

のもとでは次のように近似される。

$$v_{e3} = \frac{g_{m3}(R_{e3} // Z_L // R_F)}{1 + g_{m3}(R_{e3} // Z_L // R_F)} \cdot \frac{g_{m2}Z_{c1}Z_{c2}}{(R_{e1} // R_F) + 1/g_{m1}} \cdot \frac{1}{(1 + j\omega C_{ob2}Z_{c2})(1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1})}$$

$$\times \left[ \left\{ 1 + \beta \frac{(1 + j\omega C_{ob2}Z_{c2})(1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1})}{g_{m2}g_{m3}Z_{c1}Z_{c2}} \right\} v_{b1} - \beta \left\{ 1 - \frac{(1 + j\omega C_{ob2}Z_{c2})(1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1})}{g_{m1}g_{m2}g_{m3}Z_{c1}Z_{c2}R_F} \right\} v_{e3} \right]$$
(5.6.5)

ここで

$$\beta = \frac{R_{e1}}{R_{e1} + R_F}$$
(5.6.6)

は帰還率、 $Z_{c1}$ 、 $Z_{c2}$ はそれぞれ1段目及び2段目の実効的コレクター負荷インピーダンスであり、 $A_2(\omega)$ 、 $A_3(\omega)$ をそれぞれ2段目及びエミッターフォロア段のゲインとして次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{Z_{c1}} &= \frac{1}{R_3} + \frac{1}{h_{ie2}} + j\omega\{C_{be2} + C_{ob2}A_2(\omega)\} \\ \frac{1}{Z_{c2}} &= \frac{1}{R_5} + \frac{1 - A_3(\omega)}{h_{ie3}} + j\omega[C_{be3}\{1 - A_3(\omega)\} + C_{ob3}] \end{aligned} \right\}$$
(5.6.7)

$TR_3$ として前節の2段直結増幅器と同じく2SC1845を想定すると

$$h_{fe3} = 200, \quad g_{m3} = 83.6mS, \quad C_{be3} = 133pF$$

より

$$g_{m2}g_{m3}|Z_{c1}Z_{c2}| \gg 1$$
(5.6.8)

が成立し、(5.6.5)式は

$$v_{e3} = A(\omega)(v_{b1} - \beta v_{e3})$$
(5.6.9)

と近似することができて、3段目のエミッター出力は

$$v_{e3} = \frac{A(\omega)}{1 + \beta A(\omega)} v_{b1}$$
(5.6.10)

負荷端出力 $v_o$ は

$$v_o = \frac{Z_L}{R_7 + Z_L} v_{e3}$$
(5.6.11)

で与えられる。ここで $A(\omega)$ は開ループゲイン、 $A_1(\omega)$ 、 $A_2(\omega)$ 、 $A_3(\omega)$ はそれぞれ1段目、2段目及びエミッターフォロア段のゲインである。

$$\left. \begin{aligned}
 A(\omega) &= A_1(\omega)A_2(\omega)A_3(\omega) \\
 A_1(\omega) &= \frac{g_{m1}Z_{c1}}{\{1 + g_{m1}(R_F // R_{e1})\}(1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1})} \\
 A_2(\omega) &= \frac{g_{m2}Z_{c2}}{1 + j\omega C_{ob2}Z_{c2}}, \quad A_3(\omega) = \frac{g_{m3}(R_{e3} // Z_L // R_F)}{1 + g_{m3}(R_{e3} // Z_L // R_F)}
 \end{aligned} \right\} \quad (5.6.12)$$

これより(5.6.7)式の  $Z_{c1}$ 、 $Z_{c2}$  は

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{1}{Z_{c1}} &= \frac{1}{R_3} + \frac{1}{h_{ie2}} + j\omega(C_{be2} + \frac{g_{m2}Z_{c2}C_{ob2}}{1 + j\omega C_{ob2}Z_{c2}}) \\
 \frac{1}{Z_{c2}} &= \frac{1}{R_5} + \frac{1}{h_{ie3}\{1 + g_{m3}(R_{e3} // Z_L // R_F)\}} \\
 &\quad + j\omega\{\frac{C_{be3}}{1 + g_{m3}(R_{e3} // Z_L // R_F)} + C_{ob3}\}
 \end{aligned} \right\} \quad (5.6.13)$$

となる。なお

$$|(R_{e3} // R_F // Z_L)| \gg 1/g_{m3} (\approx 12\Omega) \quad (5.6.14)$$

では

$$A_3(\omega) = 1 \quad (5.6.15)$$

と近似できる。従って  $Z_L$  が  $100\Omega$  程度以上であれば、負荷インピーダンス  $Z_L$  及び帰還抵抗  $R_F$  によらず  $A_3(\omega) = 1$  と近似できる。

(5.6.12)式で与えられる開ループゲイン及び位相を図示すると図 5-25 のようになる。トランジスタが3段のため、2段増幅(図 5-20)に比べて高域端での位相回転が大きく、閉ループゲインを 30dB 以下に下げることができない。(5.5.27)式より3段増幅回路のゲインの変曲点は

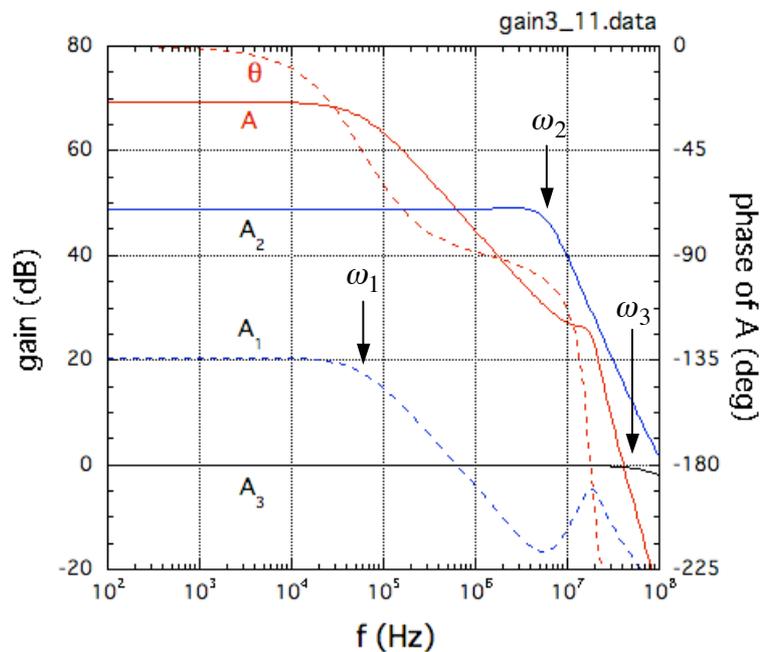


図 5-25 エミッターフォロアを追加した2段直結増幅回路の開ループゲイン

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{\{C_{ob1} + (1 + g_{m2}R_5)C_{ob2}\}h_{ie2}} = 2\pi \times 58.5\text{kHz} \\ \omega_2 &= \frac{1}{(C_{ob2} + C_{ob3})R_5} = 2\pi \times 5.85\text{MHz} \\ \omega_3 &= \frac{g_{m2}C_{ob2}}{C_{be2}(C_{ob2} + C_{ob3})} = 2\pi \times 51.7\text{MHz} \end{aligned} \right\}$$

で与えられるが、 $\omega_3$ はトランジスタの遷移周波数 ( $f_T$ ) の約1/2であり、(5.6.4)式の近似のため  $f_T$  近傍の近似は良くない。

図 5-26 は閉ループゲインの例で、閉ループ 30dB では高域端にピークを生じ不安定になりかけていることが分かる。

このような閉ループゲインの安定領域の制限を緩和し、広い閉ループゲイン領域を実現する手法が 5-7 節で述べる位相補償である。オペアンプのような汎用増幅回路においては、汎用性を増すために位相補償は不可欠の技術である。またフィードバック増幅器を製作する場合、位相補償なしではほとんどの場合発振に悩まされる。

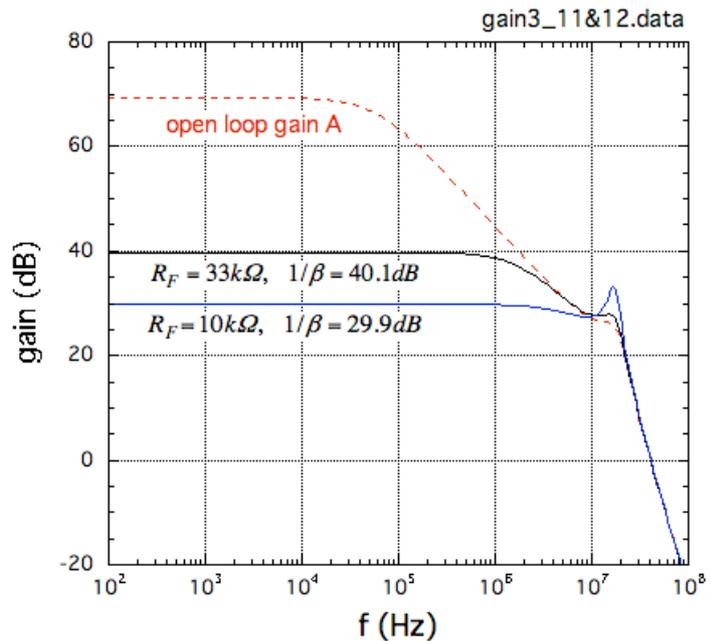


図 5-26 閉ループゲイン

## 電流帰還

帰還抵抗  $R_F$  により帰還率  $\beta$  を変えると、図 5-27 に示すように閉ループゲインを下げるに従って帯域幅は拡大し、閉ループゲインが 30dB 以下になると帯域端にピークを生ずるようになり、これ以下の閉ループゲインでは不安定（発振状態）になる。ここでエミッター帰還における興味深い性質を見てみよう。(5.6.12)式より  $g_{m1}(R_F // R_{e1}) \gg 1$  では

$$\beta A_1(\omega) = \frac{(R_{e1} // R_F)}{R_F} \frac{g_{m1} Z_{c1}}{\{1 + g_{m1}(R_F // R_{e1})\}(1 + j\omega C_{ob1} Z_{c1})}$$

$$= \frac{Z_{c1}/R_F}{1 + j\omega C_{ob1}Z_{c1}} \quad (\text{for } g_{m1}(R_F // R_{e1}) \gg 1) \quad (5.6.16)$$

であることから、 $\beta A(\omega)$ は初段のエミッター抵抗 $R_{e1}$ にほとんど依存しない。そこで(5.6.10)式を

$$v_{e3} = \frac{1}{\beta} \frac{\beta A(\omega)}{1 + \beta A(\omega)} v_{b1} \quad (5.6.17)$$

と書き換えると、エミッター帰還における著しい特徴を見ることができる。

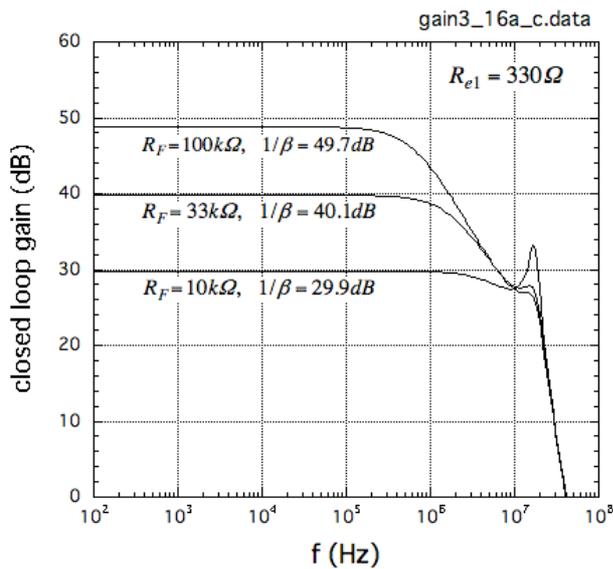


図 5-27  $R_F$ を変えたときの  
閉ループゲイン

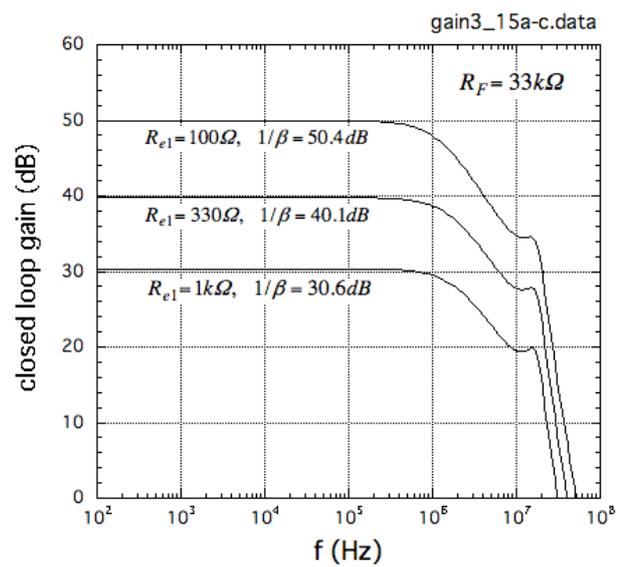


図 5-28  $R_{e1}$ を変えたときの  
閉ループゲイン

すなわち、 $R_{e1}$ を変えることで帰還率 $\beta = R_{e1}/(R_{e1} + R_F)$ を変えても $\beta A(\omega)/\{1 + \beta A(\omega)\}$ は変わらず、図 5-28 に見るように閉ループゲインの周波数特性は変化しない。これはフィードバックの一般論で述べた「帰還率を変えて閉ループゲインを変えると閉ループの周波数特性が変わる」という性質とは相反する性質である。これを電流帰還 (current feedback) と呼び、エミッター帰還の著しい特徴である。電流帰還に対して一般論で述べた通常の帰還を電圧帰還 (voltage feedback) と呼ぶ。電流帰還の技術を用いることで6章で述べるような広帯域増幅器が容易に実現できるようになった。

## 5-7 位相補償

図 5-25 で分かるように $\omega_1$ 以上の領域では開ループゲインは $1/\omega$ に比例して減少し

ている。このような減少のしかたを、1オクターブ毎に 6dB 減少するので-6dB/oct の減少率と書く。-6dB/oct で開ループゲインが減少している領域では開ループゲインの位相はほぼ  $-90^\circ$  である。したがって4章の閉ループの安定性の議論より、閉ループゲインが開ループゲインの-6dB/oct 領域にある場合は安定である。そこで閉ループゲインが 0dB 以上で安定であるようにするには、開ループゲインが 0dB まで-6dB/oct で減少するようにすれば良く、 $C_{ob2}$ に並列にコンデンサー $C_c$ を追加する、即ち図 5-29 に示すように2段目のトランジスタのベース・コレクター間に $C_c$ を接続して、実効的な帰還容量を増やして周波数 $\omega_1$ を下げることで実現することができる。

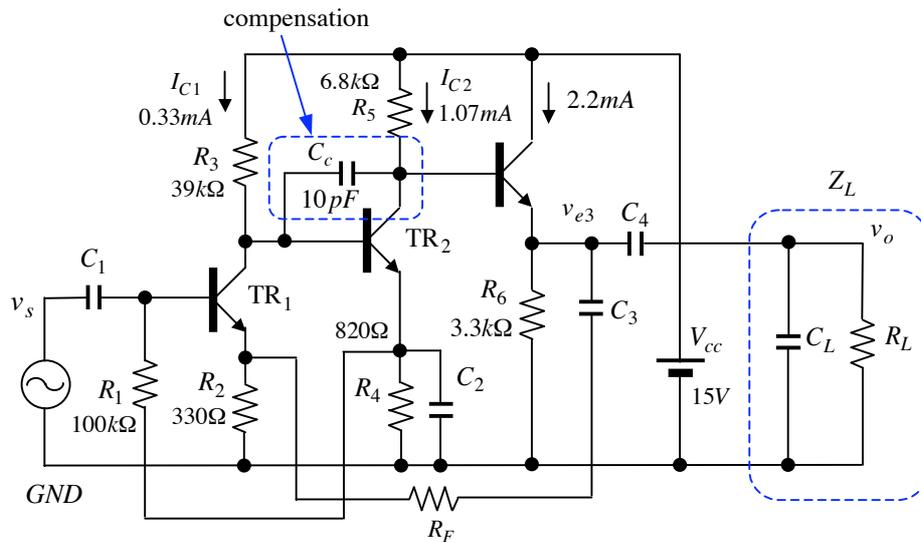


図 5-29 位相補償容量 $C_c$ の追加

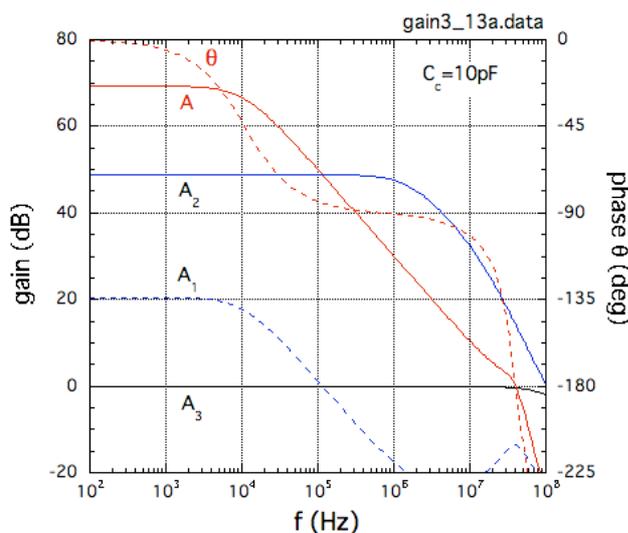


図 5-30  $C_c = 10pF$  のときの  
開ループゲイン

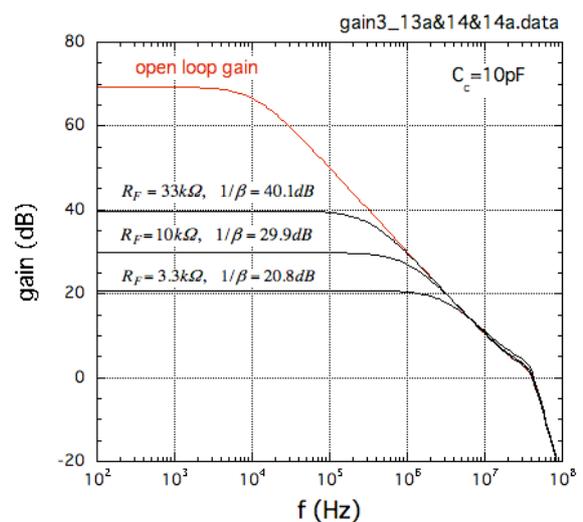


図 5-31  $C_c = 10pF$  のときの  
閉ループゲイン

この容量 $C_c$ を補償容量 (compensation capacitor) という。図 5-30 は図 5-25 の特性を持つ回路に $C_c = 10\text{pF}$ を接続したときの開ループゲインである。ほぼ 0dB まで-6dB/oct で減少しており、図 5-10 に示すように広い範囲の閉ループゲインで安定性が確保される。

図 5-32 に示すように、 $C_c$ を大きくするに従って $\omega_1$ が下がり、安定領域が広がる。しかしながら $C_c$ を大きくすることは帯域幅を狭めることでもあり、やりすぎると必要な帯域幅が確保できなくなるので、閉ループゲインに応じて必要最小限の容量にとどめるのが良い。汎用オペアンプでは 0dB まで補償されているものがほとんどであり、帯域幅の自由度がないので、不便な場合もある。

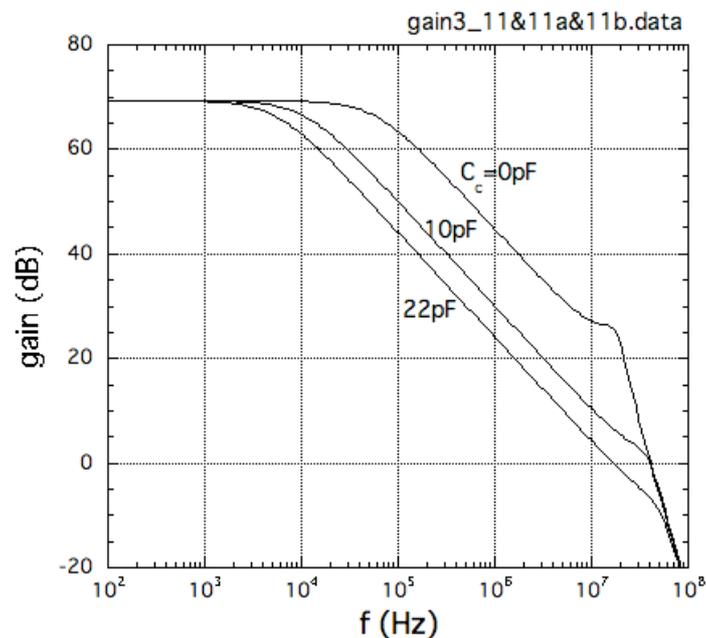


図 5-32 補償容量 $C_c$ による開ループゲインの変化