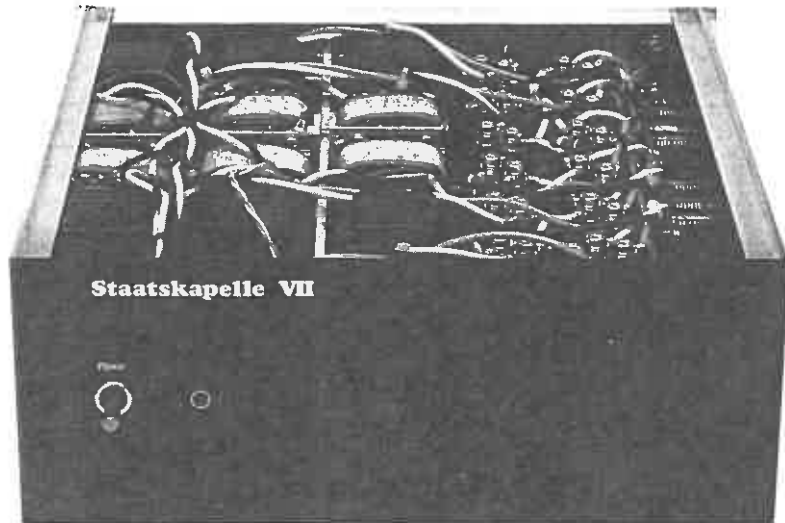


Staatskapelle VI & VII を例とした



トランス・インピーダンス・アンプの動作解析

別府 俊幸

低周波小信号解析

第1図のトランス・インピーダンス・アンプは、第2図に示すようにオープン・ループで(a)反転アンプ、(b)非反転アンプどちらでも動作します。まずは反転アンプから検討します。

第1図の回路は、正負対称となっていますので、第3図の様に上半分について考えます。初段 Q_1 のベース電位はダイオード接続された Q_2 の V_{BE2} に一

定に保たれます。この場合 Q_1 は、ベース接地とみなせます。さらに、 $V_{BE1} \approx V_{BE2}$ となっていますので、 Q_1 のエミッタ、即ち反転入力端子も GND 電位となります。

入力電流 I_{IN} は、 Q_1 と Q_3 のエミッタに半分ずつ流れます。

$$I_{e1} = \frac{1}{2} I_{IN} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$I_{c1} = \alpha_1 \cdot I_{e1} \quad \dots\dots\dots (2)$$

出力電圧 V_1 は、

$$V_1 = I_{c1} \cdot R_{L1} \quad \dots\dots\dots (3)$$

となり、ここで R_{L1} は、

$$R_{L1} = R_{C1} // Z_{i5} \quad \dots\dots\dots (4)$$

(Z_{i5} : Q_5 の入力インピーダンス)

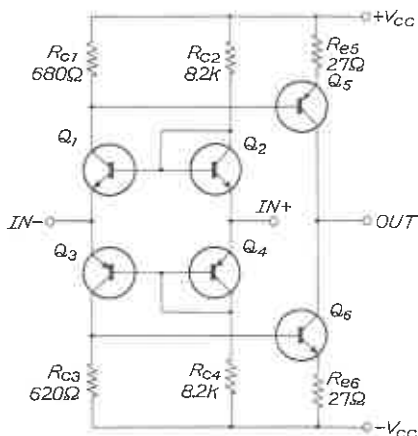
です。

2 段目 Q_5 はエミッタ抵抗 (R_{e5}) を持ったエミッタ接地です。その入力インピーダンス Z_i は、

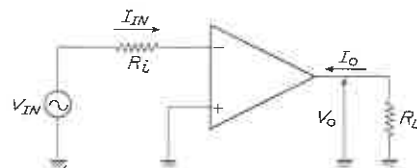
$$Z_i = r_{\pi} + R_E(\beta + 1) \quad \dots\dots\dots (5)$$

(r_{π} : ベース広がり抵抗)

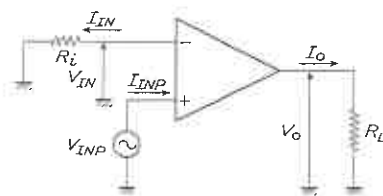
であり、 r_{π} は、



〈第1図〉 トランス・インピーダンス・アンプ



(a) inverter



(b) non-inverter

〈第2図〉 トランス・インピーダンス・アンプの接続。オープン・ループで(a)反転、(b)非反転アンプとして動作できる

$$r_{\pi} = \frac{V_{be}}{i_b} = \frac{V_{be}}{i_c} \cdot \frac{i_c}{i_b} = \frac{\beta}{g_m} \dots\dots\dots(6)$$

($g_m = \frac{i_c}{V_{be}}$: トランスコンダクタンス)

です。以上より Q_1 でのトランス・インピーダンス Z_{i1} は、

$$Z_{i1} = \frac{V_1}{I_{IN}} = \frac{1}{2} \alpha_1 \cdot [R_{c1} \parallel (r_{\pi5} + R_{E5}(\beta_5 + 1))] \dots\dots\dots(7)$$

です。トランス・コンダクタンス g_m は、

$$g_m = \frac{q \cdot I_c}{kT} \dots\dots\dots(8)$$

q : 電子の電荷 $1.60 \times 10^{-19} C$
 k : ボルツマン定数 $1.38 \times 10^{-23} J/K$
 T : 絶対温度 K
 I_c : コレクタ電流 A

$T = 290 K$ の時、
 $g_m \approx 40 I_c \dots\dots\dots(9)$

と考えます。
 $I_{c5} = 20 mA$, $\beta_1 = 200$ として $\alpha_1 = 0.995$, $\beta_5 = 200$, $R_{E5} = 27 \Omega$ としますと、(6)式より、

$$r_{\pi5} = \frac{200}{40 \times 20 \times 10^{-3}} = 250$$

(5)式より、
 $Z_{i5} = 250 + 27 \times (200 + 1) = 5677 \Omega$

(4)式より、
 $R_{L1} = \frac{680 \times 5677}{680 + 5677} \approx 607 \Omega$

以上を(7)式に代入して、
 $Z_{i1} = \frac{1}{2} \times 0.995 \times 607 \approx 302 \Omega$

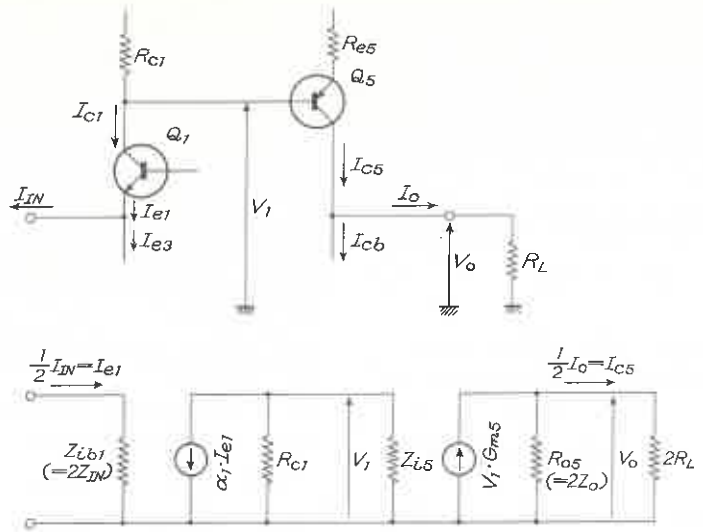
次に2段目 Q_5 について考えます。
 Q_5 はエミッタ抵抗付きのエミッタ接地ですから、トランス・コンダクタンス G_m は、

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m \cdot R_E} \dots\dots\dots(10)$$

に減少します。 Q_5 の出力電流は、
 $I_{c5} = G_m \cdot V_1 \dots\dots\dots(11)$

合成出力は I_{c5} と I_{c6} の和です。
 $I_{c5} + I_{c6} = 2 \cdot I_{c5} = 2 \cdot G_m \cdot V_1 \dots\dots\dots(12)$

(12)式の両辺を入力電流 I_{IN} で割りますと、トランス・インピーダンス・アンプの電流増幅率 A_1 が求まります。



〈第3図〉 反転アンプの動作モデルと等価回路

$$A_1 = 2 \cdot G_m \cdot \frac{V_1}{I_{IN}} \dots\dots\dots(13)$$

(7)式を代入して、
 $A_1 = G_m \cdot \alpha_1 \cdot (R_{c1} \parallel Z_{i5}) \dots\dots\dots(14)$

ここで、
 $G_m \approx \frac{40 \times 20 \times 10^{-3}}{1 + 40 \times 20 \times 10^{-3} \times 27} \approx 35.4 \times 10^{-3}$

電流ゲイン A_1 は、
 $A_1 = 35.4 \times 10^{-3} \times 0.995 \times 607 \approx 21.4 (26.6 dB)$

となります。出力電流 I_o は、 R_L が小さい時には $A_1 \cdot I_{IN}$ となりますが、 R_L が大きい時には、出力インピーダンス Z_o が影響を及ぼします。

$$I_o = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} \cdot A_1 \cdot I_{IN} \dots\dots\dots(15)$$

ここで、出力インピーダンス Z_o は、 Q_5 と Q_6 の出力インピーダンス R_{o5} と R_{o6} の並列値です。 Q_5 と Q_6 はエミッタ接地ですから、

$$R_o \approx r_o [1 + g_m \cdot (r_{\pi} \parallel R_e)] \dots\dots\dots(16)$$

r_o は CE 間の内部抵抗で、アーリー電圧を V_A としますと、

$$r_o = \frac{V_A}{I_c} \dots\dots\dots(17)$$

です。(16)、(17)式より

$$Z_o \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{A5}}{I_{c5}} \cdot [1 + g_{m5} \cdot (r_{\pi5} \parallel R_{E5})] \dots\dots\dots(18)$$

$V_{A5} = 50 V$, $\beta_5 = 200$, $I_{c5} = 20 mA$,

$R_{E5} = 27 \Omega$ としますと、
 $g_{m5} = 40 \times 20 \times 10^{-3} = 0.8$

$$r_{\pi5} = \frac{\beta_5}{g_{m5}} = \frac{200}{0.8} = 250$$

$$Z_o \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{50}{20 \times 10^{-3}} \cdot [1 + 0.8 \cdot (250 \parallel 27)] \approx 25.6 k\Omega$$

となります。

一方、入力インピーダンス Z_{i1} は、 Q_1 と Q_3 の入力インピーダンス Z_{i1b} , Z_{i1c} を合成した値となり、ベース接地での入力インピーダンスは、

$$Z_{i1b} = \frac{V_{BE}}{I_e} = \frac{V_{BE}}{I_c} \cdot \frac{I_c}{I_e} = \frac{\alpha}{g_m} \dots\dots\dots(19)$$

ですから、
 $Z_{i1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha}{g_{m1}} \dots\dots\dots(20)$

です。 $I_{c1} = 2 mA$, $\alpha_1 = 0.995$ であれば、
 $Z_{i1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0.995}{40 \times 2 \times 10^{-3}} \approx 6.22 \Omega$

です。トランス・インピーダンス・アンプの出力電圧 V_o は、
 $V_o = I_o \cdot R_L \dots\dots\dots(21)$

(21)式の両辺を I_{IN} で割り、トランス・インピーダンス Z_i を求めますと、

$$Z_i = \frac{V_o}{I_{IN}} = \frac{I_o}{I_{IN}} \cdot R_L \dots\dots\dots(22)$$

(15)式より、

$$Z_i = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} \cdot A_1 \cdot R_L = (R_L \parallel Z_o) \cdot A_1 \dots\dots\dots(23)$$

電圧ゲイン A_v は、 Z_i を入力インピーダンス Z_{IN} で割り、

$$A_v = \frac{V_o}{I_{IN} \cdot Z_{IN}} = \frac{(R_L // Z_o)}{Z_{IN}} A_i \dots (24)$$

となります。仮りに $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ でしたら

$$A_v = \frac{(1 \text{ k} // 25.6 \text{ k})}{6.22} \times 21.4 \approx 3311 (70.4 \text{ dB})$$

です。

ただし、(24)式から明らかなように、 A_v は R_L によって変化しますから、電圧ゲイン A_v よりも電流ゲイン A_i を持ったアンプとして取扱う方が便利です。

次に、非反転増幅器 (第2図(b)) の場合を検査します (第4図)。

Q_2 はダイオードと考え、順方向降下電圧は一定としますと、 Q_1 のベースには V_{INP} が印加されることになります。この時、 Q_1 はエミッタ・フォロワと見なせますから等価回路より、

$$\frac{V_{IN}}{V_{INP}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{\pi 1}}{2 \cdot (1 + \beta_1) \cdot R_1}} \dots (25)$$

(25)式は反転入力の入力インピーダンス Z_{IN} を用いて

$$\frac{V_{IN}}{V_{INP}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{IN}}{R_1}} \dots (26)$$

と表すこともできます。なぜなら(20)式より、

$$Z_{IN} = \frac{\alpha_1}{2 \cdot g_{m1}} = \frac{\beta_1}{g_{m1}} \cdot \frac{1}{2 \cdot (1 + \beta_1)} = \frac{r_{\pi 1}}{2 \cdot (1 + \beta_1)} \dots (27)$$

と記すこともできるからです。

さて、反転入力端子に流れる I_{IN} は

$$I_{IN} = \frac{V_{IN}}{R_1} \dots (28)$$

ですから、出力電圧 V_o は(15)、(21)式から

$$V_o = \frac{R_L \cdot Z_o}{R_L + Z_o} \cdot A_i \cdot I_{IN} \dots (29)$$

(26)、(28)、(29)式より、非反転アンプ時の電圧ゲイン A_{vp} は、

$$A_{vp} = \frac{V_o}{V_{INP}} = \frac{R_L // Z_o}{R_1 + Z_{IN}} \cdot A_i \dots (30)$$

となることがわかります。 $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ 、 $R_1 = 10 \Omega$ としますと、

$$A_{vp} = \frac{1 \text{ k} // 25.6 \text{ k}}{10 + 6.22} \cdot 21.4$$

$$\approx 1270 (62.1 \text{ dB})$$

です。

一方、 Q_1 のベース電流 I_{b1} は、

$$I_{b1} = \frac{V_{INP} - V_{IN}}{r_{\pi 1}} = \frac{V_{INP}}{r_{\pi 1} + 2 \cdot (1 + \beta_1) \cdot R_1} \dots (31)$$

であり、非反転入力端子に流れ込む電流 I_{INP} は、 Q_1 と Q_2 のベース電流の和となりますから、

$$\frac{V_{INP}}{I_{INP}} = \frac{V_{INP}}{2 \cdot I_{b1}} = \frac{r_{\pi 1} + 2 \cdot (1 + \beta_1) \cdot R_1}{2} \dots (32)$$

です。これに R_{C2} 、 R_{C4} が並列に加わりますから、非反転入力での入力インピーダンス Z_{INP} は、

$$Z_{INP} = \frac{1}{2} [(r_{\pi 1} + 2 \cdot (1 + \beta_1) \cdot R_1) // R_{C2}] \dots (33)$$

となります。 $R_1 = 10 \Omega$ としますと、 $R_{C2} = 8.2 \text{ k}\Omega$ ですから、

$$Z_{INP} = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{200}{0.08} + 2 \cdot (200 + 1) \cdot 10 \right) // 8200 \right] \approx 1.4 \text{ k}\Omega$$

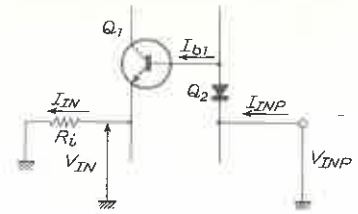
非反転入力が高入力インピーダンスとなることがわかります。

フィードバック

第5図に示すフィードバックを用いた反転アンプを考えます。

アンプ内部の入力インピーダンス Z_{IN} が、 Z_{NF} に比べ無視できる程小さいとしますと、

$$I_{NF} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_{NF}} \cdot I_o \dots (34)$$



〈第4図〉 非反転アンプの動作モデルと等価回路 (Q_1 、 Q_2 のみ)

$$I_i = \frac{Z_{NF}}{Z_L + Z_{NF}} \cdot I_o \dots (35)$$

となります。(15)式より、

$$I_o = \frac{Z_o}{Z_o + (Z_L // Z_{NF})} \cdot A_i \cdot I_{IN} \dots (36)$$

ですが、ここでアンプの入力電流 I_i は $I_{IN} = I_i - I_{NF}$ ……(37)

ですから、(34)、(36)、(37)式より、

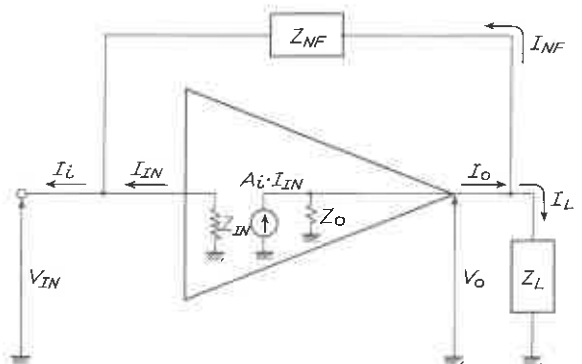
$$I_o = \frac{Z_o \cdot A_i}{Z_o + (Z_L // Z_{NF})} \left(I_i - \frac{Z_L}{Z_L + Z_{NF}} \cdot I_o \right) \dots (38)$$

これより、フィードバックを用いた時の電流ゲイン $A_i(NF)$ は、

$$A_i(NF) = \frac{I_o}{I_i} = \frac{Z_o}{(Z_L // Z_{NF}) + Z_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_L}{Z_{NF}} \cdot \frac{A_i}{Z_o}} \dots (39)$$

となります。帰還量 β を

〈第5図〉 フィードバック回路モデル (反転アンプ)



$$\beta = \frac{(Z_L // Z_{NF} // Z_O)}{Z_{NF}} \dots\dots\dots (40)$$

としますと(39)式は、

$$A_{i(NF)} = \frac{Z_O}{(Z_L // Z_{NF}) + Z_O} \cdot \frac{A_1}{1 + A_1 \cdot \beta} \dots\dots\dots (41)$$

となります。NF量は帰還抵抗 Z_{NF} だけでなく、負荷抵抗 Z_L にも影響されることがわかります。

なお、 $Z_O \gg (Z_L // Z_{NF})$ では、(41)式は

$$A_{i(NF)}' = \frac{A_1}{1 + A_1 \cdot \beta} \dots\dots\dots (42)$$

です。

入力インピーダンス $Z_{i(NF)}$ は、アンプに流入する電流が I_{IN}/I_i 倍になりま

$$Z_{i(NF)} = \frac{I_{IN}}{I_i} \cdot Z_{IN} \dots\dots\dots (43)$$

(34), (36), (37), (39)式を代入して β を用いて表しますと、

$$Z_{i(NF)} = \frac{1}{1 + A_1 \cdot \beta} Z_{IN} \dots\dots\dots (44)$$

となります。

出力電圧 $V_{o(NF)}$ は、

$$V_{o(NF)} = (Z_L // Z_{NF}) \cdot I_o \dots\dots\dots (45)$$

(45)式の両辺を I_i で割って、トランス・インピーダンスを求めますと、

$$Z_{i(NF)} = (Z_L // Z_{NF}) \cdot A_{i(NF)} \dots\dots\dots (46)$$

A_1 を用いて表すと、

$$Z_{i(NF)} = (Z_L // Z_{NF} // Z_O) \cdot \frac{A_1}{1 + A_1 \cdot \beta} \dots\dots\dots (47)$$

です。

出力インピーダンスは(47)式で $Z_L = \infty$ 時の出力電圧を1/2とする $Z_L = Z_{o(NF)}$ です。

$$Z_{o(NF)} = (Z_{NF} // Z_O) \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_{NF} // Z_O}{Z_{IN}} \cdot A_1} \dots\dots\dots (48)$$

電圧ゲイン $A_{v(NF)}$ は、(46)式の両辺を $Z_{i(NF)}$ で割ると、

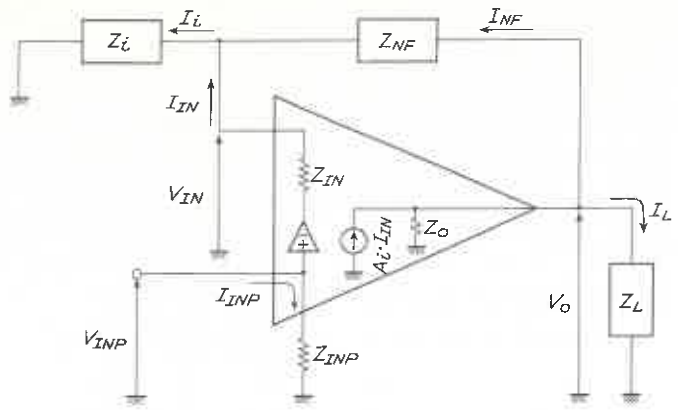
$$A_{v(NF)} = \frac{(Z_L // Z_{NF})}{Z_{i(NF)}} \cdot A_{i(NF)} \dots\dots\dots (49)$$

(47)式を(43)式で割ると、

$$A_{v(NF)} = \frac{(Z_L // Z_{NF} // Z_O)}{Z_{IN}} \cdot A_1 \dots\dots\dots (50)$$

となります。

次に、第6図の非反転アンプ接続を考えます。



〈第6図〉 フィードバック回路モデル(非反転アンプ)

$$A_{v'} = \frac{V_o}{V_{IN}} \dots\dots\dots (51)$$

と定義します。すると入力電流は、

$$I_{IN} = \frac{V_{IN}}{Z_i} - \frac{V_o - V_{IN}}{Z_{NF}} = \left(\frac{1}{Z_L // Z_{NF}} - \frac{A_{v'}}{Z_{NF}} \right) V_{IN} \dots\dots\dots (52)$$

出力電流は、

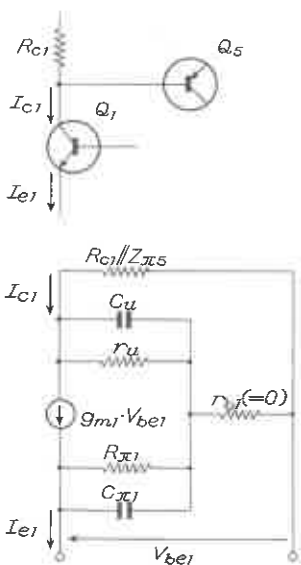
$$A_1 \cdot I_{IN} = \frac{V_o - V_{IN}}{Z_{NF}} + \frac{V_o}{(Z_L // Z_O)} = \left(\frac{A_{v'}}{Z_L // Z_{NF} // Z_O} - \frac{1}{Z_{NF}} \right) V_{IN} \dots\dots\dots (53)$$

(53)式に(52)式を代入して計算しますと、

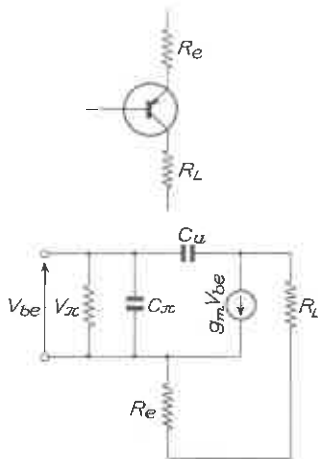
$$A_{v'} = \frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{Z_{NF}}{Z_i // Z_{NF}} \cdot \frac{A_1 + \frac{Z_i}{Z_i + Z_{NF}}}{A_1 + \frac{Z_{NF} + (Z_L // Z_O)}{(Z_L // Z_O)}} \dots\dots\dots (54)$$

かなり複雑な式ですが、実用上は $Z_{NF} \gg Z_i$ ですから、

$$A_{v'} \approx \frac{1}{Z_i} \cdot (Z_L // Z_{NF} // Z_O) \cdot \frac{A_1}{1 + A_1 \cdot \beta} \dots\dots\dots (55)$$



〈第7図〉 入力段(ベース接地)の高周波等価回路



〈第8図〉 出力段(エミッタ接地)の高周波等価回路

Z_L [Ω]	Z_L' [Ω]	C_M [F]	f_c [Hz]
10	20	6.1 p	5.97 M
100	199	28.9 p	3.92 M
1 k	1.92 k	248 p	917 k
10 k	14.4 k	1839 p	137 k

Z_L' はQ5(Q6)の実質的な負荷
 C_M はQ5(Q6)のミラー容量
 〈第1表〉 負荷抵抗 Z_L によるカットオフ周波数 f_c の変化

となります。

また、

$$I_{IN} = \frac{V_{INP} - V_{IN}}{Z_{IN}} \dots\dots\dots(56)$$

ですから、(52)式を代入して、

$$\frac{V_{IN}}{V_{INP}} = \frac{(Z_1 // Z_{NF} // Z_{IN})}{Z_{IN}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{(Z_1 // Z_{NF} // Z_{IN})}{Z_{NF}} \cdot A_v} \dots\dots\dots(57)$$

です。これまた複雑な式ですが、実用上は、 $Z_{NF} \gg (Z_1 // Z_{IN})$ でしょうから、

$$\frac{V_{IN}}{V_{INP}} \div \frac{Z_1}{Z_{IN} + Z_1} \dots\dots\dots(58)$$

と近似できます。(55)式、(58)式から、

$$A_{vP(NF)} = \frac{V_o}{V_{INP}} = \frac{V_o}{V_{IN}} \cdot \frac{Z_{IN} + Z_1}{Z_1} \cdot \frac{A_1}{1 + A_1 \cdot \beta} \dots\dots\dots(59)$$

と計算されます。

周波数特性

初段 Q_1 はベース接地ですから、第7図のモデルで考えます。電流増幅率 α_1 は内部のインピーダンス $z_u (= C_u // r_u)$ が、負荷インピーダンスに比べ大きいとしますと、

$$\alpha_1 \div \frac{1}{1 + s \cdot \frac{C_{\pi 1}}{g_{m1}}} \dots\dots\dots(60)$$

であり、トランジスタ自体のGB積がカットオフ周波数を決めることとなります。A1151/C2718では180MHzです。

初段のポールが180MHzにあるのに対し、2段のポールはミラー効果のためいく分低いところになります。

第8図のモデルで、ミラー容量 C_M は

$$C_M = (1 + A_v) \cdot C_u = (1 + G_m \cdot R_L) C_u \dots\dots\dots(61)$$

です。 Q_5 と Q_6 はプッシュプル増幅段を構成しますから、負荷 R_L を半分ずつドライブします。したがって入力容量 C_{i5} は、

$$C_{i5} = C_{M5} + C_{\pi 5}$$

* Trans impedance EQ amp (CR-NF)
* by T. Beppu

.width out = 80

Iin 0 1 AC 1m ; 入力電流
.ac dec 10 10Hz 100kHz

Vcc 10 0 DC 17
Vdd 11 0 DC -17

Re5 10 4 27
Re6 11 5 27
Rc2 10 8 8.2k
Rc4 11 9 8.2k
Rc1 10 12 680
Rc3 11 13 680

RinM 1 6 0.01 ; 入力抵抗
RinP 3 0 0.01

Rf1 51 6 1.890k
Rf2 2 51 33k
Cf1 2 51 0.1720u ; 負荷素子

R1 2 21 1k
C1 21 0 0.1420u ; I(Rout) = 出力電流
Rout 21 0 1k

Q1 12 8 6 C2718
Q2 8 8 3 C2718
Q3 13 9 6 A1151
Q4 9 9 3 A1151
Q5 2 12 4 A1142
Q6 2 13 5 C2682 ; トランジスタモデル

.model A1151 PNP(Is=14.1f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=30.41 Bf=198 Ne=1.107
+ Ise=160.3E-18 Ikf=0 Xtb=1.5 Br=11.09m Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=0
+ Cjc=12.11p Mjc=.35 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=20p Mje=.4111 Vje=.75
+ Tr=10n Tf=774.8p Itf=0 Vtf=0 Xtf=0)

.model C2718 NPN(Is=9.577f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=44.7 Bf=209.3 Ne=1.889 Ise=754f
+ Ikf=.5923 Xtb=1.5 Br=42.02m Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=0 Cjc=8.071p
+ Mjc=.3757 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=20p Mje=.4111 Vje=.75 Tr=21.59u
+ Tf=530.9p Itf=0 Vtf=0 Xtf=0)

.model A1142 PNP(Is=71.71f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=191.8 Ne=1.5 Ise=0 Ikf=0
+ Xtb=1.5 Br=23.93m Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=0 Cjc=10.93p Vjc=.75 Mjc=.3333 Fc=.5
+ Cje=46.26p Vje=.75 Mje=.3333 Tr=10n Tf=782.2p Itf=0 Vtf=0 Xtf=0)

.model C2682 NPN(Is=15.27f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=191.8 Ne=1.023
+ Ise=7.301E-18 Ikf=0 Xtb=1.5 Br=.1136 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=0 Cjc=7.772p
+ Vjc=.75 Mjc=.3333 Fc=.5 Cje=46.26p Vje=.75 Mje=.3333 Tr=10n Tf=692.8p Itf=0
+ Vtf=0 Xtf=0)

.PROBE
.END

〈第9図〉 PSpice ネットリスト。(NF-CR イコライザ用の定数)

$$= \left(1 + \frac{G_{m5}}{g_{m5} \cdot R_{E5}} \cdot 2R_L \right) \cdot C_{u5} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot (R_{c1} // R_{\pi 5}) \cdot C_{i5}} \cdot I_{c1} \quad (65)$$

入力インピーダンス z_{π} は、

$$z_{\pi} = \frac{R_{\pi}}{1 + s \cdot R_{\pi} \cdot C_i} \quad (63)$$

$$R_{\pi} = r_{\pi} + R_E(\beta + 1) = \frac{\beta}{g_m} + R_E(\beta + 1) \quad (64)$$

ですから、 Q_1 の出力電圧 V_1 は、

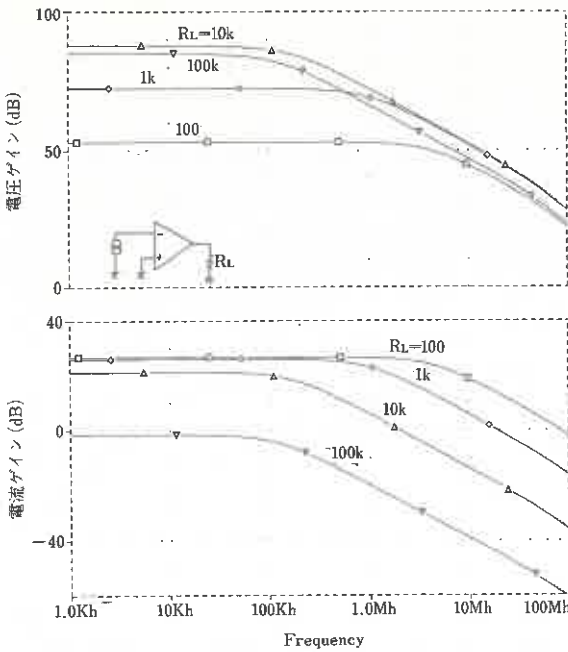
$$V_1 = (R_{c1} // R_{\pi 5})$$

(65)式より、2段目の時定数は、

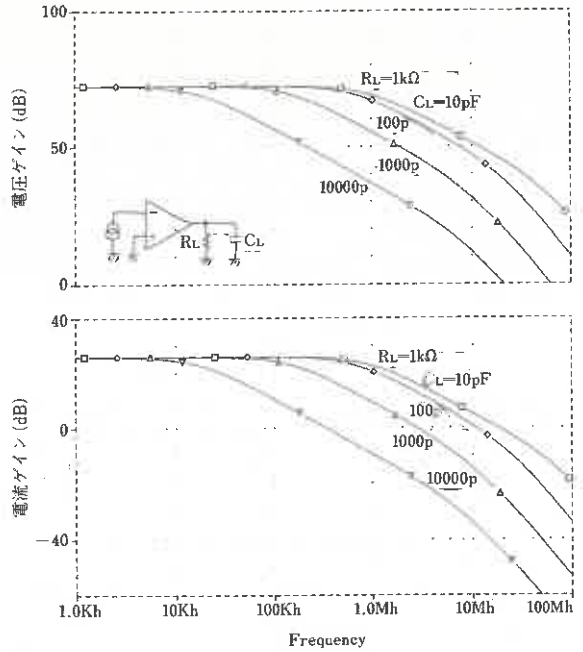
$$T_5 = (R_{c1} // R_{\pi 5}) \cdot C_{i5} \quad (66)$$

となります。 $C_{\pi 5} = 38\text{pF}$ 、 $C_{u5} = 3.6\text{pF}$ として計算した C_{i5} の f_{c5} は第1表に示すように負荷抵抗 Z_L に応じて変化します。

なお、非反転アンプの場合には、初段のポールが二重になりますが、 T_5 は同じです。約100MHz以下でのオー



〈第10図〉 オープン・ループ反転増幅器シミュレーション (上)電圧ゲイン, (下)電流ゲイン



〈第11図〉 オープン・ループ反転増幅器シミュレーション (上)電圧ゲイン, (下)電流ゲイン. 負荷にCLがある場合は, RL・CLの時定数によって高域特性が制限される.

オープン・ループの周波数特性は、反転アンプと同じになります。

次に、フィードバックを用いた場合を考えます。Tを2段目のポールとしますと、(39)式より、

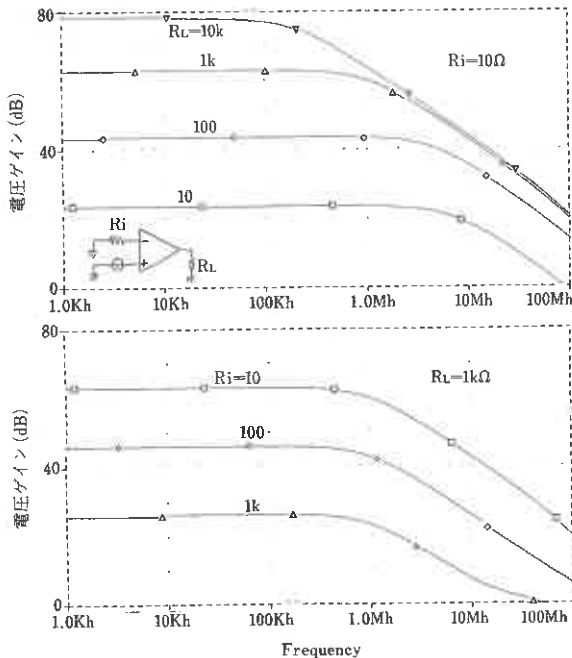
$$A_{i(NF)} = \frac{Z_o}{Z_i // Z_{NF} + Z_o} \cdot \frac{\frac{A_1}{1+T_s}}{1 + \frac{A_1 \cdot \beta}{1+T_s}} \quad (67)$$

$$A_{i(NF)} = \frac{Z_o}{Z_L // Z_{NF} + Z_o} \cdot \frac{A_1}{1 + A_1 \cdot \beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + A_1 \cdot \beta} T_s} \quad (68)$$

(68)式より、クローズド・ループ・カットオフ周波数は、

$$1 + \frac{Z_L // Z_{NF} // Z_o}{Z_{NF}} A_1 (=1 + A_1 \cdot \beta)$$

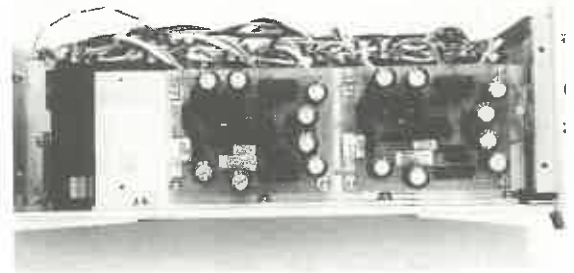
倍に伸びることがわかります。



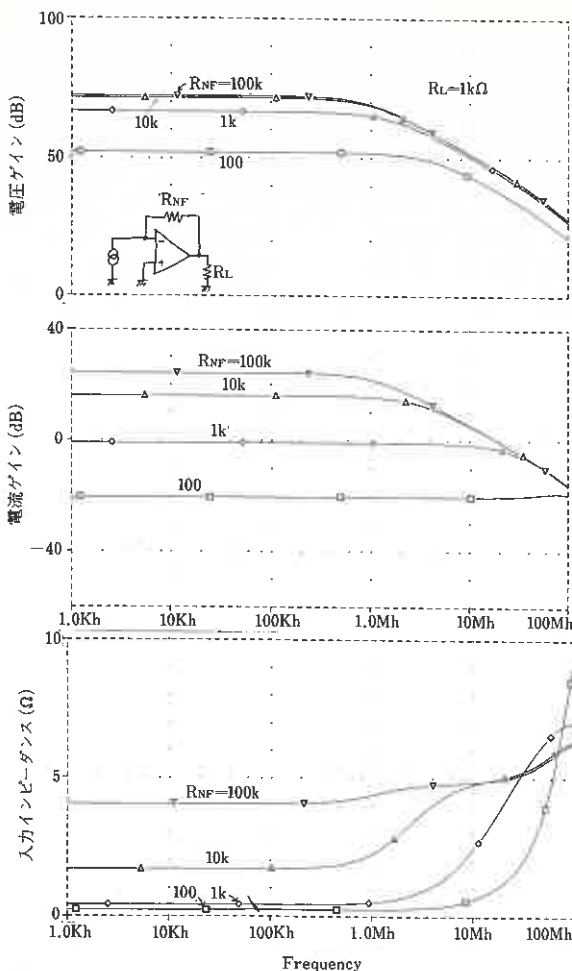
〈第12図〉 オープン・ループ非反転増幅器シミュレーション。(上)入力抵抗 Ri=10Ωを一定、負荷抵抗 RLを変化させた時、(下)負荷抵抗 RL=1kΩを一定、入力抵抗 Riを変化させた時

シミュレーションによる動作解析

以上の解析によって、動作のあらま



● コライザ/フラット・アンプの製作は94年11,12月号参照



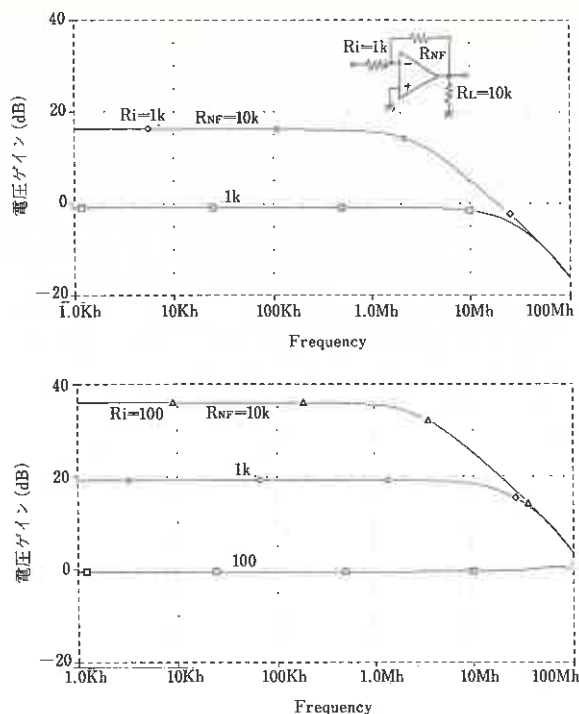
〈第13図〉 フィードバック増幅器(反転)シミュレーション
(上)電圧ゲイン, (中)電流ゲイン, (下)入力インピーダンス

しを把握することができました。それでは次に、回路シミュレータ P Spice を用いて動作を調べます。

第9図に P Spice のネットリストを示します。図は NF-CR イコライザ用の素子定数となっています。

第10図は、オープン・ループの反転増幅器シミュレーションです。負荷抵抗 R_L を 100, 1k, 10k, 100kΩ と変更したときの電圧ゲイン(上)と電流ゲイン(下)です。

まず電流ゲインですが、 R_L が 1kΩ 以下ではほとんど一定です。10kΩ 以上としますと、出力インピーダンス Z_o との比が小さくなり、出力電流が減少することが分かります。また、負荷抵抗が大きくなると、アンプの高域特



〈第14図〉 フィードバック増幅器(反転)シミュレーション
(上) $R_i=1k\Omega$, (下) $R_i=100\Omega$. クローズドループ・ゲインが同じでも、帰還抵抗 R_{NF} によってカットオフ周波数が変化する。

一容量による時定数よりも低い時、オープンループのカットオフとなります。

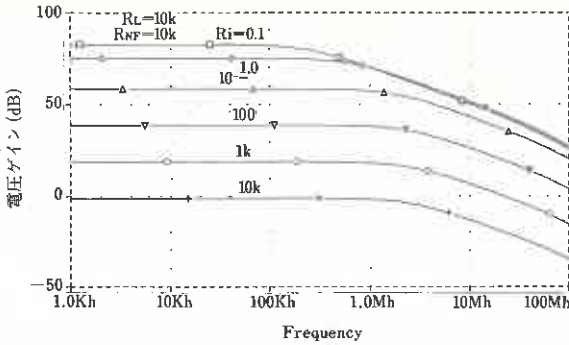
第12図は非反転接続でのシミュレーションです。上は入力抵抗 $R_i=10\Omega$ 一定として負荷抵抗 R_L を 10, 100, 1k, 10kΩ とした時、下は R_L を 1kΩ に固定して R_i を 10, 100, 1kΩ と変化した時のシミュレーションです。負荷抵抗を変化させた時は、第10図と同様の変化を示します。しかし、入力抵抗を変化させた場合は、最大ゲインは抵抗値に反比例します(入力電圧が一定であり、入力電流が抵抗値に反比例して減少する)が、カットオフ周波数はほぼ一定となっています。

第13図は、フィードバック反転増幅器のシミュレーションです。負荷抵抗 $R_L=1k\Omega$ 一定で、帰還抵抗 R_{NF} を 100~100kΩ に変化させますと、電流ゲイン(中)の図からは NF 量に応じてクローズドループ・ゲインが低下し、カットオフ周波数が高くなっていくことが分かります。電圧ゲイン(上)の

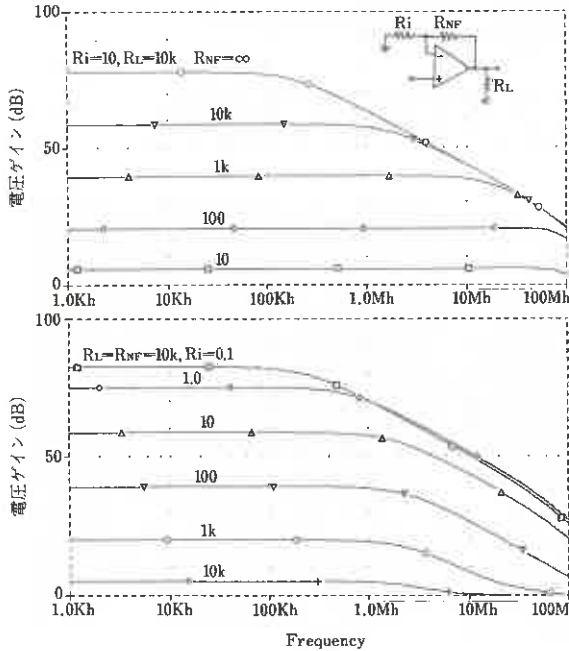
性を支配する2段目のミラー容量が増大し、カットオフ周波数が低くなります。

電圧ゲインは、出力電流が一定であれば負荷抵抗に比例します。カットオフ周波数は、電流ゲインと同じです。ここで、 $R_L=100k\Omega$ のゲインが 10kΩ 時を下回っているのは、Q5とQ6のコレクタ電流のアンバランスのためです。2段目の G_m の僅かな差が、高負荷抵抗時のゲイン誤差の原因になります。

第11図は負荷抵抗 $R_L=1k\Omega$ に、負荷容量 $C_L=10pF, 100pF, 1000pF, 10000pF$ をパラ接続した時のオープン・ループ・ゲインです。($T=R_L \cdot C_L$) で構成される時定数が、2段目のミラ



〈第15図〉 フィードバック増幅器(反転)シミュレーション



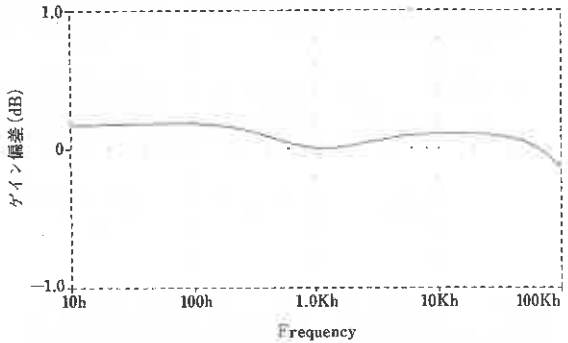
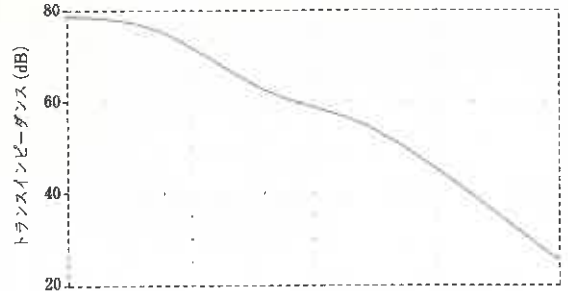
〈第17図〉 NF-CR イコライザの周波数特性
(上)ゲイン(トランス・インピーダンス)
(下)イコライザ偏差

図が分かりにくいのですが、出力電圧そのものは電流ゲインと同様のカーブを描きます(負荷は純抵抗です)。ところが、オープン・ループでのカットオフより上では、NF量が少なくなり、入力インピーダンスが上昇、見かけ上の入力電圧が上昇します。このため、電圧ゲインのカットオフ周波数は、NF量を増加させてもほとんど変わりなくなります。入力インピーダンス(下)では、NF量に応じて低下することがわかります。

第14図は、インバータ接続での電圧ゲインです。上は入力抵抗 $R_i=10$

k Ω 、下は $R_i=100\Omega$ でそれぞれ帰還抵抗 R_{NF} を変化させた場合ですが、クローズドループ・ゲイン(0dB, 20dB)が同じであっても、 R_i , R_{NF} の値によって帯域幅が異なることがわかります。 R_{NF} が小さければ($R_L \parallel R_{NF}$)も小さくなり、ミラー容量も小さくなるためです。

第15図は、インバータ接続で $R_L=10\text{ k}\Omega$, $R_{NF}=10\text{ k}\Omega$ に固定して R_i を0.1~10 k Ω と変化させた場合ですが、 R_i が10 Ω より大きい時には、カットオフがほぼ一定になっていることがわかります。そのため、アンプのGB



〈第16図〉 フィードバック増幅器(非反転)シミュレーション
(上) R_{NF} を変化させたとき、(下) R_i を変化させたとき

積が変化しています。

第16図は、ノンインバータ接続での R_{NF} を変化させたシミュレーションですが、インバータの場合と同様の傾向です。

以上のシミュレーションによって、トランス・インピーダンス・アンプの動作が明確になりました。

ところで、シミュレーションが力を発揮するのは負荷や帰還ループにキャパシタンスを持ったときです。第17図は、NF-CR イコライザのゲイン(上)および偏差(下)特性です(第9図のネットリスト)。ゲインの計算式は極めて複雑になりますが、P Spiceによって正確に特性を計算することができます。また、実測(12月号29ページ)ともたいへん良く合っています。MC イコライザ・アンプの素子定数の計算では、繰り返し、P Spice を用いました。