

映像モノリシック増幅器の回路解析

中村 維男*・河本 基實**・佐々木次郎***

Circuit Analysis of the Video Monolithic Amplifier

Tadao NAKAMURA, Motomi KAWAMOTO and Jirô SASAKI

Abstract

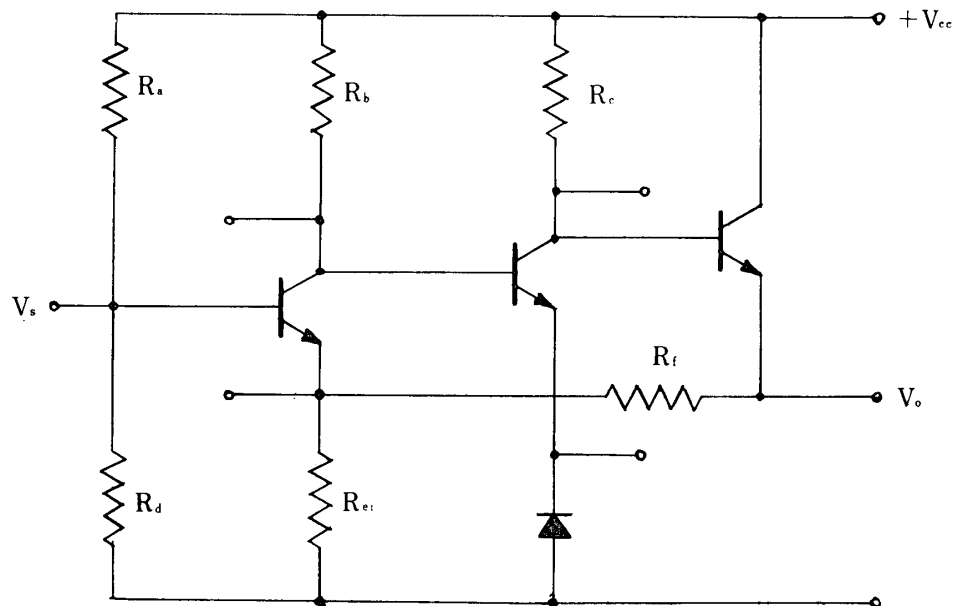
From users' point of view, for correct using of linear integrated circuits, we have analyzed the video amplifier made already. As this amplifier is three stage direct coupling with feedback circuit, we have divided this circuit into a forward network and a feedback network. And then we have obtained the transfer function of each network, so that using those, we have obtained the total transfer function. Hence we have compared the calculated data of this total transfer function with the measured data, and we have made sure that these two results are approximately agreeable.

1. 結 言

最近の集積回路の進歩は著しい。デジタル回路が、その中に含まれる素子の種類から、集積化に適している。したがってこの種の集積回路は、数多く製品化されている。これに対し、リニア回路でも、リアク

タンスを含まない直結形や、差動形の映像増幅器等が製造されている。

ところが、デジタル回路、リニア回路を問わず、現在のところ、集積回路の回路解析の論文は少ないようである。特に使用者の立場に立つての回路解析という見地から、ここに手近にある NEC製の、直結三段



$$\begin{array}{lll} R_a = 8.5 \text{ K}\Omega & R_b = 7.0 \text{ K}\Omega & R_c = 2.5 \text{ K}\Omega \\ R_d = 1.7 \text{ K}\Omega & R_f = 1.05 \text{ K}\Omega & R_g = 100 \Omega \end{array}$$

Fig.1 Circuit of video monolithic amplifier made by NEC

* 大学院工学研究科電気工学専攻

** 山陽パルプ

*** 電気工学教室

映像増幅器を対象として、その回路解析を試みた。この回路図をFig. 1に示す。この回路の帰還系統は、並列帰還、直列注入である。そこで増幅器全体を暗箱として、四端子定数は h -パラメータを使用し、Fig. 2に示すように、回路の構成から基本増幅器と帰還回路網

との二つの暗箱に分割した。つぎに Fig. 3 (a) および (b) に示すように、Fig. 2 を使用して、正確な帰還回路網と帰還回路網を除いた増幅器自体の回路網、Forward Network (以下F. N. と書く) とに分割した。

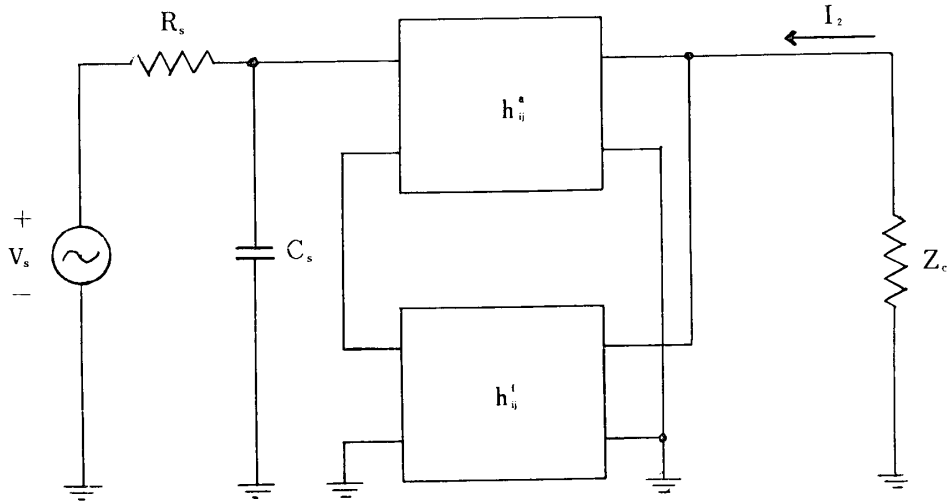
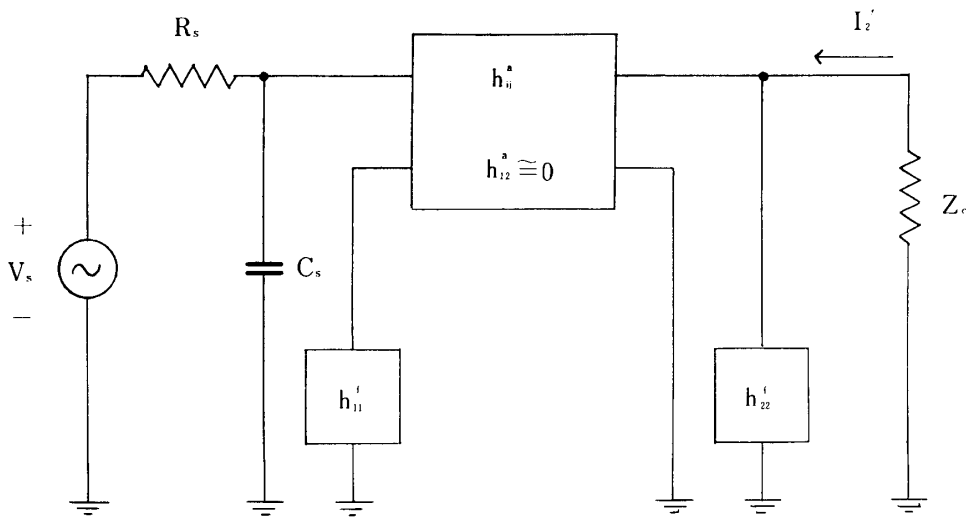
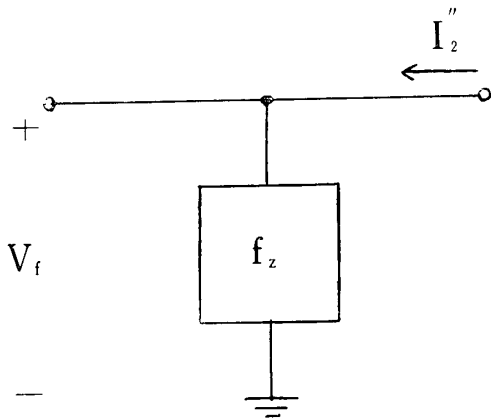


Fig.2 Block diagram of Fig.1



(a)



(b)

Fig.3 Configurations of Fig.2 divided into (a) forward network and (b) feedback network

2. 増幅器の理論

2.1 増幅回路網の分割

Fig. 1 に示す回路の構成から、回路上でFig. 2 のような増幅器の分割を考える。便宜上分割した、基本増幅器と帰還回路網の各々を暗箱と見なせる。これらの四端子定数を h -パラメータで表わし、それぞれ h_{ij}^a ,

h_{ij}^f とする。また、増幅器全体を暗箱と見なしたときの h -パラメータを h_{ij}^t とする。したがって、次式が成立する。

$$h_{ij}^t = h_{ij}^u + h_{ij}^f \quad (1)$$

さて、Fig. 2 から信号源の内部インピーダンスと増幅器は、縦続接続である。それゆえ、これらを総合した全四端子定数は、 F -パラメータで表わす。なぜならば、各回路網を F -パラメータで表わすことにより、容易に総合の四端子定数が表わせるからである。そこで、増幅回路網の F -パラメータをそれぞれ、 A_t 、 B_t 、 C_t および D_t とする。

$$A_t = -\frac{h_{11}^t h_{22}^t - h_{12}^t h_{21}^t}{h_{21}^t} \quad (2)$$

$$B_t = -\frac{h_{11}^t}{h_{21}^t} \quad (3)$$

$$C_t = -\frac{h_{22}^t}{h_{21}^t} \quad (4)$$

$$D_t = -\frac{1}{h_{21}^t} \quad (5)$$

つぎに、 R - C 回路網から成る、信号源の内部インピーダンスの F -パラメータをそれぞれ、 A_g 、 B_g 、 C_g および D_g とすると、

$$A_g = sR_s C_s + 1 \quad (6)$$

$$B_g = R_s \quad (7)$$

$$C_g = sC_s \quad (8)$$

$$D_g = 1 \quad (9)$$

ただし、 R_s 、 C_s はそれぞれ、信号源の内部抵抗、内部容量を表わす。

それゆえ、二つの回路網を総合した F -パラメータをそれぞれ、 A 、 B 、 C および D とすると、

$$A = -\left(\frac{h_{11}^t h_{22}^t - h_{12}^t h_{21}^t}{h_{21}^t} \right) (sR_s C_s + 1) - \frac{R_s h_{22}^t}{h_{21}^t} \quad (10)$$

$$B = -\left(\frac{h_{11}^t}{h_{21}^t} \right) (sR_s C_s + 1) - \frac{R_s}{h_{21}^t} \quad (11)$$

$$C = -\left(\frac{h_{11}^t h_{22}^t - h_{12}^t h_{21}^t}{h_{21}^t} \right) sC_s - \frac{h_{22}^t}{h_{21}^t} \quad (12)$$

$$D = -\left(\frac{h_{11}^t}{h_{21}^t} \right) sC_s - \frac{1}{h_{21}^t} \quad (13)$$

さて、一般に F -パラメータで表わされた四端子網において、次式が示される。

$$V_s = AV_2 - BI_2 \quad (14)$$

$$I_s = CV_2 - DI_2 \quad (15)$$

$$V_2 = -Z_c I_2 \quad (16)$$

それゆえ、この総合回路網の伝達アドミタンス A_y は

$$A_y = \frac{I_2}{V_s} = -\frac{1}{AZ_c + B} \quad (17)$$

式(10)、(11)を式(17)に代入すると、

$$A_y = \frac{I_2}{V_s} = \frac{h_{21}^t Z_s}{R_s(h_{11}^t + Z_s)(1 + Z_c h_{22}^t) - (h_{11}^t + Z_s)(1 + Z_c h_{22}^t)} \quad (18)$$

ただし、

$$Z_s = \frac{R_s}{1 + sR_s C_s} \quad (19)$$

また、 Z_c は二段目のトランジスタの負荷抵抗 R_c と、それに付随した寄生容量、および負荷容量 Z_{L3} とを並列合成したインピーダンスであつて、次式で示される。

$$Z_c = \frac{R_c}{1 + sR_c C_4} \quad (20)$$

なお、式(20)の中の C_4 は付録に示す。

さて、信号源の内部インピーダンス回路網を含めた、増幅器の伝達アドミタンス A_y は次式のように書ける。

$$A_y = \frac{a_y}{1 + a_y f_z} \quad (21)$$

ただし、 a_y は F. N. の伝達アドミタンス、 f_z は帰還回路網の伝達インピーダンスである。ここで、式(18)と式(21)を比較すれば、式(18)において、 a_y 、 f_z はそれぞれ、次式のようになる。

$$a_y = \frac{I_2}{V_s} = \frac{h_{21}^t Z_s}{R_s(h_{11}^t + Z_s)(1 + Z_c h_{22}^t)} \quad (22)$$

$$f_z = \frac{V_f}{I_2} = -\frac{Z_c R_s h_{12}^t}{Z_s} \quad (23)$$

式(22)、(23)の構成はそれぞれ、Fig. 3 (a) および (b) に示してある。また式(22)、(23)の意味する実際の回路網はそれぞれ、Eigs. 4 (a) および (b) に示してある。

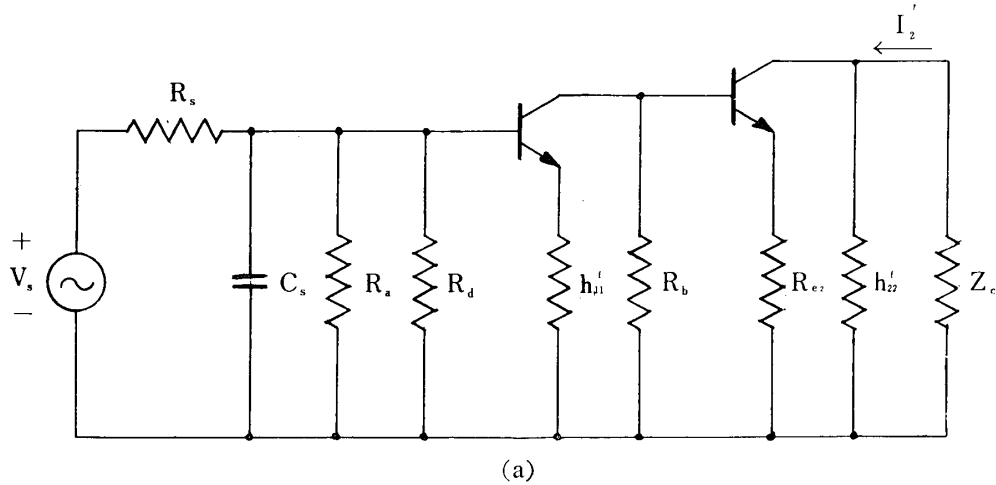
ところで、Fig. 4 (b) に示す、帰還回路網の h -パラメータはそれぞれ、次式のようになる。

$$h_{11}^f = \frac{R_{e1} R_f}{R_{e1} + R_f} \quad (24)$$

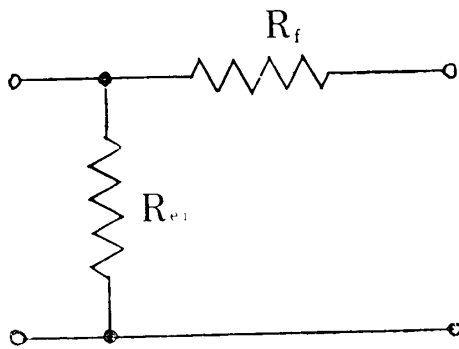
$$h_{22}^f = \frac{1}{R_{e1} + R_f} \quad (25)$$

$$h_{12}^f = \frac{R_{e1}}{R_{e1} + R_f} \quad (26)$$

つぎに、F. N. の伝達アドミタンス a_y を得るため、Fig. 4 (a) に示す回路網を解析する。そのため、Figs. 5 (a) および (b) に示す、集積回路用トランジスタの簡易モデルを使用する¹⁾。

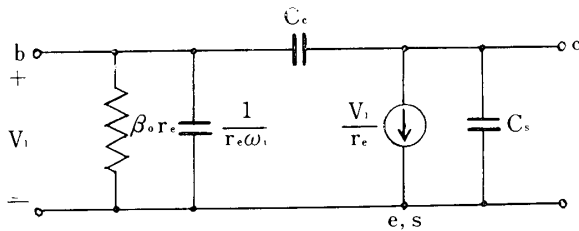


(a)

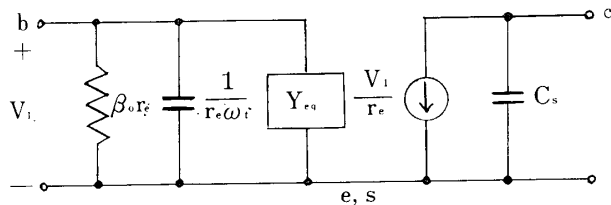


(b)

Fig. 4 Practical circuits of Fig. 3 (a) is a forward network, (b) is a feedback network



(a)



$$Y_{cs} = sC_c \left(1 + \frac{Z_{1c}}{r_e} \right)$$

(b)

Fig. 5 Simple model for integrated transistor (b) is approximate unilateral equivalent to (a)

2.2 F. N. の解析

Fig. 4 (a)から, F. N. の伝達アドミタンス a_y を求

める (付録参照). ここでは得られた結果のみを示す.

$$a_y = -a_y(0) \frac{\left(1 - \frac{s}{z_1} \right) \left(1 + \frac{s}{z_2} \right)}{\left(1 + \frac{s}{p_s} \right) \left(1 + \frac{s}{p_1} \right) \left(1 + \frac{s}{p_2} \right)} \quad (27)$$

ただし,

$$a_y(0) = \frac{R_2 R_3}{R_c K_s (r_{e1} + h_{11}^f) (r_{e2} + R_{e2})} \quad (28)$$

$$z_1 = \frac{1}{C_{c2} (r_{e2} + R_{e2})} \quad (29)$$

$$z_2 = \frac{1}{R_c C_4} \quad (30)$$

$$p_s = \frac{K_s}{R_s \left\{ (C_1 + C_{c1}) + \frac{C_1 C_3 r_{e2}}{C_{c2} (r_{e1} + h_{11}^f)} \right\}} \quad (31)$$

$$p_1 = \frac{C_{c2} K_1}{(r_{e2} + R_{e2}) C_2 C_3 K_2} \quad (32)$$

$$p_2 = \frac{r_{e2} + R_{e2}}{R_2 R_3 C_{c2} K_1} \quad (33)$$

ここで, $K_s, K_1, K_2, C_1, C_2, C_3, C_4, R_2$ および R_3 は付録に示してあり, また C_{ci} はそれぞれ, i 段目のトランジスタのコレクタ・ベース間容量である. また, r_{ei} はそれぞれ, i 段目のトランジスタの kT/qI_e である.

2.3 帰還回路網の解析

式(19), (20)および(26)を式(23)に代入すると, 次式が得られる.

$$f_z = - \frac{R_{e1} R_c \left(1 + \frac{s}{z_s} \right)}{(R_{e1} + R_f) \left(1 + \frac{s}{z_2} \right)} \quad (34)$$

ただし

$$z_s = \frac{1}{R_s C_s} \quad (35)$$

$$z_2 = \frac{1}{R_c C_4} \quad (36)$$

低周波での f_z を, $f_z(0)$ とすると,

$$f_z(0) = -\frac{R_{e1}R_c}{R_{e1} + R_f} \quad (37)$$

2.4 映像モノリシック増幅器の閉ループ電圧利得

式(21)および Fig. 4 (a) から, 増幅器の閉ループ電圧利得は,

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = -A_{yzc} = -\frac{a_y Z_c}{1 + a_y f_z} = -\frac{a_y R_c}{(1 + a_y f_z) \left(1 + \frac{s}{z_2}\right)} \quad (38)$$

式(20), (27)および(34)を式(38)に代入すると, A_v は次式になる.

$$A_v = \frac{a_y(0)R_c(R_{e1} + R_f) \left(1 - \frac{s}{z_1}\right)}{(R_{e1} + R_f) \left(1 + \frac{s}{p_s}\right) \left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right) + a_y(0)R_{e1}R_c \left(1 - \frac{s}{z_1}\right) \left(1 + \frac{s}{z_s}\right)} \quad (39)$$

低周波での A_v を $A_v(0)$ とすると

$$A_v(0) = \frac{a_y(0)R_c(R_{e1} + R_f)}{R_{e1} + R_f + a_y(0)R_{e1}R_c} \quad (40)$$

3. 映像モノリシック増幅器の周波数特性

式(39)から, 計算機で, 閉ループ電圧利得 A_v と位相として, 偏角 A_v の周波数特性を求めた. また, F. N. の伝達アドミタンス a_y , および帰還回路網の伝達インピーダンス f_z に対してもそれらの絶対値を計算し, dB で示してある. 当然それらの偏角 a_y および f_z も求め, これらの結果は Fig. 6 に示してある. また, 閉ループ電圧利得 A_v に関しては, 測定結果も同図に示してある.

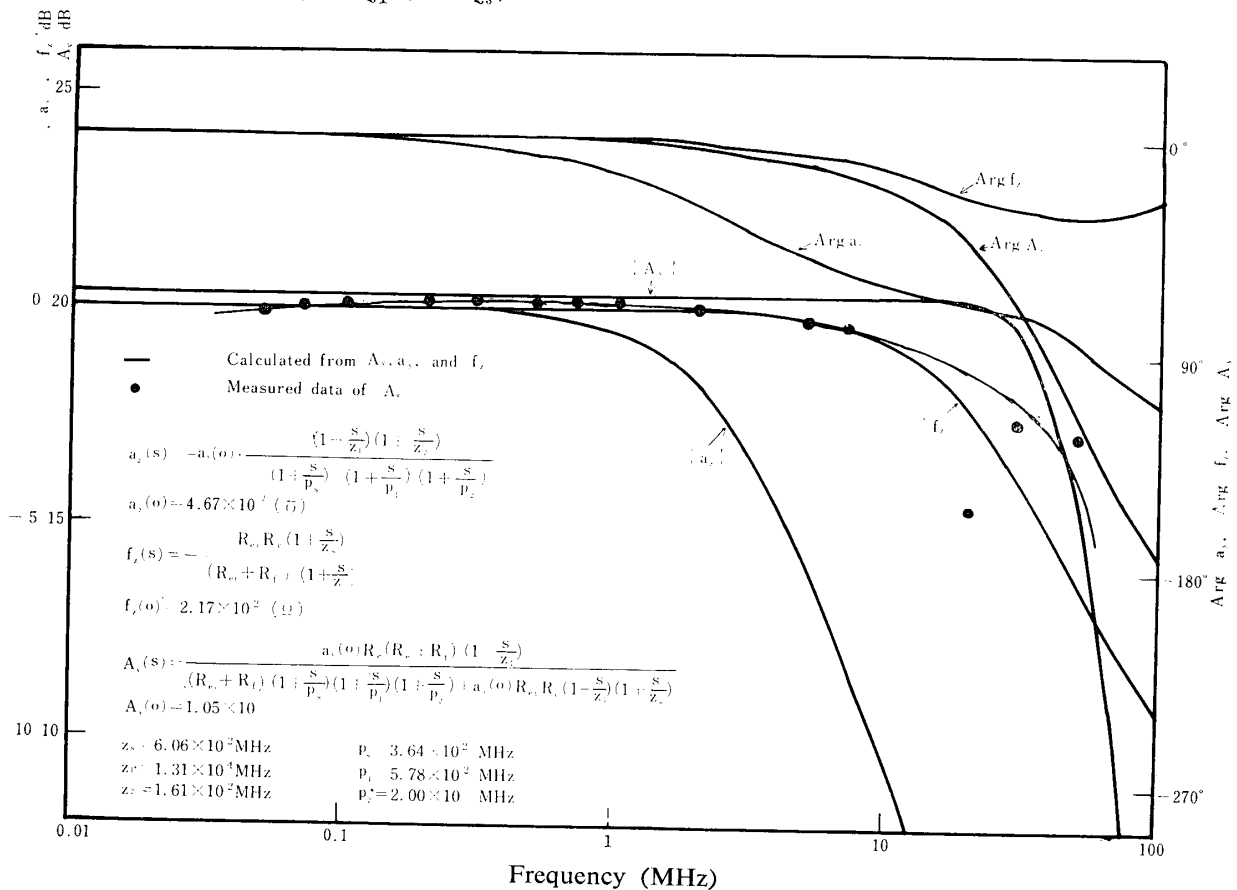


Fig.6 Frequency characteristics

4. 考 察

4.1 解析の考察

Fig. 3 (a)に示してあるF. N. の構成において, h -

パラメータ h_{ij}^a の中で, $h_{12}^a \cong 0$ としてある. その理由をつぎに述べる, h_{ij}^a により示される基本増幅器の信号の伝達は, ほぼ一方向と見なされる. Fig. 7 (a)においても, 入力回路の中のトランジスタモデルとし

て、一方方向性のものを使用した。したがって、 $h_{12}^a \cong 0$ とおけるので、式(1)から $h_{12}^t = h_{12}^f$ となる。それゆえ、式(2)以下 h_{12}^t の代りに h_{12}^f と書く。

ところで、Fig. 1 から、帰還回路網がエミッタホロワの負荷抵抗の役目もしていることがわかる。ところがこの解析で、エミッタホロワは対象外であり、また事実、帰還回路網としては、エミッタホロワの負荷抵抗である R_{e1} と R_{e2} とからなる四端子網と見なせる。そこで帰還回路網として、式(2)の実際的な回路である Fig. 4 (b) を考えた。

また、二段目のトランジスタのエミッタ回路に、バイアス安定化のために、ツェナーダイオードが使用してあるが、この交流抵抗を R_{e2} とした。

4.2 計算値と測定値との考察

まず、増幅器の閉ループ電圧利得 A_v について述べる。Fig. 6 で、周波数が低い方や中間でのいわゆる平坦領域で、計算値と測定値を比較してみると、後者の方が前者に比べて、少し値が小さい。また高い方の周波数領域では、計算値はほぼ 25MHz あたりで急に利得が下っている。しかし、測定値の方は、5 MHz あたりから少しではあるが徐々に利得が下がっている。だが、両者の周波数帯域幅はあまり相違はない。

ところで同図から、F. N. の伝達アドミタンス a_y と、閉ループ電圧利得 A_v の周波数帯域幅を比べてみる。後者が前者よりかなり周波数帯域幅が広いことは周知のように、帰還回路網の伝達インピーダンス f_z によるためである。参考までに f_z の絶対値のdB表示もしておいた。

つぎに位相に関して、偏角 A_v 、 a_y および f_z をそれぞれ、同図に示した。偏角 f_z は周波数の増加と共に、単調に減少しないで、50MHz あたりで極小値を持つ。これは式(2)から理解できる。

5. 結 言

筆者らは映像モノリシック増幅器の回路解析を試み

たのであるが、ここに二、三の問題点を述べる。まず対象とした集積回路の各素子の値、および寄生容量の値等が、外部から正確に求められなかつた。つぎに解析において、導かれた各式の精度の問題である。もつとよくモノリシック増幅器の寄生容量を検討してみると、まだ式において取扱われてないものがあるかもしれない。また実験において、特に高い周波数においては、測定誤差が多少あると思われる。したがって A_v の計算値と測定値とで、少しのずれが生じている。

ところで、実験において A_v の大きさのみ求めたが、今後その位相の測定も行ない、また、もつと各式の精度を上げて、計算値と測定値との比較を行ないたい。

最後に、リニア回路の使用者のために、この解析結果が役立つことを望むのである。

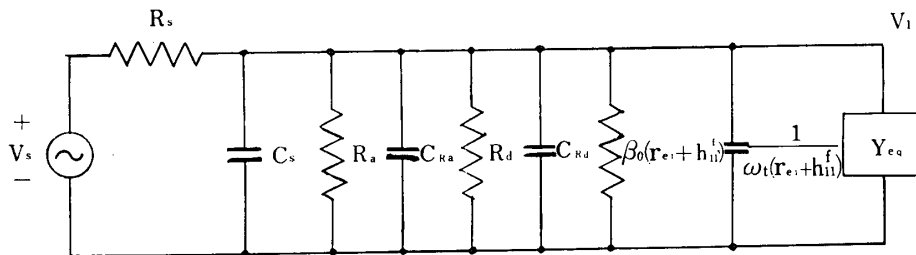
付 録

F. N. の伝達関数 (伝達アドミタンス) の計算

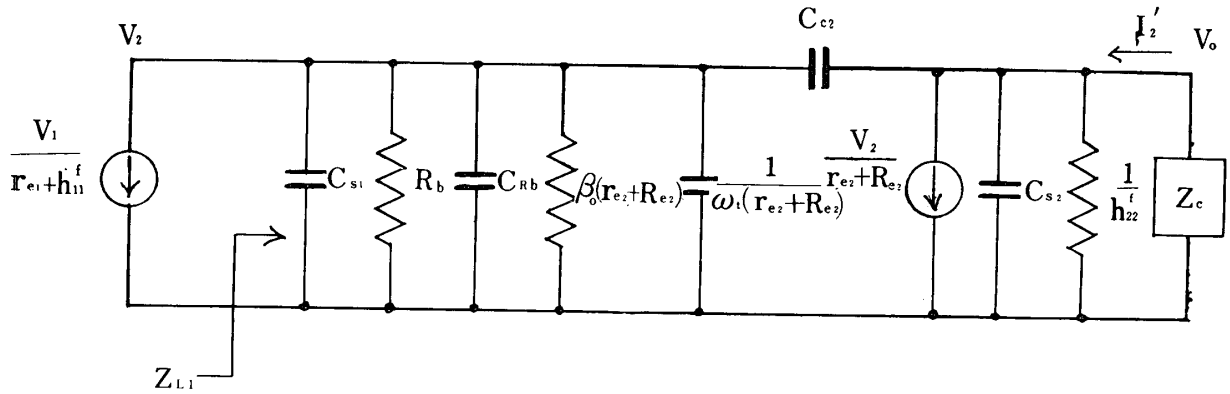
F. N. の伝達アドミタンス I_2/V_s を求めるため、Fig. 5 (a) および (b) に示す集積回路用トランジスタモデルを解析に用いる。

さて、Fig. 4 (a) に示す実際のF. N. の等価回路を Figs. 7 (a) および (b) に示す。同図(a)はF. N. の入力回路を示し、同図(b)はF. N. の出力回路を示す。前者の図において、使用したトランジスタモデルは、Fig. 5 に示す、一方方向性モデルである。

ところで、入力回路を解析する場合、この回路の負荷インピーダンスとして、Fig. 7 (b) に示す出力回路の入力インピーダンスが必要である。したがって、F. N. の伝達アドミタンスを求めるため、まず、出力回路から解析を行なう。そこで、Figs. 7 (a) および (b) で、次式の置換を行なう。



(a) Input circuit



(b) Output circuit

Fig.7 Equivalent circuit of the practical forward network of Fig.4 (a)

$$C_1 = C_s + C_{Ra} + C_{Rd} + \frac{1}{\omega_t(r_{e1} + h_{11}f)} \quad (41)$$

$$R_1 = \frac{R_a R_d \beta_0 (r_{e1} + h_{11}f)}{R_a R_d + \beta_0 (r_{e1} + h_{11}f) (R_a + R_d)} \quad (42)$$

$$Y_{eq} = sC_{c1} \left(1 + \frac{Z_{L1}}{r_{e1} + h_{11}f} \right) \quad (43)$$

$$C_2 = C_{s1} + C_{Rb} + \frac{1}{\omega_t(r_{e2} + R_{e2})} \quad (44)$$

$$R_2 = \frac{R_b + \beta_0 (r_{e2} + R_{e2})}{R_b + \beta_0 (r_{e2} + R_{e2})} \quad (45)$$

ただし C_{s1} は第一段目の、コレクタ・基板間容量を表わす。 C_{Ra} , C_{Rb} および C_{Rd} は、拡散抵抗 R_a , R_b および R_d に付随した接合容量を表わす。 β_0 は低周波での、共通エミッタ短絡電流利得を表わす。 ω_t は $\beta = 1$ となる時の角周波数を表わす。ただし、 β は共通エミッタ短絡電流利得である。

また、後に使用するつぎの記号を説明しておく。 C_{s2} は二段目のトランジスタのコレクタ・基板間容量を表わす。 C_{R2} は拡散抵抗 R_c に付随した接合容量を表わす。

1. 出力回路の解析

Fig. 7 (b) から、出力回路の伝達アドミタンス I_2/V_1 を求める。

ここで、新たに

$$Z_1 = \frac{R_2}{1 + sR_2C_2} \quad (46)$$

$$Z_2 = \frac{1}{sC_{c2}} \quad (47)$$

$$Z_3 = \frac{R_3}{1 + sR_3C_3} \quad (48)$$

$$Z_4 = \frac{1}{h_{22}f \left(1 + \frac{sC_{s2}}{h_{22}f} \right)} \quad (49)$$

ただし

$$s = j\omega \quad (50)$$

$$R_3 = \frac{R_c}{h_{22}f \left(R_c + \frac{1}{h_{22}f} \right)} \quad (51)$$

$$C_3 = C_{s2} + C_{Rc} + C_{L3} \quad (52)$$

$$C_4 = C_{Rc} + C_{L3} \quad (53)$$

したがって、次式が得られる。

$$I_2 = I_0 \frac{Z_3}{Z_c} = I_0 \frac{Z_4}{Z_4 + Z_c} \quad (54)$$

また

$$I_0 = \frac{V_1}{r_{e1} + h_{11}f} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2 + Z_3} + \frac{V_2}{r_{e2} + R_{e2}} \cdot \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (55)$$

ところで V_2 は

$$V_2 = - \left\{ \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \frac{V_1}{r_{e1} + h_{11}f} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \frac{V_2}{r_{e2} + R_{e2}} \right\} = - \frac{r_{e2} + R_{e2}}{r_{e1} + h_{11}f} \cdot \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{(Z_1 + Z_2 + Z_3)(r_{e2} + R_{e2}) + Z_1 Z_3} V_1 \quad (56)$$

式(56)を式(55)に代入すると、

$$\frac{I_0}{V_1} = \frac{Z_1}{(r_{e1} + h_{11}f)(r_{e2} + R_{e2})} \left\{ \frac{r_{e2} + R_{e2} - 1}{Z_2} - \frac{1}{\frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_2} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2(r_{e2} + R_{e2})}} \right\} \quad (57)$$

したがって、式(46)、(47)および(48)を式(57)に代入すると、次式が得られる。

$$\frac{I_0}{V_1} = - \frac{R_2}{(r_{e1} + h_{11}f)(r_{e2} + R_{e2})} \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{z_1} \right) \left(1 + \frac{s}{z_3} \right)}{1 + \frac{sR_2 R_3 C_{c2}}{r_{e2} + R_{e2}} + s^2 R_2 R_3 C_2 C_3 K_2} \quad (58)$$

ここで、

$$K_1 = 1 + \frac{r_{e2} + R_{e2}}{R_3} \left(1 + \frac{C_2}{C_{c2}} \right) + \frac{r_{e2} + R_{e2}}{R_2} \left(1 + \frac{C_3}{C_{c2}} \right) \quad (59)$$

$$K_2 = 1 + C_{c2} \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) \quad (60)$$

$$z_1 = \frac{1}{C_{c2}(r_{e2} + R_{e2})} \quad (61)$$

$$z_2 = \frac{1}{R_c C_4} \quad (62)$$

$$z_3 = \frac{1}{R_3 C_3} \quad (63)$$

ところで、一般につきの式が成立する。

$$\left(1 + \frac{s}{p_1} \right) \left(1 + \frac{s}{p_2} \right) = 1 + \frac{s}{p_2} + \frac{s^2}{p_1 p_2} \quad (64)$$

ただし、

$$p_1 \gg p_2 \quad (65)$$

したがって、式(65)を満足したつぎの二式を考える。

$$p_1 = \frac{C_{c2} K_1}{(r_{e2} + R_{e2}) C_2 C_3 K_2} \quad (66)$$

$$p_2 = \frac{r_{e2} + R_{e2}}{R_2 R_3 C_{c2} K_1} \quad (67)$$

そうすれば、式(68)はつぎのようになる。

$$\frac{I_0}{V_1} = - \frac{R_2}{(r_{e1} + h_{11}^f)(r_{e2} + R_{e2})} \frac{\left(1 - \frac{s}{z_1} \right) \left(1 + \frac{s}{z_3} \right)}{\left(1 + \frac{s}{p_1} \right) \left(1 + \frac{s}{p_2} \right)} \quad (68)$$

さて、式(20)、(48)および(68)を用いて

$$\begin{aligned} \frac{I_2}{V_1} &= \frac{I_0}{V_1} \frac{Z_3}{Z_c} - \frac{I_0 R_3 (1 + s R_c C_4)}{V_1 R_c (1 + s C_3 R_3)} \\ &= \frac{I_0}{V_1} \frac{R_3}{R_0} \frac{1 + \frac{s}{z_2}}{1 + \frac{s}{z_3}} \\ &= - \frac{R_2 R_3 \left(1 - \frac{s}{z_1} \right) \left(1 + \frac{s}{z_2} \right)}{R_c (r_{e1} + h_{11}^f)(r_{e2} + R_{e2}) \left(1 + \frac{s}{p_1} \right) \left(1 + \frac{s}{p_2} \right)} \quad (69) \end{aligned}$$

つぎに、出力回路の入力インピーダンス Z_{L1} を求める。Fig. 7 (b) と式(50)から

$$\begin{aligned} Z_{L1} &= - \frac{V_2}{I_1} = \frac{Z_1 (Z_2 + Z_3) (r_{e2} + R_{s2})}{(Z_1 + Z_2 + Z_3) (r_{e2} + R_{e2}) + Z_1 Z_3} \\ &= \frac{Z_1 (Z_2 + Z_3)}{(Z_1 + Z_2 + Z_3) + \frac{Z_1 Z_3}{r_{e2} + R_{e2}}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1 + \frac{Z_3}{r_{e2} + R_{e2}}}{Z_2 + Z_3}} \quad (70) \end{aligned}$$

式(46)、(47)および(48)を式(70)に代入すると、 Z_{L1} はほぼ次式のようになる。

$$Z_{L1} \cong \frac{r_{e2} C_3}{C_{c2}} + \frac{r_{e2}}{s R_3 C_{c2}} \quad (71)$$

2. 入力回路の解析

Fig. 7 (a) と式(70)から、つぎの式が導かれる。

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{V_s} &= \frac{1}{s C_1 + s C_{c1} \left(1 + \frac{Z_{L1}}{r_{e1} + h_{11}^f} + \frac{1}{R_1} \right)} \\ &= \frac{1}{R_s + \frac{1}{s C_1 + s C_{c1} \left(1 + \frac{Z_{L1}}{r_{e1} + h_{11}^f} \right) + \frac{1}{R_1}}} \\ &= \frac{1}{K_s} \frac{1}{1 + \frac{s}{p_s}} \quad (72) \end{aligned}$$

ここで、

$$K_s = 1 + \frac{R_s}{R_1} + \frac{R r_{e2} C_{c1}}{R_3 (r_{e1} + h_{11}^f)} \quad (73)$$

$$p_s = \frac{K_s}{R_s \left\{ (C_1 + C_{c1}) + \frac{C_{c1} C_3 r_{e2}}{C_{c2} (r_{e1} + h_{11}^f)} \right\}} \quad (74)$$

3. 映像モノリシック増幅器の F. N. の総合伝達アドミタンス式

(69)、(72)から、F. N. の伝達アドミタンス a_y は、

$$\begin{aligned} a_y &= \frac{I_2}{V_s} = \frac{V_1}{V_s} \cdot \frac{I_2}{V_1} \\ &= - \frac{R_2 R_3 \left(1 - \frac{s}{z_1} \right) \left(1 + \frac{s}{z_2} \right)}{R_c K_s (r_{e1} + h_{11}^f)(r_{e2} + R_{e2}) \left(1 + \frac{s}{p_s} \right) \left(1 + \frac{s}{p_1} \right)} \\ &= - a_y(0) \frac{\left(1 - \frac{s}{z_1} \right) \left(1 + \frac{s}{z_2} \right)}{\left(1 + \frac{s}{p_s} \right) \left(1 + \frac{s}{p_1} \right) \left(1 + \frac{s}{p_2} \right)} \quad (75) \end{aligned}$$

低周波での a_y を $a_y(0)$ とすると、

$$a_y(0) = \frac{R_2 R_3}{K_s R_c (r_{e1} + h_{11}^f)(r_{e2} + R_{e2})} \quad (76)$$

謝辞 終りに本研究に当り、実験に協力された、昭和43年度、電気工学科卒業生、梅崎邦彦、川添隆公の両君に謝意を表す。

参考文献

- 1) J. E. Solomon and G. R. Wilson : IEEE, **SC-12** 22 (Sept. 1966)

(昭和43年4月17日受理)