

第6章 演算増幅器

演算増幅器とは非反転入力(+)と反転入力(-)の二つの入力を有し、一つの出力(両極性)を持つ増幅回路ユニットである。もともとはアナログ計算機用に工夫された増幅器であり、以下のような特徴を有する。

- ・非常に高い入力インピーダンス
- ・非常に低い出力インピーダンス
- ・フィードバックにより任意のゲインを設定しても安定
- ・閉ループゲインの精度を保証するため開ループゲインが大きい
- ・直流増幅可能
- ・直流安定度が高い
- ・正負両極性で動作

半導体増幅回路の発展により以上の目標はほとんど満たされ、またこれらは増幅器一般の目標でもあることから、現在では高周波増幅以外のほとんどの増幅器は演算増幅器の回路構成となっている。

6-1 差動増幅回路

演算増幅器(オペアンプ)の入力段には正負両極性の直流電圧を安定に増幅するため、図6-1に示す差動増幅回路が用いられる。

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= i_{c1} + I/2 \\ I_2 &= i_{c2} + I/2 \end{aligned} \right\} \quad (6.1.1)$$

として、小信号についての直流等価回路は図6-2のように書ける。二つのトランジスタの特性が揃っているものとして、回路方程式は次のようになる。

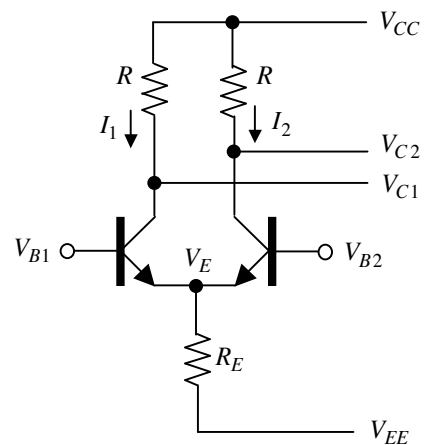


図6-1 差動増幅回路

$$\left. \begin{aligned} i_{c1} &= g_m(v_{b1} - v_e) + h_{oe}(v_{c1} - v_e) \\ i_{c2} &= g_m(v_{b2} - v_e) + h_{oe}(v_{c2} - v_e) \\ (g_m + 1/h_{ie})(v_{b1} - v_e) + h_{oe}(v_{c1} - v_e) \\ &\quad + (g_m + 1/h_{ie})(v_{b2} - v_e) + h_{oe}(v_{c2} - v_e) = (v_e + \Delta V_{EE})/R_E \\ v_{c1} &= -R_c i_{c1} + \Delta V_{CC} \\ v_{c2} &= -R_c i_{c2} + \Delta V_{CC} \end{aligned} \right\} \quad (6.1.2)$$

これを解いて次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} i_{c1} &= \frac{g_m}{2}(v_{b1} - v_{b2}) + \frac{1}{2R_E} \frac{v_{c1} + v_{c2}}{2} + \left(\frac{1}{2R_E} - h_{oe} \right) \Delta V_{EE} - h_{oe} \Delta V_{CC} \\ i_{c2} &= -\frac{g_m}{2}(v_{b1} - v_{b2}) + \frac{1}{2R_E} \frac{v_{c1} + v_{c2}}{2} + \left(\frac{1}{2R_E} - h_{oe} \right) \Delta V_{EE} - h_{oe} \Delta V_{CC} \end{aligned} \right\} \quad (6.1.3)$$

ここで $g_m R_E \gg 1$, $h_{oe} R_c \ll 1$ とした。
もしトランジスタが理想的であって $h_{oe} = 0$ ならば、 $R_E \rightarrow \infty$ ではコレクター電流は差信号 $(v_{b1} - v_{b2})$ (ノーマルモード) のみで決まることになる。差信号 $(v_{b1} - v_{b2})$ に対する同相信号 $(v_{b1} + v_{b2})/2$ (コモンモード) の感度の比

$$CMRR = g_m R_E \quad (6.1.4)$$

を、同相信号除去比 CMRR (common mode rejection ratio) といい、 R_E が大きいほど大きくなる。通常、オペアンプ IC 内に組み込まれる差動増幅回路では、できるだけ R_E を大きくするために図 6-3 に示すように R_E の代わりに、次節で述べるカレント・ミラー回路による定電流源が用いられる。実際には共通エミッター回路の定電流源は周波数とともに定電流性が悪化するので、全体としての CMRR、PSRR は ~kHz 以上の領域は周波数とともに悪化する。

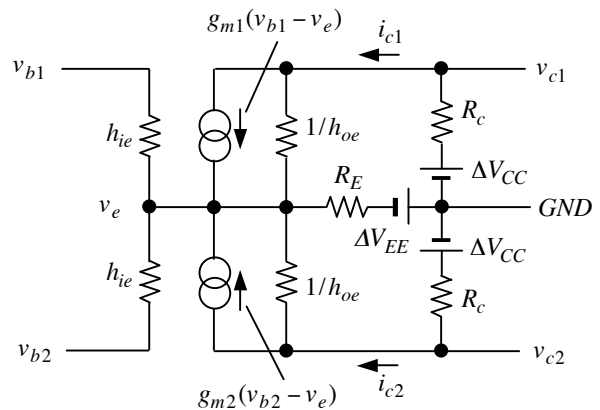


図 6-2 差動増幅回路の直流等価回路

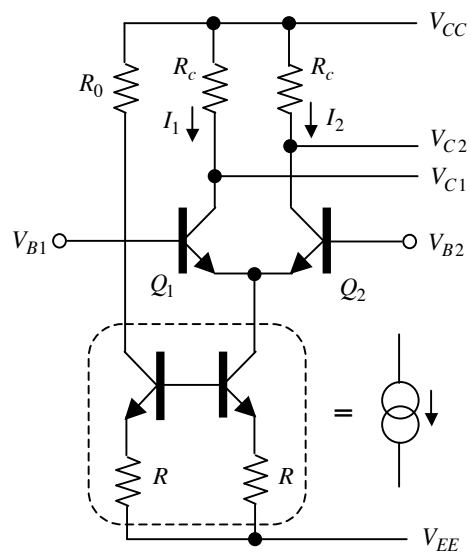


図 6-3 エミッターを定電流源で駆動する差動増幅回路

6-2 定電流源 (カレント・ミラー回路)

ここで図 6-3 に出て来た定電流源について述べておく。特性の揃った 2 個のトランジスタを図 6-4 のように接続し、 $h_{FE} \gg 1$ としてベース電流を無視すると、ダイオード接続された Q_1 に電流 I_1 を流すとベース電圧は

$$V_B = V_{BE1} + RI_1 \quad (6.2.1)$$

となる。Q₂のベースも同じ電圧なので

$$V_B = V_{BE2} + RI_2 \quad (6.2.2)$$

なる電流 I₂ が流れることになる。ここで V_{BE1} = V_{BE2} であれば、I₂ = I₁ となり、Q₂のコレクターにはQ₁と同じ電流が流れることになる。これをカレント・ミラー回路と呼び、IC内の定電流源としてよく用いられる。図6-3のエミッター回路の定電流源はこのようにして作られている。なお電源電圧の変動の影響を除去したい場合には、Q₁のエミッター抵抗を定電圧ダイオードに置き換えた回路が用いられる。

ダイオード接続トランジスタ Q₁ のインピーダンス Z_D(ω) = v_{be}/i は

$$i_1 = (g_m + \frac{1}{h_{ie}} + h_{oe} + j\omega C_{be})v_{be} \quad (6.2.3)$$

より

$$\begin{aligned} Z_D &= \frac{1}{g_m(1 + 1/h_{fe}) + h_{oe} + j\omega C_{be}} \\ &= \frac{1/g_m}{1 + j\omega/\omega_T} \quad (g_m \gg h_{oe}, \quad h_{fe} \gg 1) \end{aligned} \quad (6.2.4)$$

ここで ω_T = g_m/C_{be} は遷移周波数である。Q₂ についての回路方程式は

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= g_m v_{be} + h_{oe}(v_2 - v_e) + j\omega C_{ob}(v_2 - v_e - v_{be}) \\ -\frac{v_e + v_{be}}{R_0 \parallel (R + Z_D)} &= (1/h_{ie} + j\omega C_{be})v_{be} - \frac{v_e + v_{be}}{R_0 \parallel (R + Z_D)} \\ v_e/R &= (g_m + 1/h_{ie} + j\omega C_{be})v_{be} + h_{oe}(v_2 - v_e) \end{aligned} \right\} \quad (6.2.5)$$

で与えられる。これより

$$\begin{aligned} v_e &= \frac{g_m + 1/h_{ie} + j\omega C_{be}}{1/R + h_{oe}} v_{be} + \frac{h_{oe}}{1/R + h_{oe}} v \\ v_{be} &= \frac{1/R + h_{oe}}{g_m + 1/h_{ie} + j\omega C_{be}} v_e - \frac{h_{oe}}{g_m + 1/h_{ie} + j\omega C_{be}} v \end{aligned}$$

が得られ v_e、v_{be} が次のように求まる。

$$v_e = \frac{G_1}{G_2} v \quad (6.2.6)$$

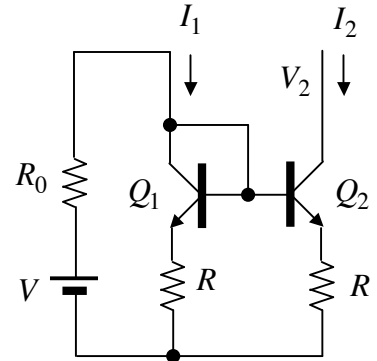


図 6-4 定電流源
(カレント・ミラー回路)

$$\left. \begin{aligned}
 G_1 &= h_{oe}/h_{ie} + h_{oe}/(R_0 \parallel (R + Z_D)) + j\omega\{C_{be}h_{oe} + C_{ob}(g_m + 1/h_{ie} + h_{oe} + j\omega C_{be})\} \\
 G_2 &= (1/R + h_{oe})/h_{ie} + (g_m + 1/h_{ie} + 1/R + h_{oe})/(R_0 \parallel (R + Z_D)) \\
 &\quad + j\omega\{C_{be}(1/(R_0 \parallel (R + Z_D)) + 1/R + h_{oe}) - C_{ob}(g_m + 1/h_{ie} - 1/R - h_{oe} + j\omega C_{be})\} \\
 v_{be} &= \frac{(1/R + h_{oe})G_1/G_2 - h_{oe}}{g_m + 1/h_{ie} + j\omega C_{be}} v
 \end{aligned} \right\} \quad (6.2.7)$$

これらを(6.2.5)の i_2 についての式に代入して

$$i_2 = \left\{ h_{oe} + j\omega C_{ob} - (h_{oe} + j\omega C_{ob}) \frac{G_1}{G_2} + (g_m - j\omega C_{ob}) \frac{(1/R + h_{oe})G_1/G_2 - h_{oe}}{g_m + 1/h_{ie} + j\omega C_{be}} \right\} v_2 \quad (6.2.8)$$

を得、従ってカレントミラー回路のインピーダンス $Z(\omega) = v_2/i_2$ は

$$Z(\omega) = \frac{(g_m + 1/h_{ie} + j\omega C_{be})G_2}{(h_{oe} + j\omega C_{ob})(g_m + 1/h_{ie} + j\omega C_{be})(G_2 - G_1) + (g_m - j\omega C_{ob})\{G_1/R + h_{oe}(G_1 - G_2)\}} \quad (6.2.9)$$

となる。トランジスタとして2SC1845を仮定し $V = 15V$ として、前節の差動回路の共通エミッター回路に用いるものとする、回路パラメーターは以下ようになる。

$$\left. \begin{aligned}
 I_C &= 0.66mA, \quad h_{fe} = 200, \quad g_m = 25.5mS, \quad h_{ie} = 7.8k\Omega \\
 1/h_{oe} &= 600k\Omega, \quad f_T = 81.2MHz, \quad C_{be} = 50pF, \quad C_{ob} = 2pF \\
 R &= 1k\Omega, \quad R_0 = 20.8k\Omega
 \end{aligned} \right\} \quad (6.2.10)$$

(6.2.10)のパラメーターのもとで(6.2.9)式を計算すると図 6-5 のようになる。さらに(6.2.9)式を

$$\left. \begin{aligned}
 h_{fe} \gg 1, \quad g_m \gg h_{oe} \\
 R_1 \gg R \gg 1/g_m
 \end{aligned} \right\} \quad (6.2.11)$$

のもとで近似することで次の近似式を得る。

$$\left. \begin{aligned}
 Z(\omega) &\cong \frac{(g_m/h_{oe})(h_{ie} \parallel R)}{1 + j\omega/\omega_c} \\
 (g_m/h_{oe})(h_{ie} \parallel R) &= 13.6M\Omega \\
 \omega_c &= 1/\{2C_{ob}(h_{ie} \parallel R)(g_m/h_{oe})\} \\
 &= 2\pi \times 2.9kHz
 \end{aligned} \right\} \quad (6.2.12)$$

差動増幅回路のエミッター電流をカレントミラー回路により供

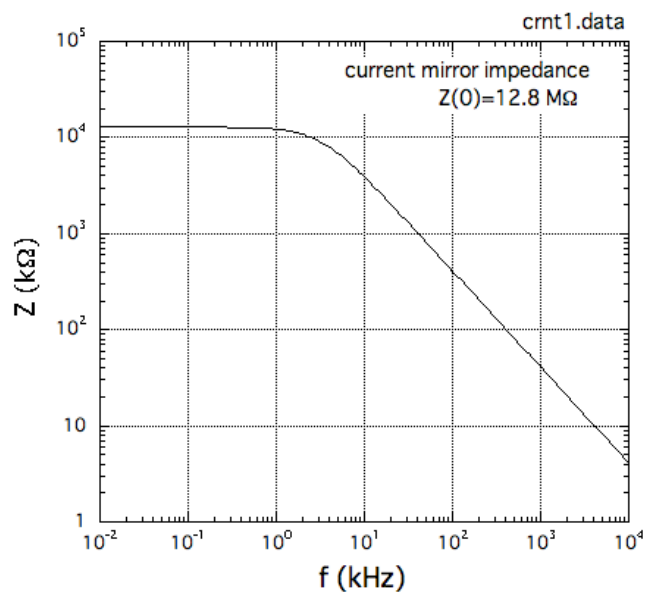


図 6-5 カレントミラー回路のインピーダンス

給する場合、 ω_c 以上の周波数でインピーダンスが減少するため CMRR が低下することになる。

6-3 演算増幅器回路

図 6-5 に演算増幅器の基本的な回路構成を示す。初段は差動増幅回路で構成され、差動増幅回路の出力をシングルエンドに変換するため、一方のコレクター出力だけを2段目のエミッター接地増幅回路で増幅した後、出力インピーダンスを下げるためにコンプルメンタリー・エミッターフォロアを通して出力される。

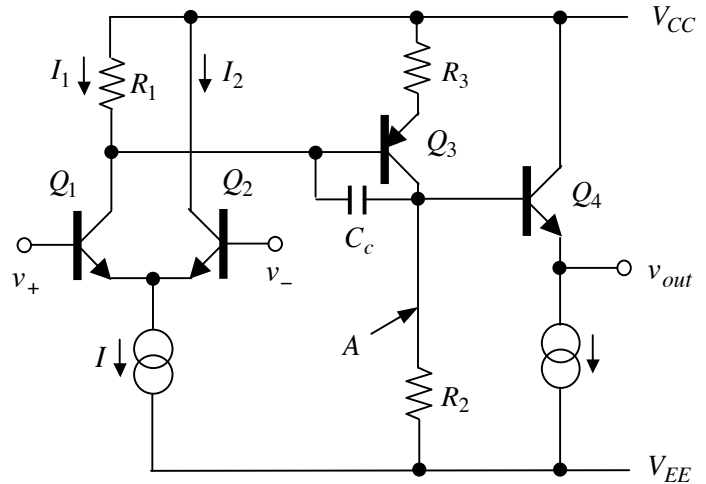


図 6-5 演算増幅器の基本的回路

バイアスの決定

電源電圧は $V_{CC} = 15V$ 、 $V_{EE} = -15V$ とする。5-5 節の 2 段直結増幅回路に倣って

$$\left. \begin{aligned} I_1 = I_2 = 0.33mA, \quad g_{m1} = g_{m2} = 12.8mS \\ I_3 \approx 1mA \\ h_{fe1} = h_{fe2} = h_{fe3} = 200 \end{aligned} \right\} \quad (6.3.1)$$

とすると、A 点（出力と同電位）を $0V$ とするために

$$R_2 I_3 + V_D = -V_{EE} \quad (6.3.2)$$

とする。ここで V_D はダイオードの順方向電圧 ($V_D = 0.6V$) である。(6.23)式の条件を満たす標準系列の抵抗として $R_2 = 15k\Omega$ とする。このとき

$$I_3 = 0.96mA, \quad g_{m3} = 37.5mS \quad (6.3.3)$$

となる。(6.1.12)式より Q_1 の直流増幅度は

$$A_1(0) = \frac{1}{2} g_{m1} (R_1 // (h_{ie3} + h_{fe3} R_3)) \quad (6.3.4)$$

また(5.4)節より Q_3 の直流増幅度は

$$A_2(0) = \frac{g_{m3} R_2}{1 + g_{m3} R_3} \quad (6.3.5)$$

であるから、直流増幅度 $A_1(0)A_2(0)$ の R_3 依存性は

$$\frac{d}{dR_3}\{A_1(0)A_2(0)\} < 0 \quad (6.3.6)$$

となる。これより増幅度を大きくするには R_3 は小さい方が望ましい。しかしながらバイアスの温度安定性からは R_3 は大きい方が望ましい。

(3.2.27)式より A 点の電圧の温度依存性は

$$\Delta V_A = \frac{\partial I_{C3}}{\partial T} R_2 = -\frac{h_{fe3} R_2}{R_1 + h_{ie3} + h_{fe3} R_3} \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right)_{I_B} \quad (6.3.7)$$

で与えられる。これを初段及び2段目の直流増幅度(6.3.4)、(6.3.5)式で割って、入力オフセット電圧に換算すると

$$\Delta V_{in} = \frac{\Delta V_A}{A_1(0)A_2(0)} = -\frac{2}{g_{m1} R_1} \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right)_{I_B} \quad (6.3.8)$$

となる。さらに $g_{m1} = qI_1/kT$ および

$$R_1 I_1 = V_{BE3} + R_3 I_3 \quad (6.3.9)$$

より

$$\Delta V_{in} = -\frac{2kT/q}{V_{BE3} + R_3 I_3} \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right)_{I_B} \quad (6.3.10)$$

となる。したがって $R_3 I_3 > V_{BE3}$ ($\sim 0.6V$) とすれば温度依存性を低減できるが、その場合には2段目の直流増幅度 $A_2(0) \cong R_2/R_3$ (< 24 (27dB)) が極めて小さくなってしまふ。増幅度をさげないためには R_3 は $R_3 \sim 1/g_{m3} = 27\Omega$ の程度にとどめておきたい。ここでは $R_3 = 100\Omega$ としよう。こうすると $V_{BE3} \gg R_3 I_3$ となるので

$$\Delta V_{in} \approx 0.17mV/^\circ C \quad (6.3.11)$$

となる。実際のオペアンプでは2段目の温度依存性が小さくなるように、2段目も差動増幅回路構成とし、定電流負荷やカレントミラー回路負荷とすることで、シングルエンド出力に変換しているものが多い。出力段 Q_4 の V_{BE} の温度依存性による入力換算オフセット電圧は

$$\Delta V_{in}(Q_4) = \frac{\Delta V_{BE}(Q_4)}{A_1(0)A_2(0)} \approx -1.3\mu V/^\circ C \quad (6.3.12)$$

程度となるので無視しても良い。また $R_1 = (V_{BE3} + R_3 I_3)/I_1 = 2.1k\Omega$ となるが、これは抵抗の標準系列にはないので $R_1 = 2.2k\Omega$ とする。この差を吸収するために初段のコレクター電流を少し減らして $I_1 = I_2 = 0.316mA$ と設定し直し、 $f_T(1mA) = 100MHz$ ($\propto \sqrt{I_C}$) と仮定すると以下のパラメータを得る。

$$\left. \begin{aligned}
I_1 = I_2 = 0.316mA, \quad I_3 = 0.96mA \\
g_{m1} = g_{m2} = 12.2mS, \quad g_{m3} = 37.5mS \\
h_{fe1} = h_{fe2} = h_{fe3} = h_{fe4} = 200 \\
h_{ie1} = h_{ie2} = 16.4k\Omega, \quad h_{ie3} = 5.33k\Omega \\
R_1 = 2.2k\Omega, \quad R_2 = 15k\Omega, \quad R_3 = 100\Omega \\
C_{be1} = C_{be2} = 34.5pF, \quad C_{be3} = 61pF \\
C_{ob1} = C_{ob2} = C_{ob3} = C_{ob4} = 2pF
\end{aligned} \right\} \quad (6.3.13)$$

ゲイン及び周波数特性

初段の $CMRR \gg 1$ としてコモンモードを無視すると、 $\omega < 1/(C_{ob1}R_1) (\approx 2\pi \times 36MHz)$ として $1 + j\omega C_{ob1}R_1 \approx 1$ と近似して Q_1 のコレクター信号電流 i_{c1} 、電圧 v_{c1} 及び Q_3 のコレクター信号電圧は、(6.1.2)式

$$\begin{cases}
i_{c1} = g_m(v_{b1} - v_e) + h_{oe}(v_{c1} - v_e) \\
i_{c2} = g_m(v_{b2} - v_e) + h_{oe}(v_{c2} - v_e)
\end{cases}$$

において、コモンモードを無視して $i_{c2} = -i_{c1}$ とすると

$$2i_{c1} = g_m(v_{b1} - v_{b2}) + 2h_{oe}v_{c1} \quad (6.3.14)$$

したがって Q_1 のコレクターインピーダンスを Z_{c1} として $v_{c1} = -Z_{c1}i_{c1}$ より

$$v_{c1} = -\frac{g_m Z_{c1}/2}{1 + h_{oe}Z_{c1}}(v_{b1} - v_{b2}) \quad (6.3.15)$$

すなわち差動モードに対する初段のゲインは

$$A_1 = -\frac{g_m Z_{c1}/2}{1 + h_{oe}Z_{c1}} \quad (6.3.16)$$

となる。あとは 5-5 節に述べた 2 段直結増幅回路に対する解析と同様にして開ループゲイン $A = A_1 A_2$ を求めることができる。5-5 節の議論より、開ループゲインは 2 個のポール ω_1 、 ω_3 を持ち

$$A(\omega) = \frac{A_0}{(1 + j\omega/\omega_1)(1 + j\omega/\omega_3)} \quad (6.3.17)$$

となることが示される。ここで

$$\begin{aligned}
A_0 &= \frac{(g_{m1}R_{c1}/2)g_{m3}R_2}{(1 + h_{oe}R_{c1})(1 + g_{m3}R_3)} \\
&= \frac{(g_{m1}R_{c1}/2)g_{m3}R_2}{1 + g_{m3}R_3} \quad (h_{oe}R_{c1} \ll 1)
\end{aligned} \quad (6.3.18)$$

は直流ゲイン、 R_{c1} は Q_1 のコレクター実効抵抗

$$\frac{1}{R_{c1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{h_{fe}R_3} \cong \frac{1}{R_1} \quad (6.3.19)$$

ω_1 、 ω_3 は

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \frac{R_3/R_2}{(C_{ob3} + C_c)R_1} \\ &= 2\pi \times 241\text{kHz} \quad \text{for } C_c = C_L = 0 \\ \omega_3 &= \frac{g_{m3}(C_{ob3} + C_c)}{C_{be3}(C_{ob3} + C_c + C_{ob4} + C_L/h_{fe4})} \\ &= 2\pi \times 48.9\text{MHz} \quad \text{for } C_c = C_L = 0 \end{aligned} \right\} \quad (6.3.20)$$

で与えられ、 C_L は出力の負荷容量である。

開ループゲイン $|A|$ を図示すると図 6-6 となる。閉ループゲインの安定性を 0dB まで保証するためにはスタガー比 ω_3/ω_1 を A_0 以上

$$\frac{\omega_3}{\omega_1} = \frac{g_{m3}R_1R_2}{R_3} \frac{(C_{ob3} + C_c)^2}{C_{be3}(C_{ob3} + C_c + C_{ob4} + C_L/h_{fe4})} > A_0 \quad (6.3.21)$$

とする必要がある。これより

$$(C_{ob3} + C_c)^2 > \frac{g_{m1}R_3/2}{1 + g_{m3}R_3} C_{be3}(C_{ob3} + C_c + C_{ob4} + C_L/h_{fe4}) \quad (6.3.21)$$

であるので $\omega_3/\omega_1 > A_0$ であるためには

$$C_{ob3} + C_c > \frac{1}{2} \left\{ \frac{g_{m1}R_3/2}{1 + g_{m3}R_3} C_{be3} + \sqrt{\frac{g_{m1}R_3/2}{1 + g_{m3}R_3} C_{be3} \left(\frac{g_{m1}R_3/2}{1 + g_{m3}R_3} C_{be3} + 4(C_{ob4} + C_L/h_{fe4}) \right)} \right\} \quad (6.3.22)$$

であればよいことになる。(6.3.13)のパラメーターを右辺に代入することで $C_L = 0\text{pF}$ の場合には

$$C_{ob3} + C_c > 18.6\text{pF}$$

となる。即ち $C_L = 0\text{pF}$ の場合は、閉ループゲイン 0dB まで安定性を保証するには

$$C_c > 16.6\text{pF}$$

とすればよい。負荷容量 C_L が大きくなるに従って、必要な補償容量 C_c の容量は大きくなる。

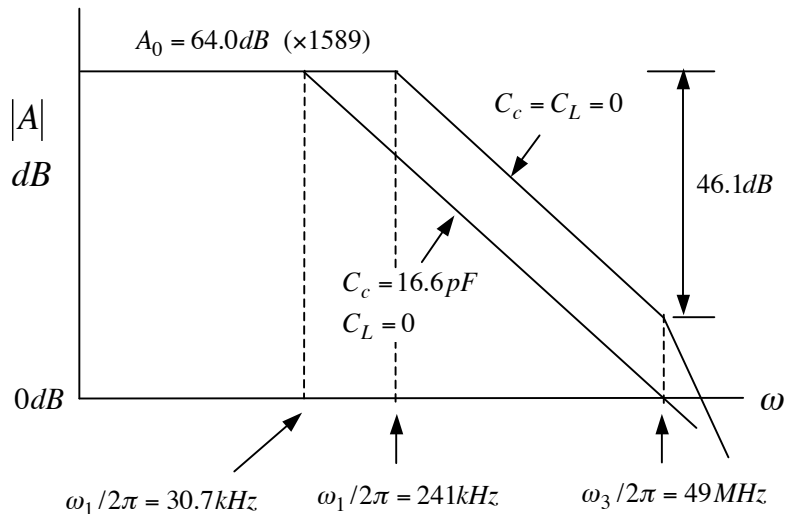


図 6-6 開ループゲインの周波数特性 ($C_L = 0\text{pF}$)

図 6-5 のような簡単な回路構成では開ループゲインは約 60B 程度、また PSRR は 2 段目のエミッター接地回路のためにあまり大きくなく、またシングルエンド出力とするために、差動増幅の一方のコレクター出力のみを次段で増幅しているので CMRR もあまり大きくなく、演算増幅器としては十分な性能とは云い難い。

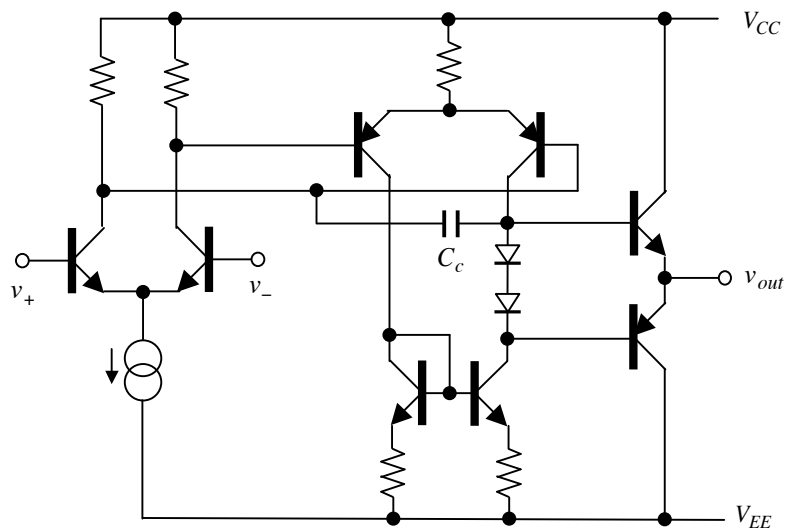
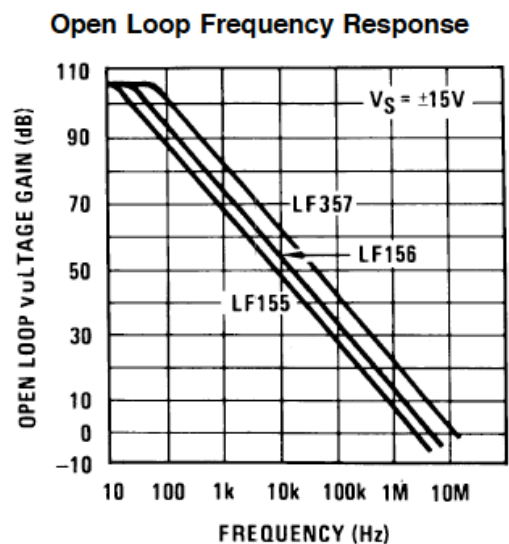
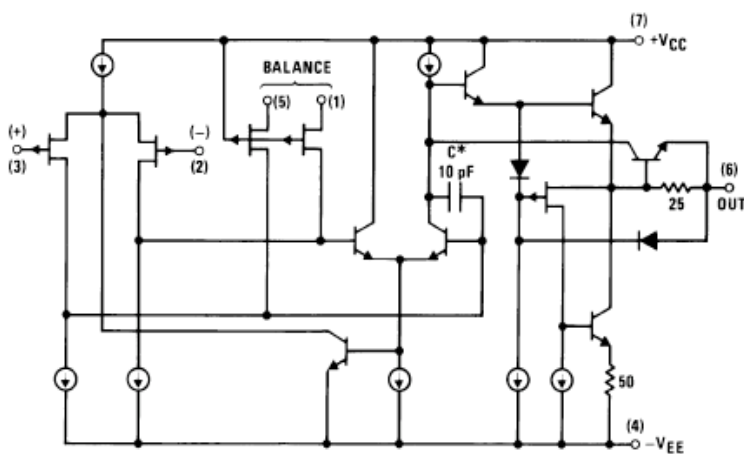


図 6-7 実際のオペアンプ IC の回路構成

そこで次節に示すように実際のオペアンプ IC では、図 6-7 のように 2 段目も差動増幅回路とし、さらにシングルエンド出力への変換は 2 段目の差動回路のコレクター負荷をカレントミラー回路によるプッシュプル型の定電流源とすることで、大きな開ループゲイン (100dB 以上) と PSRR (90dB 以上) を実現している。出力段は負荷への正負両方向の電流供給能力を対称とするために、コンプリメンタリー・エミッターフォロアと等価な構成となっているのが普通である。

6-4 実際のオペアンプの例

最後に実際のオペアンプの等価回路と開ループゲインの周波数特性の例を示す。



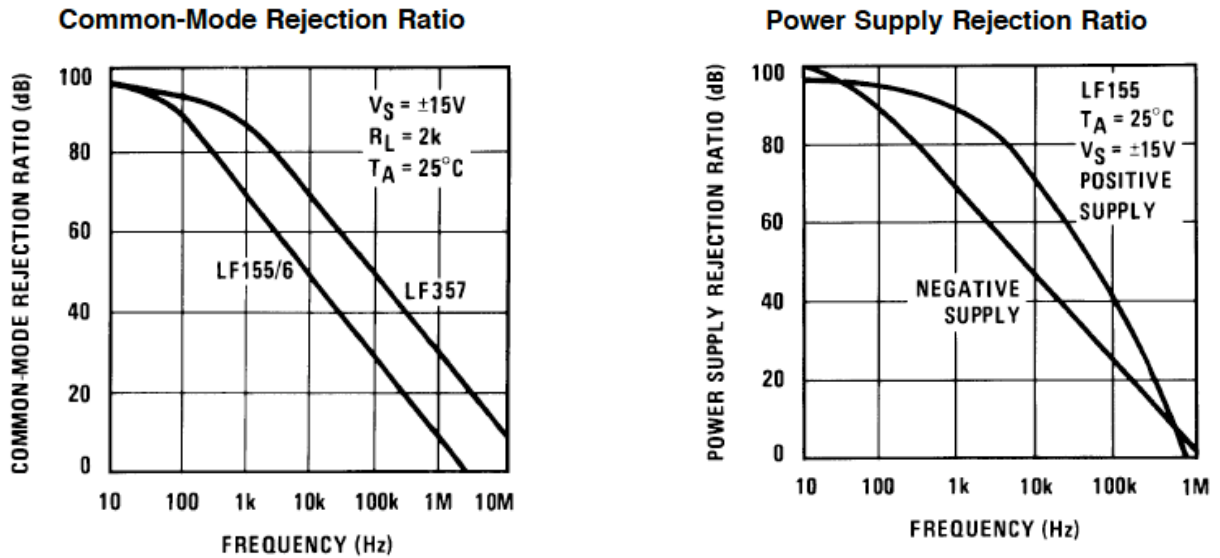


図 6-8 LF355/356/357 の等価回路、開ループゲイン、CMRR 及び PSRR

図 6-8 は LF155/156/157 (LF355/356/357) の等価回路と特性である。小さな入力電流を実現するため、初段はジャンクション FET による差動回路になっている。開ループゲインが 1 となるユニティゲインバンド幅は 3MHz 以上、後に述べるスルーレートは 10V/ μ sec、低周波領域では CMRR、PSRR とともに 90dB 以上ある。また、LF155/156 は閉ループゲイン 0dB まで安定性が保証されているので、特にローノイズを要求しない場合には使い易いオペアンプ IC である。一方 LF157 は開ループゲインが 14dB 以下となる領域では位相遅れのため、安定性が保証される閉ループゲインは 14dB 以上と指定されている。FET は一般にトランジスターに比べて g_m が小さいので、初段のゲインを稼ぐためにトランジスターのコレクター電流より大きいドレイン電流で動作させる。このため後に述べるように、次段の位相補償容量を含めた入力容量の充放電時間が短くなり、トランジスター入力型より FET 入力型オペアンプの方が大きなスルーレートとなる。

図 6-9 にトランジスター入力型オペアンプ IC の例として NE5534 の等価回路と特性を示す。トランジスター入力型の入力換算電圧性雑音は $v_n = 2 \sim 5nV/\sqrt{Hz}$ 程度のもが多く、FET 入力型の数分の 1 程度である。一方、入力バイアス電流（トランジスターのベース電流）が 0.1~1 μ A 程度流れるため、入力換算電流雑音が $i_n \sim pA/\sqrt{Hz}$ のオーダーであるため、入力回路のインピーダンスが大きい場合には電流性雑音に注意する必要がある。また、入力バイアス電流により反転入力及び非反転入力回路の実効的な抵抗値のアンバランスにより入力オフセットを生ずるので、入力回路の抵抗値に注意を払う必要がある。NE5534 では位相補償用の外部容量 C_c を 5 番ピンと 8 番ピンの

間に接続することができるようになっていて、ユーザーに位相補償の自由度を提供している。フィードバックの安定性は閉ループゲイン 10dB まで保証されており、 0dB まで安定性が必要な場合は C_c として 22pF 以上が必要である。 C_c による開ループゲインの特性変化は図に示すようになっている。また、 $C_c = 0\text{pF}$ の場合のスルーレートは $13\text{V}/\mu\text{sec}$ であるが、 $C_c = 22\text{pF}$ では $6\text{V}/\mu\text{sec}$ に低下する。閉ループゲインが 10dB 以上の場合には $C_c = 0\text{pF}$ とすることで帯域幅を約3倍にできるので、位相補償を理解していれば、 0dB まで安定性が保証されていて補償の自由度がないオペアンプより便利である。

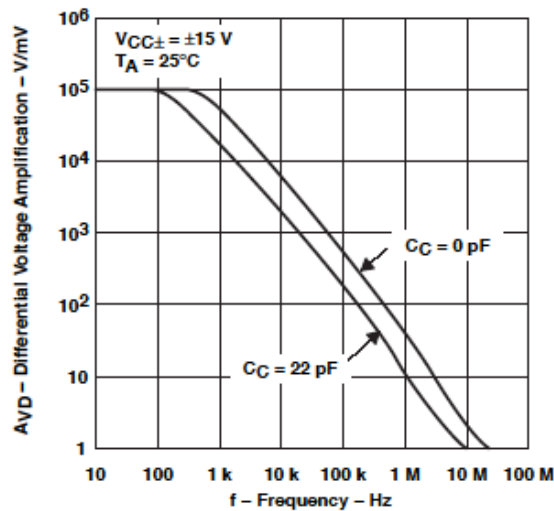
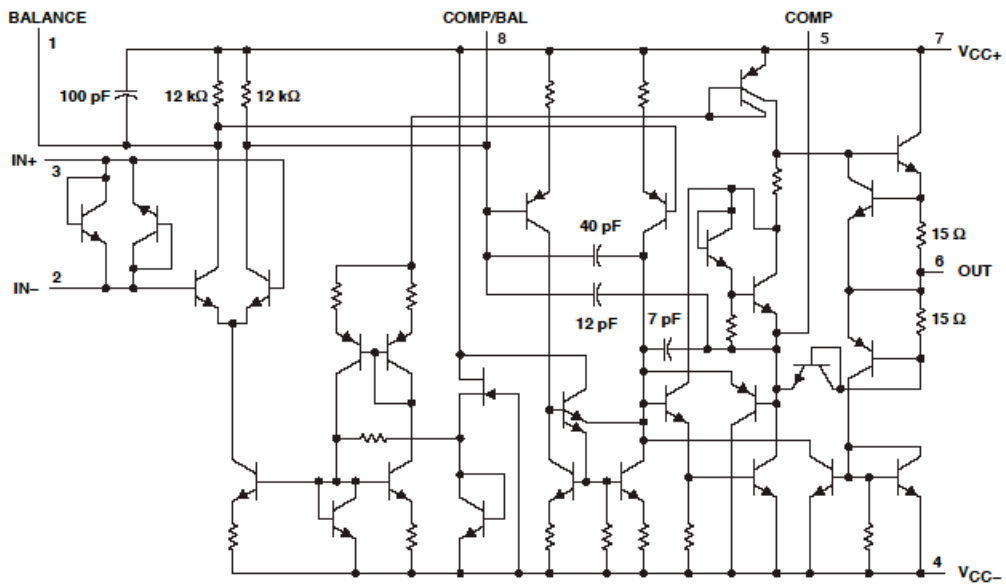


図 6-9 NE5534 の等価回路と開ループゲイン

入力オフセット

トランジスタ入力オペアンプで注意しなければならないのは入力バイアス電流による入力オフセットである。図 6-10 に示すように、トランジスタ入力型オペアンプでは、反転入力及び非反転入力にトランジスタのベースバイアス電流 I_b が流れる。これによって発生する出力オフセット電圧を ΔV とすると

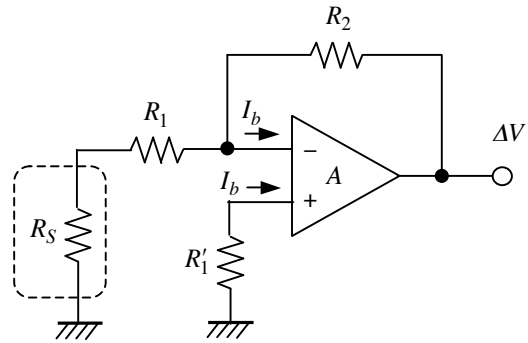


図 6-10 入力バイアス電流によるオフセットの発生

$$\frac{R_1'}{R_S + R_1} I_b = I_b - \frac{R_1' I_b + \Delta V}{R_2} \quad (6.4.1)$$

が成立し、これより

$$\Delta V = \left(1 - \frac{R_1'}{(R_S + R_1) // R_2}\right) R_2 I_b \quad (6.4.2)$$

となる。これはオペアンプ自身の入力に

$$\Delta V_{in} = \{(R_S + R_1) // R_2 - R_1'\} I_b \quad (6.4.3)$$

なる入力オフセットが存在していることと等価である。 $\Delta V = 0$ とするためには

$$R_1' = (R_S + R_1) // R_2 \quad (6.4.4)$$

とすることが必要であり、図 6-10 でオペアンプの非反転入力端子とグランド間に挿入されている抵抗 R_1' は、このような入力バイアス電流によって発生する入力オフセットをキャンセルするためのバランス抵抗である。トランジスタ入力型オペアンプではバイアス電流は $I_b = 0.1 \sim 1 \mu A$ 程度あるため

$$\Delta R = R_1' - (R_S + R_1) // R_2 \quad (6.4.5)$$

が $1k\Omega$ あると、 $\Delta V_{in} = 0.1 \sim 1 mV$ の入力オフセットを発生するので注意が必要である。一方、ジャンクション FET 入力型オペアンプでは $I_b = 1 \sim 10 pA$ であるので、 $\Delta R \sim 1M\Omega$ でもオフセットは $\Delta V_{in} = 1 \sim 10 \mu V$ 程度に収まるので、FET 入力型オペアンプでは通常バランス抵抗 R_1' は不要である。低雑音増幅器では R_1' によって発生する雑音が無視できないので、不用意に R_1' を挿入することは避けるべきである。

6-5 電流帰還オペアンプ (current feedback operational amplifier)

以上述べたオペアンプを含む増幅回路は入力電圧に出力電圧をフィードバックすると云う意味で、電圧帰還増幅器と云う。電圧帰還型増幅器では、利得帯域幅積は一定であるため、閉ループゲインを大きくするとゲインに反比例して帯域幅は狭まってしまう。そのため、ハイゲインでかつ広帯域の増幅器を実現することは難しく、特別な回路設計技術を必要とする。そこで、そのような困難を解消すべく、コムリニア社（現在は存在しない）により電流帰還型増幅器が考案され、発売された。原理は5章のミッター帰還型2段直結増幅器で述べたエミッター帰還の特徴を積極的に利用したものである。

原理図を図6-11に示す。非反転入力 v_1 はゲイン1のバッファアンプ（注）を通して反転入力 v_2 に出力され、反転入力端子から流れ出す電流 i_2 に比例する電圧出力 $v_0 = Z_t i_2$ を出力するものである。 Z_t をトランスインピーダンス（変換インピーダンス）と云う。また、 R_0 は入力バッファの出力抵抗である。

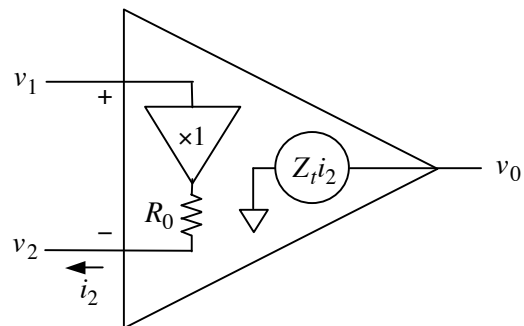


図6-11 電流帰還オペアンプ原理図

非反転アンプ

電流帰還オペアンプに対して図6-10のようなフィードバックループを構成すると

$$\left. \begin{aligned} v_0 &= Z_t i_2 \\ v_2 &= v_1 - R_0 i_2 \\ i_2 &= \frac{v_2}{R_G} + \frac{v_2 - v_0}{R_F} \end{aligned} \right\} \quad (6.5.1)$$

が成立する。これより出力は

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) \frac{A}{1+A} v_1 \quad (6.5.2)$$

となる。ここで

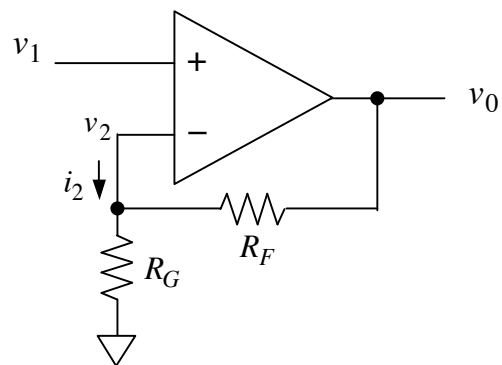


図6-12 非反転増幅回路

$$A = \frac{Z_t / R_F}{1 + R_0 (1/R_G + 1/R_F)} \quad (6.5.3)$$

であり、 A が通常の電圧帰還アンプにおける開ループゲインとなる。ここで R_0 は十分小さく

$$R_0(1/R_G + 1/R_F) \ll 1 \quad (6.5.4)$$

であるものとする、

$$A = \frac{Z_t}{R_F} \quad (6.5.5)$$

となる。(6.5.2)式で分かるように、周波数特性は $A/(1+A)$ で決まるので、(6.5.4)式の条件をみたしていれば、 R_F を変えずに R_G を変えることで閉ループゲインを変えても、閉ループの周波数特性は変わらないと云う著しい特徴を有している。 $A/(1+A)$ は電圧帰還アンプにおけるボルテージフォロアと同じ伝達関数であるので、極めて広帯域なアンプを容易に実現

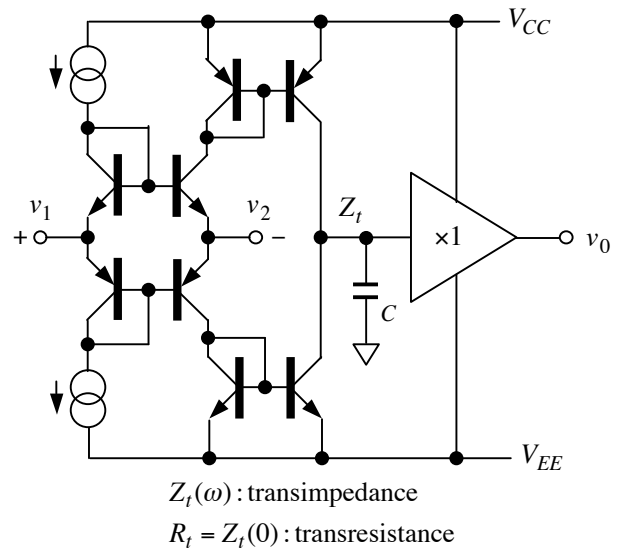


図 6-13 電流帰還オペアンプの回路構成

することができ、最近の 100~200MHz

帯の広帯域オペアンプ（例えばアナログデバイセズ社 AD811 等）はほとんどが電流帰還型オペアンプとなっている。実際の回路構成を図 6-13 に示す。

入力バッファアンプをコンプリメンタリー・エミッターフォロアで構成するものとする。電流帰還オペアンプ内部の初段の負荷インピーダンス即ち、エミッターフォロアのエミッターインピーダンス（反転入力に接続されるインピーダンス）を Z_e とすると、出力は

$$\begin{aligned} v_2 &= \frac{2(1 + h_{fe} + j\omega C_{be} h_{ie}) Z_e}{h_{ie} + 2(1 + h_{fe} + j\omega C_{be} h_{ie}) Z_e} v_1 \\ &= v_1 - \frac{h_{ie}}{2(1 + h_{fe} + j\omega C_{be} h_{ie}) Z_e} v_2 \end{aligned} \quad (6.5.6)$$

ここで

$$i_2 = v_2 / Z_e \quad (6.5.7)$$

より

$$v_2 = v_1 - Z_0 i_2 \quad (6.5.8)$$

と書ける。ここで

$$Z_0 = \frac{h_{ie}/2}{1 + h_{fe} + j\omega C_{be} h_{ie}} \quad (6.5.9)$$

である。なお $(1+h_{fe})/C_{be}h_{ie}$ は数10MHz～数100MHzのオーダーであるので、数MHz以下の周波数領域では Z_0 は純抵抗 R_0 と考えてよい。

$$R_0 = \frac{h_{ie}/2}{1+h_{fe}} \cong \frac{1}{2g_m} \quad (\omega \ll (1+h_{fe})/C_{be}h_{ie}, h_{fe} \gg 1) \quad (6.5.10)$$

ここで $g_m = qI_C/kT$ はトランジスタの伝達コンダクタンスであり、 I_C はコレクターバイアス電流である。

使用上の注意としては、(6.5.5)式から分かるようにフィードバック抵抗 R_F を大きくすると、開ループゲイン A が減少するため閉ループ帯域は狭くなってしまいうので、データシートで指定されている範囲内の抵抗を用いることが勧められる。通常の電圧帰還型オペアンプと同じ感覚で使うと失敗することがあるので要注意である。

反転アンプ

反転増幅器としての結線は図6-14のようになり、回路方程式は

$$\left. \begin{aligned} I_2 + \frac{V_{out} - V_2}{Z_F} &= \frac{V_2 - V_{in}}{Z_G} \\ V_2 &= V_1 - R_0 I_2 \\ V_{out} &= Z_t I_2 \\ V_1 &= 0 \end{aligned} \right\} (6.5.11)$$

と書ける。これより

$$\left. \begin{aligned} V_{out} &= -\frac{Z_F}{Z_G} \frac{K}{1+K} V_{in} \\ K &= \frac{Z_t}{Z_F(1+R_0/Z_G) + R_0} \end{aligned} \right\} (6.5.12)$$

即ちオープンループゲインは非反転増幅の場合と同じである。

注：入力部アンプのゲインが α の場合、(6.5.1)式の v_2 は

$$v_2 = \alpha v_1 - R_0 v_0 / Z_t$$

で与えられ、出力は

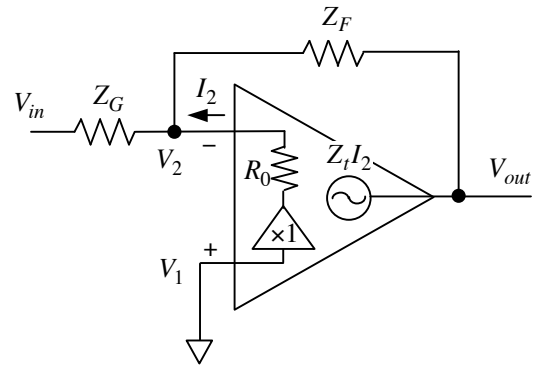


図6-14 反転増幅器

$$\begin{aligned}
v_0 &= \alpha \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) \frac{\frac{Z_t/R_F}{1 + R_0(1/R_G + 1/R_F)}}{1 + \frac{Z_t/R_F}{1 + R_0(1/R_G + 1/R_F)}} v_1 \\
&\rightarrow \alpha \frac{Z_t/(R_F + R_0)}{1 + Z_t/(R_F + R_0)} v_1 \quad (\text{for } R_G \rightarrow \infty)
\end{aligned}$$

となる。