

シールドが効果的であると言うことは、シールド内部から外部のポテンシャルが見えないことを意味しており、このためには理想的にはシールドに隙間がないことが望まれる。しかしながら実際には信号の入出力線や電源線の接続のために、シールドには必ず穴が必要であり、完全に閉じた箱は実際上は不可能である。そこで、シールドに穴がある場合、どの程度外部の電場が内部に浸透するかを議論してみよう。

モデルを簡単化するために、図 5-2 のように半径 a の穴の開いた筒があるものと仮定し、穴の入口から内部へ向かう距離を z とする。穴の入口 $(r, z) = (0, 0)$ に電荷 q の点電荷を置いたとき、点電荷の発生する電場又はポテンシャルが z とともにどのように減衰するか考察する。点電荷の作る静電

ポテンシャル $\phi(r, \theta, z)$ はポアソン方程式

$$\nabla^2 \phi(r, \theta, z) = 0 \quad (5.3.1)$$

を満たすが、軸対称性

$$\partial \phi / \partial \theta = 0$$

を考慮すると、 ϕ は (r, z) のみの関数 $\phi(r, z)$

となり、ポアソン方程式は

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \phi}{\partial r} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} = 0 \quad (5.3.2)$$

となる。ここで z 依存性が e^{-kz} なる解を求めると

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \phi}{\partial r} + k^2 \phi = 0 \quad (5.3.3)$$

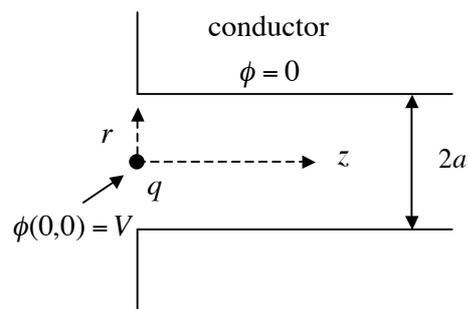


図 5-2 シールドに開いた穴の影響

となり、解は0次のベッセル関数で与えられる。

$$\phi(r,z) = VJ_0(kr)e^{-kz} \quad (5.3.4)$$

ここでVは点電荷の位置でのポテンシャル $\phi(0,0) = V$ である。 $r = a$ では $\phi(a,z) = 0$ であることから、 $J_0(ka) = 0$ でなければならず、 $k = 2.40/a, 5.52/a, 8.65/a, \dots$ を得る。そこで外場の減衰長を $L = 1/k$ で定義すると、最も長い減衰長は

$$L = a/2.40 \quad (5.3.5)$$

となる。また、 $\phi(r,z)$ による電場は

$$E_r = -\frac{\partial\phi}{\partial r} = kVJ_1(kr)e^{-kz}, \quad E_z = -\frac{\partial\phi}{\partial z} = kVJ_0(kr)e^{-kz}, \quad E_\theta = -\frac{\partial\phi}{\partial\theta} = 0 \quad (5.3.6)$$

である。ここで $J_1(2.40) = 0.52$ である。したがって穴の入口 ($z=0$) における外場は、 z とともに $e^{-z/L}$ に比例して減衰することになる。図 5-3 に示すように、 $z = 3a$ では $e^{-3a/L_a} = 7.5 \times 10^{-4}$ (減衰率 62.5dB)、 $z = 6a$ では $e^{-6a/L_a} = 5.6 \times 10^{-7}$ (減衰率 125dB) であり、穴の深さが直径の3倍以上あれば外場は十分減衰することになる。すなわち、シールドに隙間がある場合、隙間のサイズがシールドの厚さの 1/3 以上では外場が十分減衰しないためシールド効果が薄れるため、十分なシールド効果を得るには、隙間の深さを隙間のサイズの3倍以上とることが望まれる。磁気シールドに関してはシールド材の透磁率が十分大きければ、上記の電荷を磁荷に置き換えることで全く同じ議論が成立する。

以上は z 方向に電場(又は磁場)成分を持つ静電場(又は静磁場)についての議論であるが、電磁波の場合は次のようになる。図 5-3 における穴の中を伝搬する TE_{mn} モードの電磁波を考えると、穴の中の電磁波は

$$\begin{aligned} E_\theta &= E_0 \frac{j\omega\mu}{y'_{mn}/a} \cos m\theta J'_m\left(\frac{y'_{mn}}{a}r\right) e^{jk_{mn}z} \\ E_r &= E_0 \frac{j\omega\mu m}{(y'_{mn}/a)^2} \sin m\theta \frac{1}{r} J_m\left(\frac{y'_{mn}}{a}r\right) e^{jk_{mn}z} \\ E_z &= 0 \\ H_r &= E_0 \frac{jk_{mn}}{y'_{mn}/a} \cos m\theta J'_m\left(\frac{y'_{mn}}{a}r\right) e^{jk_{mn}z} \\ H_\theta &= -E_0 \frac{jk_{mn}m}{(y'_{mn}/a)^2} \sin m\theta \frac{1}{r} J_m\left(\frac{y'_{mn}}{a}r\right) e^{jk_{mn}z} \\ H_z &= E_0 \cos m\theta J_m\left(\frac{y'_{mn}}{a}r\right) e^{jk_{mn}z} \end{aligned} \quad (5.3.7)$$

で与えられる。ここで y'_{mn} は $J'_m(x) = 0$ の根、 k_{mn} は対応する波数

$$J'_m(y'_{mn}) = 0, \quad k_{mn} = \sqrt{(\omega/c)^2 - (y'_{mn}/a)^2} \quad (5.3.8)$$

である。周波数が十分に低く

$$\omega \ll cy'_{mn}/a \quad (5.3.9)$$

の場合には $k_{mn} = jy'_{mn}/a$ となり、振幅減衰長は

$$L_{mn} = -1/jk_{mn} = a/y'_{mn} \quad (5.3.10)$$

で与えられる。 y'_{mn} の最も小さい、すなわち減衰長の最も長いモードは TE_{11} モードであり最大減衰長は

$$(L_{mn})_{\max} = a/y'_{11} = a/1.84 \cong 0.54a \quad (5.3.11)$$

である。図 5-3 に示すように、減衰率は

$$e^{jk_{11}z} = \begin{cases} -32.2dB & (z = 2a) \\ -64.3dB & (z = 4a) \\ -96.5dB & (z = 6a) \end{cases}$$

であり、静電場の場合より減衰長は長くなるが、穴の深さを穴径の 3 倍以上とすることで、静電場の場合と同様十分な外場の減衰が期待できる。なお TM モードに対してはもっと減衰長が短いので、 TE モードのみを考えれば十分である。

以上、雑音抑制のためのシールドは極力密閉箱とすること、密閉が不可能の場合は、隙間及び穴はそれらの最大サイズの「3 倍」以上深さを延長することが、十分なシールド効果を期待する上で重要なポイントである。特に、金網を用いてシールドを行う場合は、1 重では効果が薄いので間隔をあけて 2 重、3 重にすると、シールド効果が劇的に向上する。なお、信号伝送に多用される同軸ケーブルは外部導体がシールドの役目を担っているが、外部導体が編組線の場合は網目の隙間のためにさほど高いシールド効果は望めない。十分なシールド効果を期待する場合は、外部導体が 2 重の網線層で構成されているもの、あるいは外部導体が導体テープで構成されているケーブルを選択することが肝要である。

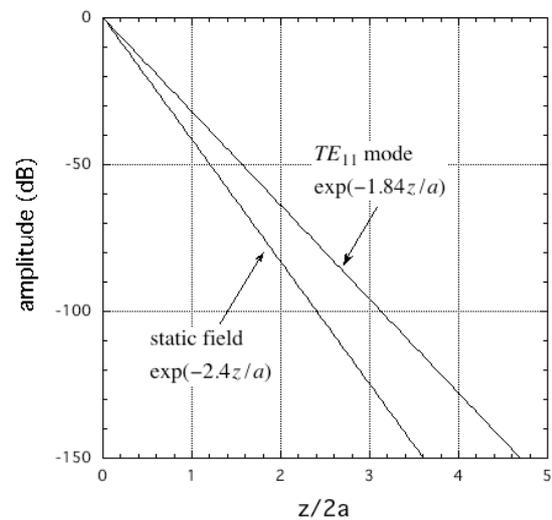


図 5-3 外場の振幅減衰

5-4 単段増幅回路

5-4-1 エミッターフォロア

標準的なエミッター接地増幅回路を考える前に、エミッター帰還による実効的な g_m 及び入力インピーダンスの変化を知るために、エミッターフォロア回路を取り上げる。エミッターフォロアはコレクター接地回路の別名であり、図 5-4(a) に示すようにエミッターにインピーダンス R_e を挿入することで、入力電圧に追従するエミッター電圧が得られることからこのように呼ばれるもので、利得 1 の増幅回路である。

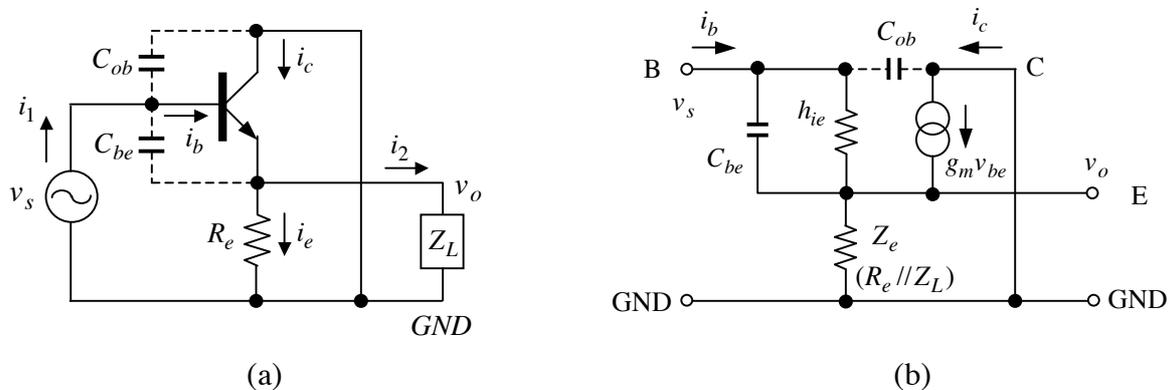


図 5-4 エミッターフォロア

図 5-4(a)は(b)図の等価回路で表され

$$\left. \begin{aligned} i_b &= (1/h_{ie} + j\omega C_{be})(v_s - v_o) + j\omega C_{ob}v_s \\ i_c &= g_m(v_s - v_o) - j\omega C_{ob}v_s \\ v_o &= (i_b + i_c)Z_e \end{aligned} \right\} \quad (5.4.1)$$

が成立する。ここで Z_e は R_e と負荷インピーダンス Z_L の並列インピーダンス

$$Z_e = R_e // Z_L = \frac{R_e Z_L}{R_e + Z_L} \quad (5.4.2)$$

である。(5.4.1)式を解くことで

$$v_o = \frac{(1 + h_{fe} + j\omega C_{be} h_{ie}) Z_e}{h_{ie} + (1 + h_{fe} + j\omega C_{be} h_{ie}) Z_e} v_s \quad (5.4.3)$$

が得られ、 v_s 、 v_o の関係は図 5-5 の等価回路で表わされる。

また、出力インピーダンス Z_o は

$$v_o = \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} v_o |_{Z_L = \infty} \quad (5.4.4)$$

より

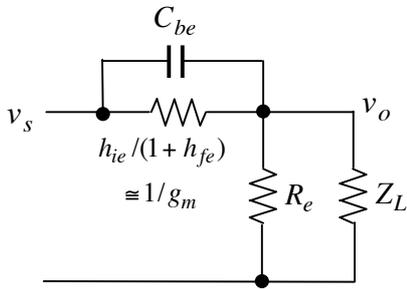


図 5-5 入出力間の等価回路

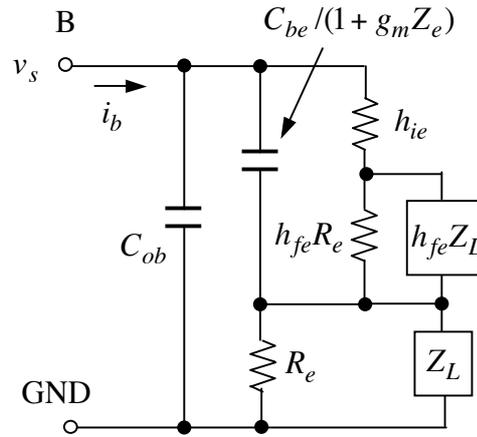


図 5-6 入力インピーダンスの等価回路

$$Z_o = Z_L \frac{v_o|_{Z_L=\infty} - v_o}{v_o} \quad (5.4.5)$$

$$= \frac{1}{1/R_e + (1+h_{fe})/h_{ie} + j\omega C_{be}}$$

であり、図 5-5 は出力側からみた等価回路であることが分かる。更に(5.4.1)式より

$$i_b = \left(\frac{1}{\frac{1}{1/(h_{ie} + h_{fe}Z_e) + j\omega C_{be}/(1 + g_m Z_e)} + Z_e} + j\omega C_{ob} \right) v_s \quad (5.4.6)$$

と書け、入力インピーダンスの等価回路は図 5-6 のようになる。通常は

$$h_{fe}|Z_e| \gg h_{ie}, \quad g_m|Z_e| \gg 1, \quad \omega C_{be}/g_m \ll 1$$

が成立するので

$$\left. \begin{aligned} v_o &= \left(1 - \frac{1}{g_m Z_e}\right) v_s \\ \frac{1}{Z_o} &= g_m + j\omega C_{be} \\ \frac{1}{Z_i} &= \frac{1}{h_{fe} Z_e} + j\omega \frac{C_{be}}{g_m Z_e} + j\omega C_{ob} \end{aligned} \right\} \quad (5.4.6)$$

と近似され、 Z_e が純抵抗 ($Z_e = R_e$) の場合等価回路は図 5-7 のように近似される。

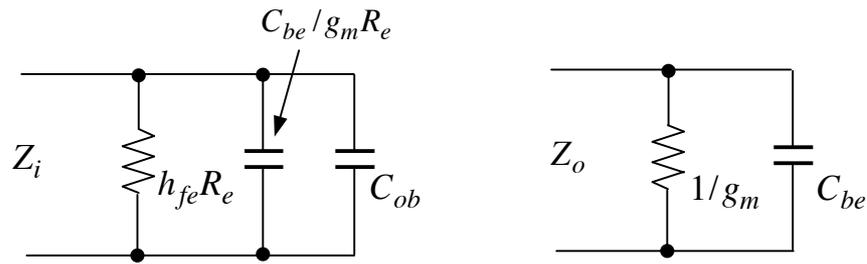


図 5-7 入力インピーダンス及び出力インピーダンスの等価回路

5-4-2 エミッター接地増幅回路

最も基本的なトランジスタ増幅回路として、図 5-8 に示すエミッター接地型増幅回路の設計を行う。 v_s は入力信号電圧、 v_o は増幅された出力信号電圧である。エミッター接地型増幅回路は全てのトランジスタ増幅回路の基本であり、後に述べるアナログ IC の動作を理解するためにも、煩雑ではあるが本節及び、5-5 節、5-6 節で詳細な解析を行うことにする。

バイアス回路の設計

ベースバイアス電圧は電源電圧 V_{cc} を R_1 、 R_2 による分圧回路にて作り、エミッターにはバイアスの温度安定化のためにエミッター抵抗 R_3 を挿入する。 R_4 はコレクター負荷抵抗、 R_L は出力負荷抵抗である。信号は C_1 を介して入力し、 C_3 を介して出力する。エミッターには R_3 による利得の低下を避けるため、 R_3 に並列に C_2 を接続し信号に対するエミッター回路のインピーダンスを下げている。

電源電圧 V_{cc} は 15V としよう。
最初にコレクターバイアス電流 I_C を決める。ここでは雑音は考慮せず標準的に $I_C = 1mA$ と仮定する。 $h_{FE} \gg 1$ とすると、エミッター電圧は

$$V_E = (1 + 1/h_{FE}) I_C R_3 \approx I_C R_3$$

であるから、コレクター・エミッター間電圧は

$$V_{CE} = V_{cc} - (R_3 + R_4) I_C$$

であり、コレクターの信号の

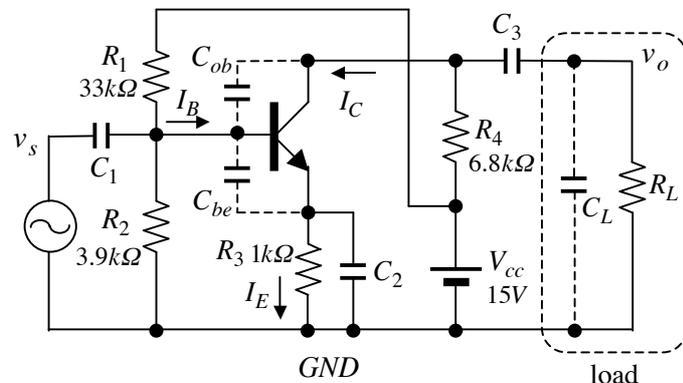


図 5-8 エミッター接地増幅回路

最大振幅は $V_{cc} - R_3 I_E$ となる。そこで信号の正及び負側の振れ幅を同じ ($\pm(V_{cc} - R_3 I_E)/2$) にするためには $V_{CE} = R_4 I_C$ とすればよい。3-2-6 節で考察したように、 I_C の温度安定度を

$$\partial I_C / \partial T \cong -(\partial V_{BE} / \partial T) / R_3 \sim 2 \mu A / ^\circ C$$

程度に抑えるため、 $R_3 = 1k\Omega$ とする。これよりコレクター抵抗は $R_4 = (V_{cc} / I_C - R_3) / 2 = 7k\Omega$ となる。抵抗の標準系列には $7k\Omega$ は存在しないので、 $6.8k\Omega$ ないしは $7.5k\Omega$ で代用すればよい。

ベース電圧 V_B は $V_B = V_{BE} + I_C R_3$ であるので、 $(V_{cc} - V_B) / R_1 = I_B + V_B / R_2$ より

$$R_2 = \frac{R_1 (V_{BE} + R_3 I_C)}{V_{cc} - V_{BE} - (R_3 + R_1 / h_{FE}) I_C} \quad (5.4.8)$$

を得る。ここで $R_1 \ll h_{FE} R_3$ なるように R_1 を選ぶことで

$$R_2 / R_1 \cong (V_{BE} + R_3 I_C) / (V_{cc} - V_{BE} - R_3 I_C) \quad (5.4.9)$$

が得られる。

ここで図 5-9 にあるように、トランジスタでは V_{BE} はほぼ一定で、Si トランジスタでは $V_{BE} \cong 0.6V$ で近似してよい。これより $R_2 / R_1 = 0.119$ となる。そこで $R_1 = 33k\Omega$ とすれば、 $R_2 = 3.93k\Omega \cong 3.9k\Omega$ となる。ちなみに $R_1 \ll h_{FE} R_3$ の条件を考慮すると、 $h_{FE} = 100$ では $R_2 = 4.04k\Omega$ 、 $h_{FE} = 200$ では $R_2 = 3.99k\Omega$ となり、 h_{FE} による違いはあまり気にしなくて良いことが分かる。

図 5-8 に記入してある抵抗値は以上の考察で決定した値である。このままでは R_1 、 R_2 による入力インピーダンスの低下が困ると云う場合には、トランジスタの h_{FE} を考慮しながら R_1 、 R_2 の値を調整することが必要である。以上のようにバイアスを設定すると $g_m = q I_C / kT = 39.0mS$ 、 $h_{fe} = 100$ より $h_{ie} = 2.57k\Omega$ となる。ここで小文字の添字は小信号に対するパラメーターであることを表わす。

ゲイン及び周波数特性の設計

低周波領域：

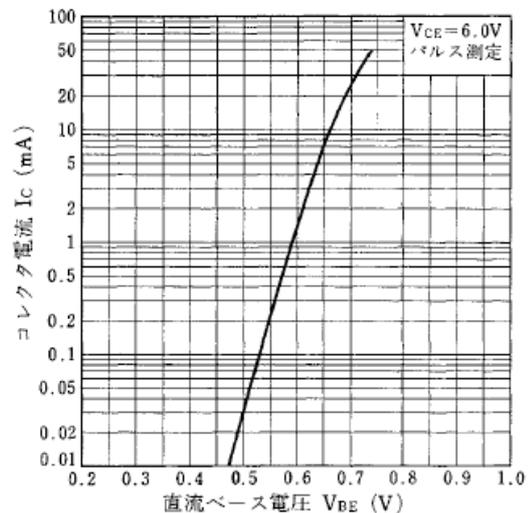


図 5-9 V_{BE} の I_C 依存性

考えている周波数範囲では入力容量 C_1 、出力容量 C_3 のインピーダンスは十分低いものとして無視するとエミッター接地回路の基本形は図 5-10 となる。接合容量 C_{be} 、 C_{ob} を無視し、エミッターとグランド間のインピーダンスを Z_e とすると

$$\begin{aligned} i_c &= g_m v_{be} \\ i_e &= (1 + 1/h_{fe}) i_c \\ v_b &= v_{be} + Z_e i_e \end{aligned} \quad (5.1.10)$$

より

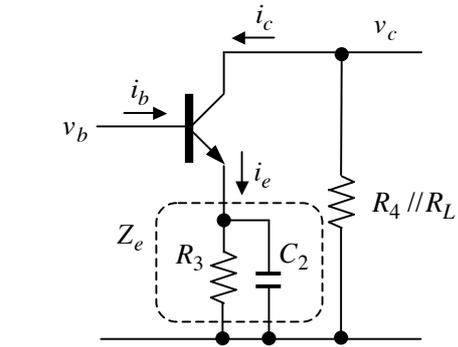


図 5-10 エミッター接地基本回路

$$v_{be} = \frac{h_{ie}}{h_{ie} + (1 + h_{fe})Z_e} v_b \quad (5.4.11)$$

を得る。したがって入力インピーダンス Z_b は

$$\begin{aligned} Z_b &= \frac{v_b}{i_b} = \frac{v_b}{v_{be}/h_{ie}} \\ &= h_{ie} + (1 + h_{fe})Z_e \end{aligned} \quad (5.4.12)$$

となる。また増幅度は

$$v_c = -(R_4 // R_L) i_c = A v_b \quad (5.4.13)$$

より

$$A = -\frac{(R_4 // R_L) h_{fe}}{h_{ie} + (1 + h_{fe})Z_e} \quad (5.4.14)$$

で与えられる。ここで図 5-10 のように

$$Z_e = \frac{R_3}{1 + j\omega C_2 R_3}$$

とすると

$$\begin{aligned} A &= -\frac{(R_4 // R_L) g_m h_{ie}}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_3} \frac{1 + j\omega R_3 C_2}{1 + j\omega R_3 C_2 h_{ie} / \{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_3\}} \\ &= -\frac{(R_4 // R_L)}{R_3} \frac{1 + j\omega R_3 C_2}{1 + j\omega C_2 / g_m} \quad (h_{fe} \gg 1, \quad h_{fe} R_3 \gg h_{ie}) \end{aligned} \quad (5.4.14)$$

となる。 $R_4 // R_L$ は R_4 と R_L の並列抵抗値 $R_4 // R_L = 1/(1/R_4 + 1/R_L)$ を意味する。 Z_b の周波数特性を描くと図 5-11(a)のようになり、その等価回路は(b)のように描ける。また、増幅度 $|A|$ の周波数特性は図 5-12 となる。

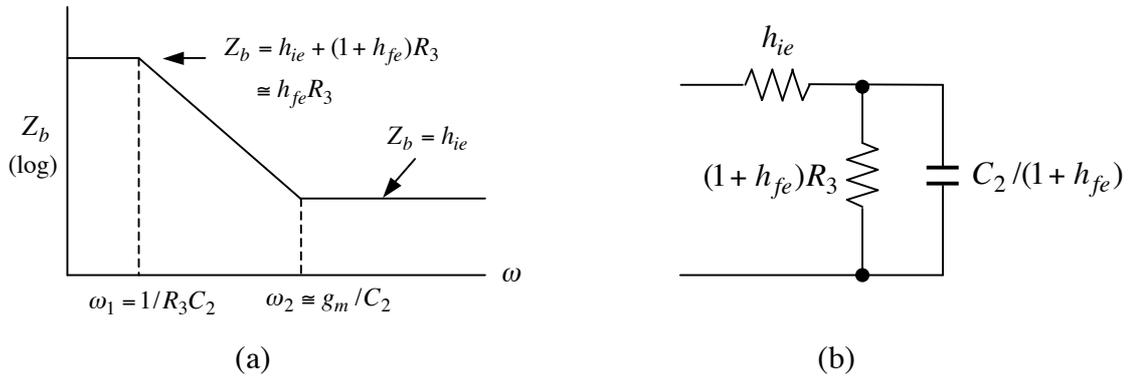


図 5-11 エミッター接地トランジスタの入力インピーダンス

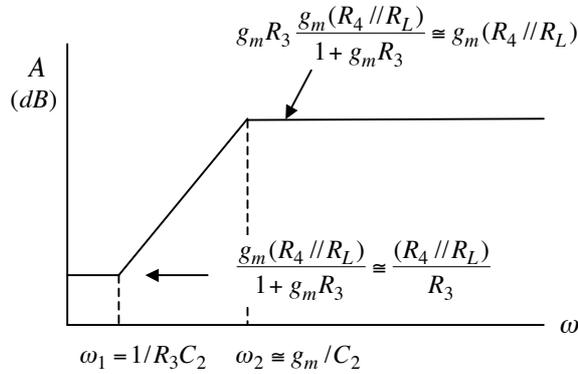


図 5-12 エミッター接地回路の増幅度

$\omega < \omega_1 = 1/R_3 C_2$ ではエミッター回路のインピーダンスが大きくなるため、エミッター帰還により増幅度が下がるので、 $\omega > \omega_2 = g_m / C_2$ となるように出力結合容量 C_2 を設定することが望ましい。 ω の下限を $\omega_{min} = 2\pi \times 100\text{Hz}$ として、 $\omega_{min} > \omega_2$ であるためには $C_2 > g_m / \omega_{min} = 62\mu\text{F}$ であるので、余裕をとって $C_2 = 100\mu\text{F}$ とし、 $\omega_2 = 2\pi \times 62\text{Hz}$ とする。また、コレクター電圧と負荷電圧の関係は

$$v_L = -\frac{j\omega C_3 (R_4 + R_L)}{1 + j\omega C_3 (R_4 + R_L)} (R_4 // R_L) i_c \quad (5.4.15)$$

となることから、出力コンデンサーの容量 C_3 は

$$\omega_{min} > \omega_3 = 1/C_3 (R_4 + R_L) \quad (5.4.16)$$

を満たす必要がある。例えば $R_L = 10\text{k}\Omega$ とすると $C_3 > 0.095\mu\text{F}$ となる。さらに入力コンデンサー C_1 については

$$\omega_{min} > 1/C_1 (h_{ie} // R_1 // R_2) \quad (5.4.17)$$

であることが必要であり、 $h_{ie} // R_1 // R_2 = 1.48\text{k}\Omega$ より $C_1 > 1.1\mu\text{F}$ となる。

高周波領域：

周波数が高い領域では、 C_2 や C_3 のインピーダンスは無視できる程度に十分低いものとし、また低周波領域では無視した接合容量 C_{be} 、 C_{ob} を考慮する必要がある。1段増幅回路のゲイン及び入出力インピーダンスは多段増幅回路の基礎となるので、詳細に考察しておく。

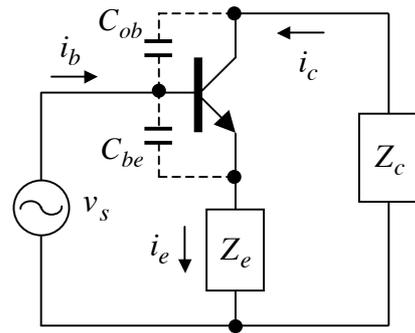


図 5-13 (5.4.19)式の等価回路

$$\left. \begin{aligned} Z_L &= \frac{1}{1/R_L + j\omega C_L} \\ Z_c &= (R_4 // Z_L) \end{aligned} \right\} \quad (5.4.18)$$

と置くと、回路方程式は次のようになる (図 5-3 参照)。

$$\left. \begin{aligned} i_b &= v_{be}/h_{ie} + j\omega C_{be}v_{be} + j\omega C_{ob}(v_b - v_c) \\ i_c &= g_m v_{be} - j\omega C_{ob}(v_b - v_c) \\ i_e &= i_b + i_c \\ v_b &= v_{be} + Z_e i_e \\ v_c &= -Z_c i_c \end{aligned} \right\} \quad (5.4.19)$$

これよりゲインA及び入力インピーダンス Z_{in} は

$$\begin{aligned} v_c &= -Av_b \\ A &= Z_c \frac{h_{fe}}{h_{ie} + (1 + h_{fe})Z_e} \frac{1 - j\omega C_{ob}\{1/g_m + (1 + 1/h_{fe})Z_e + j\omega C_{be}Z_e/g_m\}}{\{1 + j\omega C_{be}/(1/Z_e + g_m(1 + 1/h_{fe}))\}(1 + j\omega C_{ob}Z_c)} \end{aligned} \quad (5.4.20)$$

$$Z_{in} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{h_{ie} + (1 + h_{fe})Z_e + j\omega C_{be}h_{ie}Z_e}{1 + j\omega C_{be}h_{ie} + j\omega C_{ob}(1 + A)\{h_{ie} + Z_e(1 + j\omega C_{be}h_{ie} + h_{fe})\}} \quad (5.4.21)$$

となる。また出力インピーダンスを

Z_o とすると

$$v_c = \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} v_c \Big|_{Z_L = \infty}$$

より、 Z_o は

$$\begin{aligned} Z_o &= Z_L \frac{v_c \Big|_{Z_L = \infty} - v_c}{v_c} \\ &= Z_L \left(\frac{A \Big|_{Z_L = \infty}}{A} - 1 \right) \end{aligned}$$

より

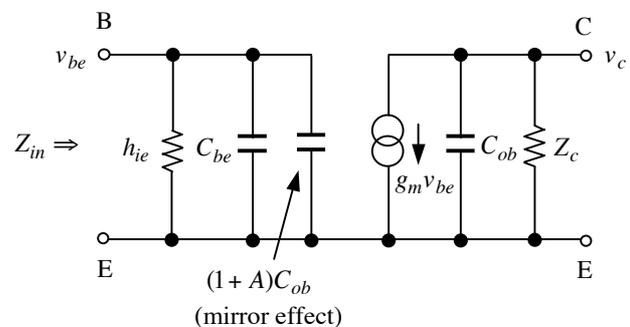


図 5-14 C_{ob} を考慮した等価回路

$$Z_o = \frac{1}{1/R_4 + j\omega C_{ob}} \quad (5.4.22)$$

となる。 $Z_e = 0$ の場合は

$$A = g_m Z_c \frac{1 - j\omega C_{ob} / g_m}{1 + j\omega C_{ob} Z_c} \quad (5.4.23)$$

$$Z_{in} = \frac{1}{1/h_{ie} + j\omega\{C_{be} + (1+A)C_{ob}\}} \quad (5.4.24)$$

となり、 Z_o は変わらない。ここで $g_m = 39.0mS$ 、 $C_{ob} = 2pF$ では $1/(C_{ob}/g_m) = 2\pi \times 3.1GHz$ となるので、通常の周波数領域 ($\omega < 1/(C_{ob}/g_m)$) では(5.4.23)式右辺の分子の $j\omega C_{ob}/g_m$ は無視できる。(5.4.22)、(5.4.23)、(5.4.24)式より C_{ob} を考慮したトランジスタの等価回路は図 5-14 となる。なお一般に A は複素数であるので、ミラー容量 $(1+A)C_{ob}$ は周波数によって抵抗やインダクタンスとなることがあるので注意が必要である。

次に、次節で必要になる Z_e が純抵抗の場合を考える。

$$\left. \begin{aligned} Z_e &= R_e \\ h_{fe} (= g_m h_{ie}) &\gg 1 \\ g_m R_e &\gg 1 \end{aligned} \right\} \quad (5.4.25)$$

では、(5.4.20)式は次のようになる。

$$A = \frac{Z_c}{R_e} \frac{1 - j\omega C_{ob} R_e (1 + j\omega C_{be} / g_m)}{(1 + j\omega C_{be} / g_m)(1 + j\omega C_{ob} Z_c)} \quad (5.4.26)$$

$$Z_{in} = \frac{h_{fe} Z_e (1 + j\omega C_{be} / g_m)}{1 + j\omega\{C_{be} h_{ie} + C_{ob} (1+A) R_e h_{fe}\} - \omega^2 C_{ob} (1+A) C_{be} h_{ie} R_e} \quad (5.4.27)$$

図 5-15 に $Z_e = 0$ 及び $Z_e = R_e$ の場合のゲイン A 及び入力インピーダンス Z_{in} を示す。トランジスタには 2SC1845 を想定し、以下のパラメータを仮定した。

$$\left. \begin{aligned} I_C &= 1.0mA, \quad h_{fe} = 200, \quad C_{ob} = 2.0pF, \quad g_m = qI_C / kT = 38.7mS \\ h_{ie} &= h_{fe} / g_m = 5.2k\Omega, \quad f_T = 100MHz, \quad C_{be} = 1/(2\pi f_T h_{ie}) = 61.6pF \\ R_e &= 0\Omega, \quad R_4 = 6.8k\Omega, \quad R_L = \infty, \quad C_L = 20pF \end{aligned} \right\} \quad (5.4.28)$$

図中の ω_1 、 ω_2 、 ω_3 は(5.4.23)式、(5.4.24)式より

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{\{1 + g_m (R_4 // R_L)\} C_{ob} h_{ie}} = 2\pi \times 58kHz \\ \omega_2 &= \frac{1}{C_L (R_4 // R_L)} = 2\pi \times 1.17MHz \\ \omega_3 &= \frac{g_m C_{ob}}{C_{be} (C_{ob} + C_L)} \approx \frac{g_m C_{ob}}{C_{be} C_L} = 2\pi \times 10MHz \end{aligned} \right\} \quad (5.4.29)$$

で与えられ、各周波数領域における近似形は以下のようになる。

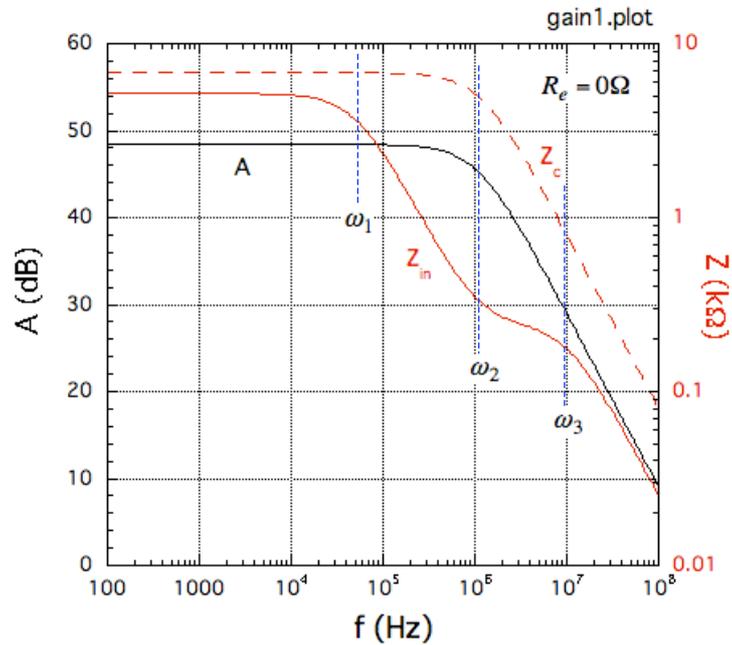


図 5-15 ゲイン及び入出力インピーダンス ($R_e = 0$ 、 $R_L = \infty$)

$\omega < \omega_1$:

$$\left. \begin{aligned} A &= g_m(R_4 // R_L) = 263 \text{ (48.4 dB)} \\ Z_c &= (R_4 // R_L) = 6.8 \text{ k}\Omega \\ Z_{in} &= h_{ie} = 5.2 \text{ k}\Omega \end{aligned} \right\} \quad (5.4.30)$$

$\omega_1 < \omega < \omega_2$:

$$\left. \begin{aligned} A &= g_m Z_c \frac{1}{1 + j\omega C_{ob} Z_c} \approx \frac{g_m}{j\omega(C_{ob} + C_L)} \\ Z_c &= \frac{(R_4 // R_L)}{1 + j\omega C_L (R_4 // R_L)} \approx \frac{1}{j\omega C_L} \\ Z_{in} &\approx \frac{1/(g_m C_{ob} / C_L)}{1 + j\omega C_{be} C_L / (g_m C_{ob})} \quad (C_{be} \gg C_{ob}, \quad C_L \gg C_{ob}) \end{aligned} \right\} \quad (5.4.31)$$

$\omega_2 < \omega < \omega_3$:

$$\left. \begin{aligned} A &\approx \frac{g_m}{j\omega(C_{ob} + C_L)} \\ Z_c &\approx \frac{1}{j\omega C_L} \\ Z_{in} &\approx \frac{h_{ie}}{1 + j\omega(C_{be} + C_{ob})h_{ie}} \approx \frac{h_{ie}}{1 + j\omega C_{be} h_{ie}} \end{aligned} \right\} \quad (5.4.32)$$

この領域ではAの位相がほぼ -90° となるので、ミラー効果による C_{ob} のインピーダンス $1/j\omega C_{ob}A$ は抵抗性となる。

$\omega > \omega_3$:

$$A \approx \frac{g_m}{j\omega(C_{ob} + C_L)}, \quad Z_c \approx \frac{1}{j\omega C_L}, \quad Z_{in} \approx \frac{1}{j\omega C_{be}} \quad (5.4.33)$$

以上の結果をプロットしたものが図 5-15 である。

$Z_e = R_e$ の場合、 $h_{fe}R_e \gg h_{ie}$ とすると(5.4.26)式、(5.4.27)式より

$$\begin{aligned} A &\approx \frac{(R_4 // R_L) / R_e}{(1 + j\omega/\omega_2)(1 + j\omega C_{be}/g_m)} \quad (C_{ob} \ll C_L) \\ &\approx \frac{(R_4 // R_L) / R_e}{1 + j\omega/\omega_2} \quad (1/(C_{be}/g_m) = 2\pi \times 100 \text{ MHz}) \end{aligned} \quad (5.4.34)$$

$\omega < \omega_2$:

$$Z_{in} \approx \frac{h_{fe}R_e}{1 + j\omega/\omega_1} \quad (5.4.34)$$

$\omega > \omega_2$:

$$Z_{in} \approx \frac{C_L R_e}{C_{ob}} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_3} \quad (5.4.35)$$

となり、結果をグラフにすると図 5-16 のようになる。

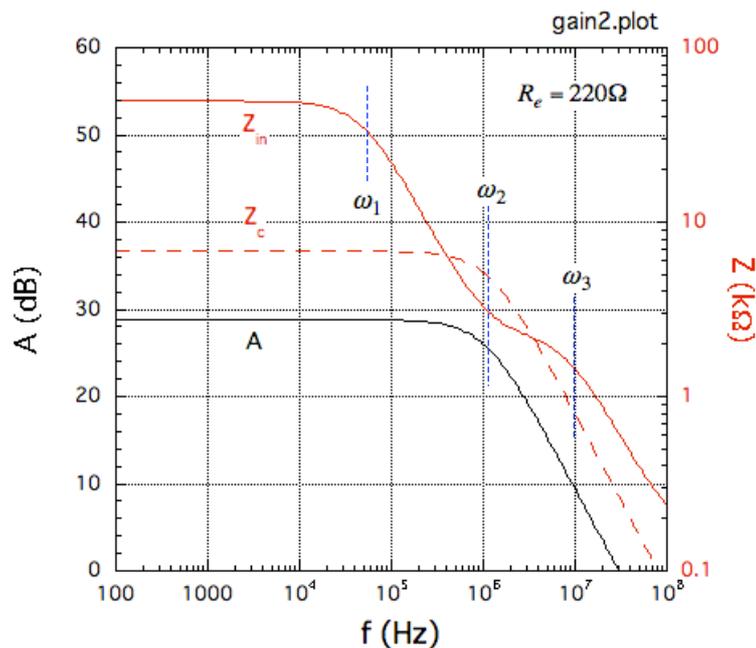


図 5-16 ゲイン及び入出力インピーダンス ($R_e \neq 0$ 、 $R_L = \infty$)

5-5 2段直結型増幅回路

前節で述べた1段増幅回路では、トランジスタの指数関数的特性のために、信号振幅の大きいときには非線形歪みが無視できない。これらの欠点を補うために通常の増幅回路では2段以上の増幅回路で大きなゲインを実現し、それに負帰還をかけて所定のゲインを得るように設計される。増幅度はトランジスタ等のパラメータに依存しないで、負帰還ループの定数だけで決定されるので、安定で線形性の良い特性を実現することができる。

そこで1970年代後半から1980年代のオーディオ帯域のアンプで、標準回路として多用された図5-17に示す2段増幅回路を考える。

バイアス回路の設計

使用するトランジスタは2SC1845とし、初段及び2段目の h_{fe} を $h_{fe1} = h_{fe2} = 200$ と仮定する。回路中の時

定数が増えると、周波数特性関数の次数が上がって複雑になるので、初段のコレクター出力と2段目のベース入力の間は結合コンデンサを省略して直結とする。2段増幅にすることで 10^3 (60dB)以上の増幅度を得ることができ、出力から初段のエミッターへ負帰還をかけることで精度よく所定のゲインに設定することができる。

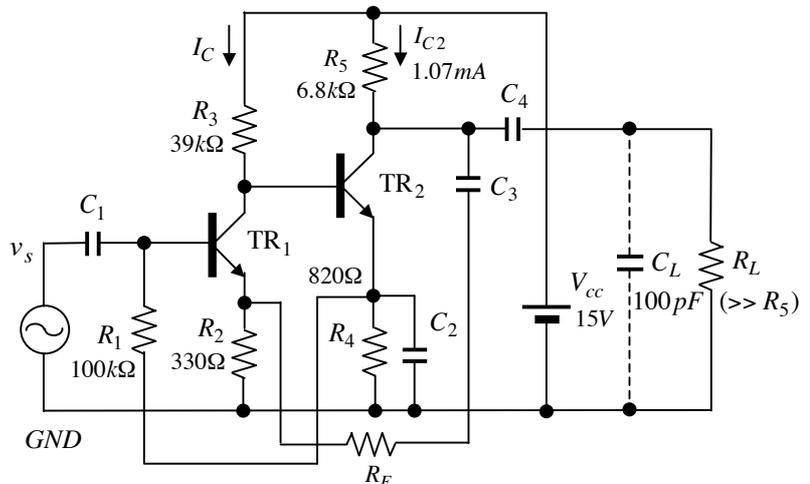


図 5-17 2段直結増幅回路

このような直結増幅回路では直流ゲインが極めて大きくなり、電源電圧変動や温度変動等によるバイアスの変動が大きくなるので、動作点の安定化が必要である。そこで動作点を安定化するために、 R_1 を通して2段目のエミッターから、初段のベースにバイアスをかけることで、直流的な負帰還をかけてバイアスの安定化を図っている。

トランジスタの場合は、信号源インピーダンスにより初段の雑音指数を最小にするバイアス電流は大きく変わるので、最初に信号源インピーダンスを想定しなけ

ればならない。ここでは信号源インピーダンスとして $R_s = 1k\Omega$ を仮定することにする。初段の雑音指数を最小にするコレクターバイアス電流は、 $r_{bb'} = 100\Omega$ と仮定すると (5.2.9) 式より $I_{C1} = kT\sqrt{h_{fe1}}/qR_s = 0.33mA$ となり、雑音指数は $(NF)_{min} \cong 1.18 (0.73dB)$ となる。 I_{C1} をこのように決めると、初段のベース電圧は $V_{B1} = (1 + 1/h_{FE1})R_2I_{C1} + V_{BE1}$ で与えられ、 $V_{BE1} \cong 0.6V$ より $V_{B1} = 0.71V$ となる。したがって $R_1 = 100k\Omega$ とすると、初段のベースバイアスを与えるに必要な2段目のエミッター電圧は $V_{E2} = V_{B1} + R_1I_{C1}/h_{FE1} = 0.88V$ である。そこで2段目のエミッター抵抗を $R_4 = 820\Omega$ とすれば、必要なコレクターバイアス電流は $1/h_{FE2} \ll 1$ 、 $I_{C1}/h_{FE1} \ll I_{C1}$ より $I_{C2} = 1.07mA$ と近似される。従って2段目のベース電圧 V_{B2} 、即ち1段目のコレクター電圧は $V_{B2} \cong V_{BE2} + V_{E2} \cong 1.48V$ となり、 $R_3 = (V_{cc} - V_{B2})/(I_{C1} + I_{C2}/h_{FE2}) = 40k\Omega$ となるので $R_3 = 39k\Omega$ で代用する。更に、2段目のコレクター電圧のスイング領域は約 $1V$ (エミッター電圧) から $V_{cc} = 15V$ (電源電圧) までであるので、その中点にコレクター電圧を設定するものとして $V_{C2} = 8V$ になるようコレクター抵抗 R_5 を決めると $7k\Omega$ になるが、抵抗値の標準系列からそれに近い抵抗を選んで $R_5 = 6.8k\Omega$ 、 $V_{C2} = 7.7V$ とする。

バイアスの安定性

以上で決定した回路のバイアス安定性を調べてみる。 TR_1 及び TR_2 のベース・エミッター間接合電圧 V_{BE} の変化分をそれぞれ ΔV_{BE1} 、 ΔV_{BE2} とすると、直流等価回路は図 5-18 のように表され、直流における回路方程式は

$$\left. \begin{aligned} \frac{A_{10}}{R_{c1}}(v_{b1} + \Delta V_{BE1}) + \frac{v_{c1}}{R_3} + \frac{v_{c1} + \Delta V_{BE2}}{h_{ie2} + h_{fe2}R_4} &= 0 \\ v_{b1} &= A_{20} \frac{R_4}{R_5}(v_{c1} + \Delta V_{BE2}) - R_1 \frac{(A_{20}R_4/R_5)(v_{c1} + \Delta V_{BE2}) + \Delta V_{BE1}}{R_1 + h_{ie2} + h_{fe2}R_4} \\ v_{c2} &= -A_{20}(v_{c1} + \Delta V_{BE2}) \end{aligned} \right\} \quad (5.5.1)$$

で与えられる。ここで

$$\left. \begin{aligned} A_{10} &= \frac{g_{m1}R_{c1}}{1 + g_{m1}R_2}, \quad A_{20} = \frac{g_{m2}R_5}{1 + g_{m2}R_4} \\ \frac{1}{R_{c1}} &= \frac{1}{R_3} + \frac{1}{h_{ie2} + h_{fe2}R_4} \end{aligned} \right\} \quad (5.5.2)$$

である。

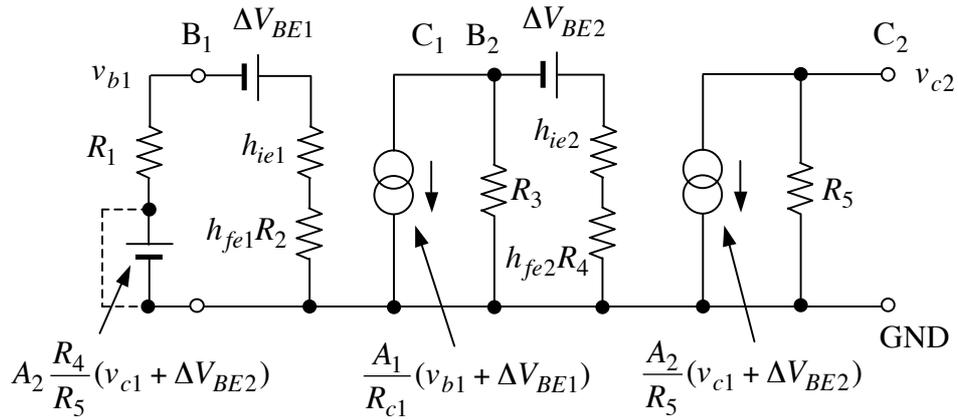


図 5-18 2 段直結増幅回路のバイアス安定性解析

(5.5.1)式を解くことで

$$\begin{aligned} & \left\{ 1 + A_{10} A_{20} \frac{R_4}{R_5} \frac{(h_{ie2} + h_{fe2} R_4)}{(R_1 + h_{ie2} + h_{fe2} R_4)} \right\} v_{c2} \\ & = A_{10} A_{20} \frac{(h_{ie2} + h_{fe2} R_4)}{(R_1 + h_{ie2} + h_{fe2} R_4)} \Delta V_{BE1} + A_{20} \frac{R_{c1} - h_{ie2} - h_{fe2} R_4}{h_{ie2} + h_{fe2} R_4} \Delta V_{BE2} \end{aligned} \quad (5.5.3)$$

が得られる。このままでは見通しが悪いので

$$\left. \begin{aligned} A_{20} R_4 / R_5 &\cong 1, & R_{c1} / A_{10} &\cong R_2 \\ h_{ie2} &\ll h_{fe2} R_4, & R_{c1} &\ll h_{fe2} R_4 \end{aligned} \right\} \quad (5.5.4)$$

を用いて近似すると

$$v_{c2} = \frac{R_5}{R_4} \Delta V_{BE1} - \frac{R_2 R_5}{R_{c1} R_4} \left(1 + \frac{R_1}{h_{fe2} R_4} \right) \Delta V_{BE2} \quad (5.5.5)$$

となる。これに数値を代入すると

$$v_{c2} = 8.29 \Delta V_{BE1} - 0.139 \Delta V_{BE2} \quad (5.5.6)$$

従って、 $\Delta V_{BE} \cong -2mV/^\circ C$ とすると、2 段目コレクターバイアス電圧の変動は $v_{c2} \cong -17mV/^\circ C$ となる。この程度ならば $50^\circ C$ 程度の温度変化に対しても、コレクター電圧の変動は $1V$ 以下であり、増幅器としての動作に支障を来すことはない。なお以下の数値

$$\left. \begin{aligned} h_{fe1} &= h_{fe2} = 200 \\ I_{C1} &= 0.33mA, & I_{C2} &= 1.07mA \\ g_{m1} &= 12.9mS, & g_{m2} &= 41.7mS, & h_{ie1} &= 15.5k\Omega, & h_{ie2} &= 4.80k\Omega \\ R_1 &= 100k\Omega, & R_2 &= 330\Omega, & R_3 &= 39k\Omega, & R_4 &= 820\Omega, & R_5 &= 6.8k\Omega \end{aligned} \right\} \quad (5.5.7)$$

$$\left. \begin{aligned} R_{c1} &= \frac{1}{1/R_3 + 1/(h_{ie2} + h_{fe2}R_4)} = 31.7k\Omega \\ A_{10} &= \frac{g_{m1}R_{c1}}{1 + g_{m1}R_2} = 77.8, \quad A_{20} = \frac{g_{m2}R_5}{1 + g_{m2}R_4} = 8.06 \end{aligned} \right\} \quad (5.5.8)$$

を(5.5.3)式に代入すると

$$v_{c2} = 8.12\Delta V_{BE1} - 0.135\Delta V_{BE2} \quad (5.5.9)$$

となり、(5.5.5)式は良い近似であることが分かる。

以上のバイアス安定性は、2段目のエミッターから R_1 を介して1段目のベースバイアスをかけていることによるものであり、これをせずに R_1 を介して固定電圧からバイアスをかけるものとする、図5-18の破線に示す接続となる。この場合の回路方程式は

$$\left. \begin{aligned} \frac{A_{10}}{R_{c1}}(v_{b1} + \Delta V_{BE1}) + \frac{v_{c1}}{R_3} + \frac{v_{c1} + \Delta V_{BE2}}{h_{ie2} + h_{fe2}R_4} &= 0 \\ v_{b1} &= -R_1 \frac{\Delta V_{BE1}}{R_1 + h_{ie2} + h_{fe2}R_4} \\ v_{c2} &= -A_{20}(v_{c1} + \Delta V_{BE2}) \end{aligned} \right\} \quad (5.5.10)$$

となり

$$\begin{aligned} v_{c2} &= \frac{R_5}{R_4} \left(\frac{R_3}{R_2} \frac{h_{fe2}R_4}{R_1 + h_{fe2}R_4} \Delta V_{BE1} - \Delta V_{BE2} \right) \\ &= 609\Delta V_{BE1} - 8.3\Delta V_{BE2} \end{aligned} \quad (5.5.11)$$

を得る。この場合は(5.5.5)式に比べて約75倍の ΔV_{BE1} 、 ΔV_{BE2} 依存性となる。2段目コレクター電圧の変動は $v_{c2} \cong -1.2V/^\circ C$ となり、 $10^\circ C$ 程度の温度変化があるとトランジスタが飽和またはカットオフとなって動作不能になってしまうため、バイアス安定化は不可欠である。

増幅度及び周波数特性の設計

話をいたずらに煩雑にしないために、2段目のエミッター回路の容量 C_2 は十分大きく、信号に対するインピーダンスは無視できるものとし、信号解析では R_4 、 C_2 を無視ことにする。また、負荷容量 C_L は周波数特性に大きく影響するが、ここでは $C_L = 100pF$ と仮定しておく。最初に、周波数特性の評価に必要なパラメータを仮定する。 $I_C = 1mA$ における f_T が $100MHz$ のトランジスタを用いるものとし、 $f_T \propto \sqrt{I_C}$ を仮定(3.2節参照)すると

$$f_{T1} = 57\text{MHz}, \quad f_{T2} = 103\text{MHz}$$

となり、また $C_{be} = g_m / 2\pi f_T$ より

$$C_{be1} = 35.4\text{pF}, \quad C_{be2} = 63.7\text{pF}$$

となる。さらに C_{ob} については

$$C_{ob1} = C_{ob2} = 2\text{pF}$$

と仮定する。以上で得た回路定数を以下にまとめる。

$$\left. \begin{aligned} h_{fe1} = h_{fe2} = 200, \quad I_{C1} = 0.33\text{mA}, \quad I_{C2} = 1.07\text{mA} \\ g_{m1} = 12.9\text{mS}, \quad g_{m2} = 41.4\text{mS}, \quad h_{ie1} = 15.7\text{k}\Omega, \quad h_{ie2} = 4.80\text{k}\Omega \\ R_1 = 100\text{k}\Omega, \quad R_2 = 330\Omega (R_{e1}), \quad R_4 = 820\Omega \\ R_3 = 39\text{k}\Omega (R_{c1}), \quad R_5 = 6.8\text{k}\Omega (R_{c2}) \\ C_{be1} = 35.4\text{pF}, \quad C_{be2} = 63.7\text{pF}, \quad C_{ob1} = C_{ob2} = 2\text{pF} \end{aligned} \right\} \quad (5.5.12)$$

2段目のエミッター回路のバイパス容量 C_2 は十分大きく信号に対しては十分小さいインピーダンスであるとして、エミッター回路インピーダンスを無視すると、2段増幅回路の等価回路は図 5-19 のように書ける。

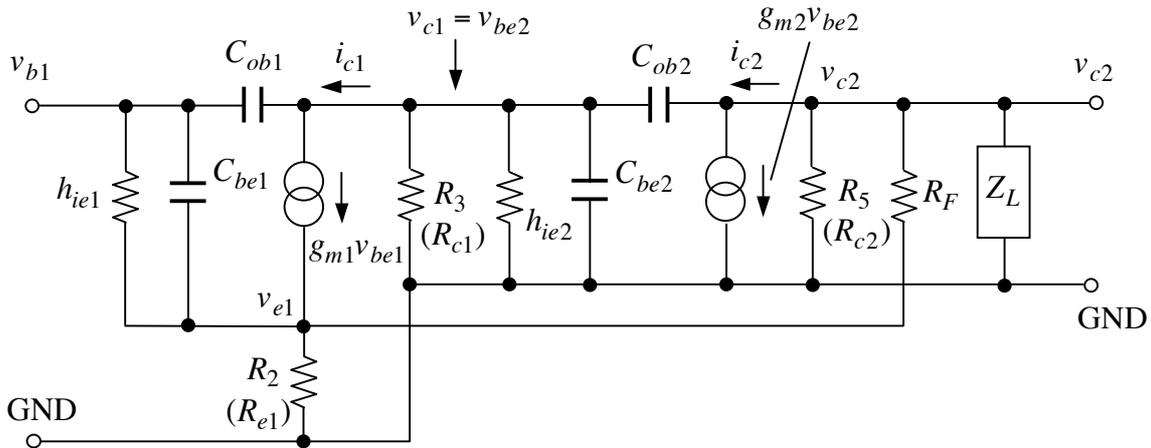


図 5-19 2段直結エミッター接地増幅回路の等価回路

図 5-19 の初段の回路方程式は

$$\left. \begin{aligned} i_{b1} &= (1/h_{ie1} + j\omega C_{be1})v_{be1} + j\omega C_{ob1}(v_{b1} - v_{c1}) \\ i_{c1} &= g_{m1}v_{be1} - j\omega C_{ob1}(v_{b1} - v_{c1}) \\ v_{b1} &= v_{be1} + v_{e1} \\ v_{e1} &= R_{e1}\{i_{b1} + i_{c1} + (v_{c2} - v_{e1})/R_F\} \\ v_{c1} &= -Z_{c1}i_{c1} \end{aligned} \right\} \quad (5.5.13)$$

2段目については

$$\left. \begin{aligned} i_{b2} &= (1/h_{ie2} + j\omega C_{be2})v_{be2} + j\omega C_{ob2}(v_{be2} - v_{c2}) \\ i_{c2} &= g_{m2}v_{be2} - j\omega C_{ob2}(v_{be2} - v_{c2}) \\ v_{c2} &= -Z_{c2}\{i_{c2} + (v_{c2} - v_{e1})/R_F\} \\ v_{be2} &= v_{c1} \end{aligned} \right\} \quad (5.5.14)$$

で与えられるが、(5.5.13)、(5.5.14)式を厳密に解くことは極めて煩雑になるので、 $\omega < 2\pi f_T$ として近似解 ($\omega C_{ob1}/g_{m1}$ 、 $\omega C_{ob2}/g_{m2}$ を無視した解)を求めることにする。(5.5.13)より初段のエミッター電圧は

$$v_{e1} = \frac{g_{m1}R_{e1}v_{b1} + v_{c2}R_{e1}/R_F}{1 + g_{m1}R_{e1} + R_{e1}/R_F} \quad (5.5.15)$$

となる。これより初段のコレクター電圧 v_{c1} 、即ち2段目のベース入力電圧 v_{be2} は

$$v_{be2} = -\frac{Z_{c1}g_{m1}(1 + R_{e1}/R_F)}{(1 + g_{m1}R_{e1} + R_{e1}/R_F)(1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1})} \left(v_{b1} - \frac{R_{e1}}{R_F + R_{e1}}v_{c2} \right) \quad (5.5.16)$$

で与えられる。これを(5.5.14)式に代入して、2段目のコレクター出力電圧 v_{c2} は次のように求まる。

$$v_{c2} = A(\omega)(\alpha v_{b1} - \beta v_{c2}) \quad (5.5.17)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} A(\omega) &= A_1(\omega)A_2(\omega) \\ A_1(\omega) &= \frac{g_{m1}Z_{c1}}{(1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1})\{1 + g_{m1}(R_{e1} // R_F)\}} \\ A_2(\omega) &= \frac{g_{m2}(Z_{c2} // R_F)}{1 + j\omega C_{ob2}(Z_{c2} // R_F)} \\ \alpha &= 1 + \frac{R_{e1}(1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1})}{g_{m2}Z_{c1}(R_F + R_{e1})} \cong 1 \\ \beta &= \frac{R_{e1}}{R_F + R_{e1}} \left(1 - \frac{1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1}}{g_{m2}Z_{c1}g_{m1}R_F} \right) \cong \frac{R_{e1}}{R_F + R_{e1}} \end{aligned} \right\} \quad (5.5.18)$$

である。したがって

$$v_{c2} = A(\omega) \left(v_{b1} - \frac{R_{e1}}{R_F + R_{e1}}v_{c2} \right) \quad (5.5.19)$$

と近似でき、 $A(\omega)$ は開ループゲイン

$$\beta = \frac{R_{e1}}{R_F + R_{e1}} \quad (5.5.20)$$

は帰還率であることが分かる。 $A_1(\omega)$ は初段のゲイン、 $A_2(\omega)$ は2段目のゲイン、 Z_{c1} 、 Z_{c2} はそれぞれ初段及び2段目のコレクター回路のインピーダンスである。ミラー効果を考慮することで2段目のベース入力インピーダンス $Z_{b2} = v_{be2}/i_{b2}$ は

$$\frac{1}{Z_{b2}} = \frac{1}{h_{ie2}} + j\omega\{C_{be2} + (1 + A_2(\omega))C_{ob2}\} \quad (5.5.21)$$

で与えられ、 $Z_{c1} = R_3 // Z_{b2}$ は

$$\frac{1}{Z_{c1}} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{h_{ie2}} + j\omega\{C_{be2} + (1 + A_2(\omega))C_{ob2}\} \quad (5.5.22)$$

となる。ここで $C_{ob2}A_2(\omega)$ は2段目のミラー容量である（但し $A_2(\omega)$ は複素数なので純容量ではない）。また負荷インピーダンス Z_L が抵抗 R_L と容量 C_L の並列インピーダンスから成るものとする、 Z_{c2} は

$$\frac{1}{Z_{c2}} = \frac{1}{R_5} + \frac{1}{Z_L} = \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_L} + j\omega C_L \quad (5.5.23)$$

で与えられる。以上で求めた開ループゲインにより閉ループ応答は

$$\left. \begin{aligned} v_{c2} &= G(\omega)v_{b1} \\ G(\omega) &= \frac{A(\omega)}{1 + \beta A(\omega)} \\ \beta &= \frac{R_{e1}}{R_F + R_{e1}} \end{aligned} \right\} \quad (5.5.24)$$

となる。 $G(\omega)$ は閉ループゲインである。

ここで周波数が十分低い領域のゲインを求めると

$$\left. \begin{aligned} A_1(0) &= \frac{g_{m1}(R_3 // h_{ie2})}{1 + g_{m1}(R_{e1} // R_F)} = 10.6 \text{ (20.5dB)} \\ A_2(0) &= g_{m2}(R_5 // R_F // R_L) = 221 \text{ (46.9dB)} \\ &\quad \text{(for } R_L = 100k\Omega) \\ A(0) &= 2336 \text{ (67.4dB)} \end{aligned} \right\} \quad (5.5.25)$$

であり、2段目のベース入力インピーダンスが比較的低いことから1段目の実効的なコレクター負荷インピーダンスが小さいので、1段目に比べて2段目の利得が圧倒的に大きく、増幅度の大半は2段目で得ている。この状況は一般のオペアンプ ICにおいても同様である。例として

$$R_F = 33k\Omega, \quad R_L = 100k\Omega, \quad C_L = 100pF \quad (5.5.26)$$

とした場合の、(5.5.16)、(5.5.20)式のゲイン及び(5.5.21)式のゲイン及びインピーダンスを図示すると図 5-20、図 5-21 のようになる。

初段のゲインは初段のコレクター回路のインピーダンス Z_{c1} に比例するので、5-4-2節の単段エミッター接地増幅回路と同様

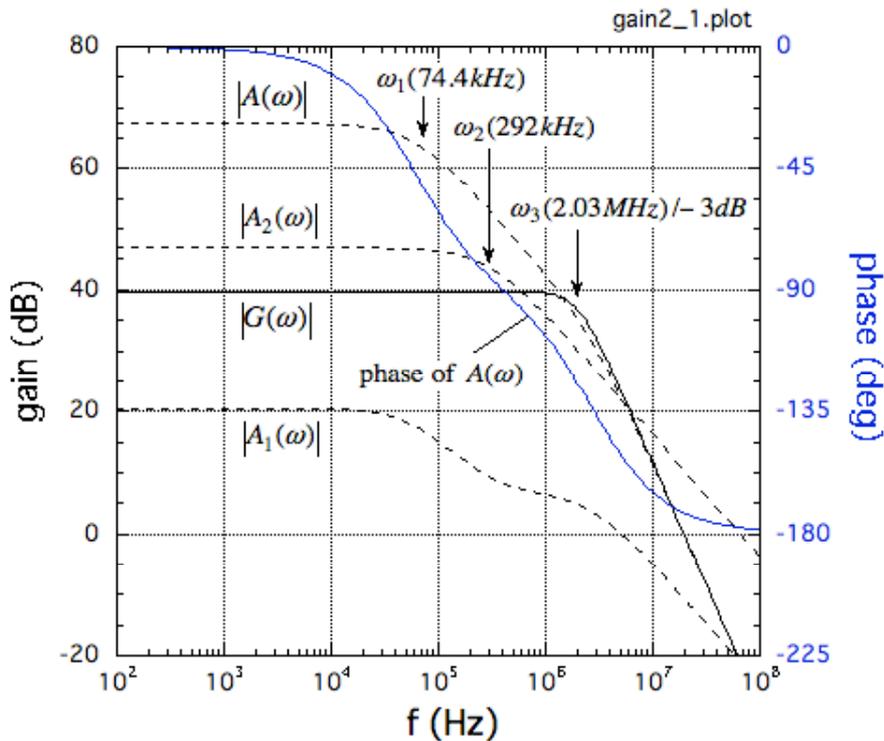


図 5-20 2 段直結増幅回路のゲイン

$$\left. \begin{aligned}
 \omega_1 &= \frac{1}{\{C_{ob1} + C_{ob2} + g_{m2}(R_5 // R_L // R_F)C_{ob2}\}h_{ie2}} = 2\pi \times 74.4 \text{ kHz} \\
 \omega_2 &= \frac{1}{(C_{ob2} + C_L)(R_5 // R_L // R_F)} = 2\pi \times 292 \text{ kHz} \\
 \omega_3 &= \frac{g_{m2}C_{ob2}}{C_{be2}(C_{ob2} + C_L)} = 2\pi \times 2.03 \text{ MHz}
 \end{aligned} \right\} \quad (5.5.27)$$

なる周波数で図 5-20、図 5-21 に見られるような変曲点を持つ。閉ループが安定な領域は ω_3 までであり、閉ループ利得の安定領域の広さはスタガー比

$$\omega_3 / \omega_1 \propto 1 / (2\pi f_{T2}(C_{ob2} + C_L)) \quad (5.5.28)$$

で与えられる。これより閉ループの安定領域は負荷容量 C_L に大きく影響されることが分かる。

一方 2 段目のコレクター回路のインピーダンス Z_{c2} は周波数 ω_2 をカットオフとする減衰特性を持つので、2 段目のゲイン $A_2(\omega)$ は ω_2 をカットオフとして -6dB/oct ($1/\omega$ に比例) で減衰する遮断特性を持つ。これよりオープンループゲイン

$$A(\omega) = A_1(\omega)A_2(\omega) \quad (5.5.29)$$

は $\omega_1 < \omega < \omega_3$ で -6dB/oct 、 $\omega_3 < \omega$ では -12dB/oct なる減衰率で周波数とともに減衰する。即ち ω_1 が第 1 ポール、 ω_3 が第 2 ポールとなり、フィードバックループが安定

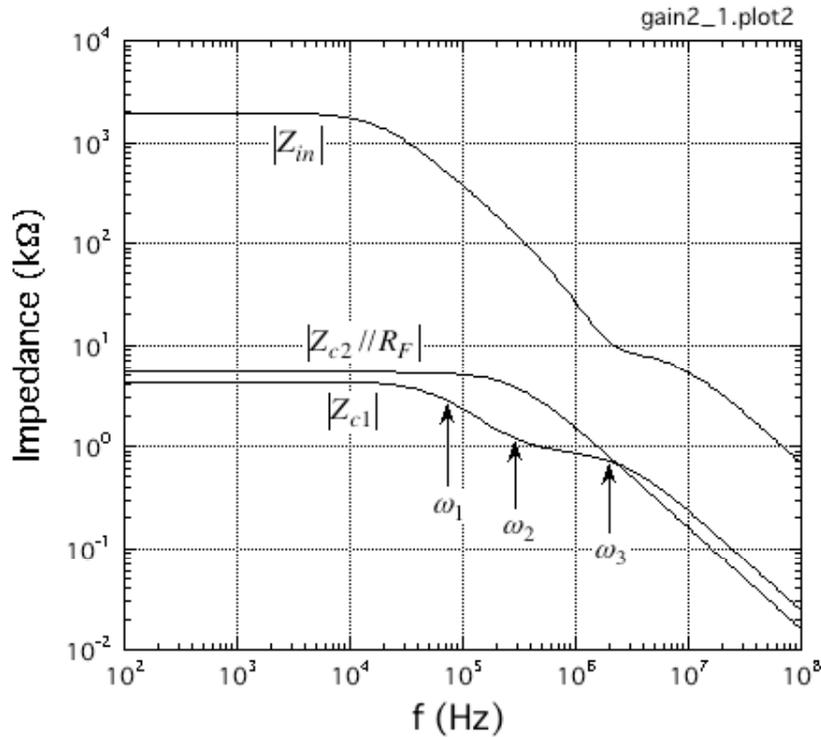


図 5-21 2 段直結増幅回路のインピーダンス

であるためには閉ループゲイン $G(\omega)$ は

$$|G(\omega)| > |A(\omega_3)| = 35dB \quad (5.5.30)$$

でなければならない。従って閉ループの最大平坦領域は ω_3 までである。

増幅器としての入力インピーダンス Z_{in} は

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_{in}} &= \frac{i_{b1}}{v_{b1}} \\ &= \left(\frac{1}{h_{ie1}} + j\omega C_{be1} \right) \frac{1 + (1 - G(\omega))R_{e1}/R_F}{1 + g_{m1}R_{e1} + R_{e1}/R_F} \\ &\quad + j\omega C_{ob1} \left[1 + \frac{Z_{c1} \{ g_{m1}(1 + (1 - G(\omega))R_{e1}/R_F) - j\omega C_{ob1}(1 + g_{m1}R_{e1} + R_{e1}/R_F) \}}{(1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1})(1 + g_{m1}R_{e1} + R_{e1}/R_F)} \right] \end{aligned}$$

により与えられるが、極めて複雑でこのまま解釈することは難しいので計算結果のみを図 5-21 に示す。 $\omega < \omega_1$ での入力インピーダンスは

$$\begin{aligned} Z_{in}(0) &= h_{ie1} \frac{1 + g_{m1}R_{e1} + R_{e1}/R_F}{1 + (1 - G(0))R_{e1}/R_F} \\ &= h_{ie1} \frac{(1 + g_{m1}R_{e1})R_F + R_{e1}}{R_F + R_{e1}} \frac{A(0)}{G(0)} \\ &= 1.98M\Omega \quad (5.5.31) \end{aligned}$$

となり、フィードバック量が多くなるほど ($A(0)/G(0)$ が大きいほど) 高くなる。

以上の例で分かるようにトランジスター 2 段直結増幅回路は、閉ループゲインが約 $40dB$ と高いにもかかわらず帯域幅は $2MHz$ ($-3dB$) と非常に広く、利得帯域幅積は $200MHz$ にもなる。これは通常のアンプ IC では難しいことである。ハイゲイン広帯域増幅器が必要な場合には役に立つので、古い回路ではあるが一考に値する回路であろう。更に次節で述べるように、2 段直結増幅回路の出力にエミッターフォロアを追加して出力インピーダンスを下げた回路は、ここ数年広帯域アンプとして普及した電流帰還型アンプの原型を成すものである。

5-6 出力段にエミッターフォロアを追加した 2 段直結増幅回路

図 5-17 の回路では 2 段目のトランジスターの実効的なコレクター負荷が ($R_5 // R_F // Z_L$) であるため、開ループ利得がフィードバック抵抗 R_F に依存し、 R_F を変えて閉ループゲインを変えると 2 段目のゲイン $A_2(\omega)$ が変わってしまうとともに、ミラー効果により 1 段目のゲイン $A_1(\omega)$ まで変わってしまうので、設計をやり直さなければならなくなる。この状況は負荷インピーダンス Z_L を変える場合も同様であり、とくに負荷容量 C_L によって特性や安定性が大きな影響を受けてしまう。そのため増幅器として汎用性がない。

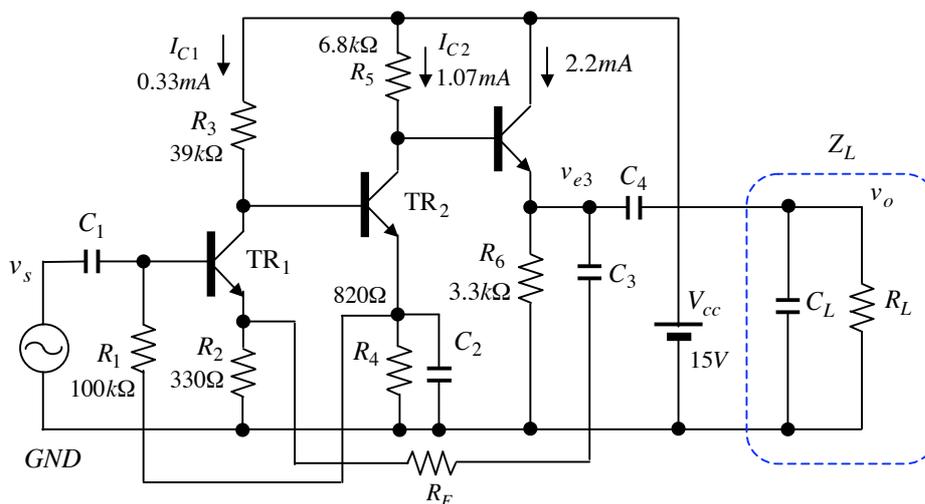


図5-23 出力段にエミッターフォロアを追加した 2 段直結増幅回路

そこで、汎用性を持たせるためには図5-23のように2段目増幅段の出力をエミッターフォロアでバッファーしてやると良い。こうすることで開ループゲインに大きな影響を与えることなく、 R_F 、 Z_L を変えることができ、増幅器としての汎用性が増す。

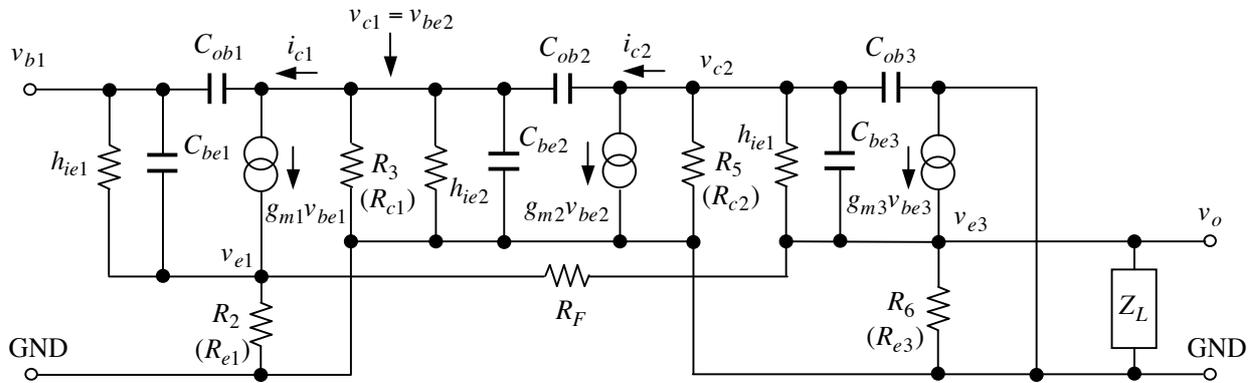


図5-24 図5-23の等価回路

図5-23に対する等価回路は図5-24のようになり、回路方程式は

$$\left. \begin{aligned} i_{b1} &= \left(\frac{1}{h_{ie1}} + j\omega C_{be1} \right) v_{be1} + j\omega C_{ob1} (v_{b1} - v_{c1}) \\ i_{c1} &= g_{m1} v_{be1} - j\omega C_{ob1} (v_{b1} - v_{c1}) \\ v_{b1} &= v_{be1} + v_{e1} \\ v_{e1} &= R_{e1} \left(i_{b1} + i_{c1} + \frac{v_o - v_{e1}}{R_F} \right) \\ v_{c1} &= -Z_{c1} i_{c1} \end{aligned} \right\} \quad (5.6.1)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{b2} &= \left(\frac{1}{h_{ie2}} + j\omega C_{be2} \right) v_{c1} + j\omega C_{ob2} (v_{c1} - v_{c2}) \\ i_{c2} &= g_{m2} v_{c1} - j\omega C_{ob2} (v_{c1} - v_{c2}) \\ v_{c2} &= -Z_{c2} i_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (5.6.2)$$

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{1}{h_{ie3}} + j\omega C_{be3} \right) v_{be3} + g_{m3} v_{be3} &= \frac{v_{e3}}{(R_{e3} // Z_L)} + \frac{(v_{e3} - v_{e1})}{R_F} \\ v_{be3} &= v_{c2} - v_{e3} \end{aligned} \right\} \quad (5.6.3)$$

で与えられる。この解は

$$\left. \begin{aligned} h_{fe1} \gg 1, \quad h_{fe2} \gg 1, \quad h_{fe3} \gg 1 \\ \omega C_{be1} / g_{m1} \ll 1, \quad \omega C_{be2} / g_{m2} \ll 1, \quad \omega C_{be3} / g_{m3} \ll 1 \\ \omega C_{ob1} ((R_{e1} // R_F) + 1 / g_{m1}) \ll 1 \end{aligned} \right\} \quad (5.6.4)$$