

トランジスタ増幅器におけるバイアス 付加の方法

関 山 正 憲

A Method by Biasing the Transistor Amplifier

Masatoshi SEKIYAMA

Abstract:— When the input signal grows large, the transistor amplifier gets some distortion, because of the saturation at the upper level of its characteristics and the cutoff at the lower level of it. So, putting the bias at the centre point between the both levels above mentioned, we are able to give the amplifier less distortion than before.

On this principle, this paper deals with the method of determining R_L , R_e , R_1 and R_2 which are appeared in Fig 1 and Fig 2. The results are shown by the expression (2.6), (3.6) (3.7), (3.8), (3.9).

1. ま え が き

トランジスタ増幅器では、温度の変化により I_{co} および V_{be} が変わるので Q 点が移動する。これをなるべく変動させぬため

- i) Constant-emitter-current biasing
- ii) Constant-collector-voltage biasing

の2つのバイアス法とその混合が知られているが、そのうち i) が最も普遍化している。

この基本回路は図1で示され、下記のような

順序で設計されるのが普通である。⁽¹⁾

1. f 利得特性を考慮しつつ R_L を仮定
2. Q 点 (V_{ce} , I_c) を選ぶ
3. R_L における電圧降下 $R_L I_c$ を求める
4. R_e を次式で求める。

$$\frac{E_{cc} - R_L I_c - V_{ce}}{I_c} = \frac{R_e I_e}{I_c} \doteq R_e$$

5. $I_b = \frac{1}{\beta} [I_c - (\beta + 1) I_{co}]$ より I_b の最大

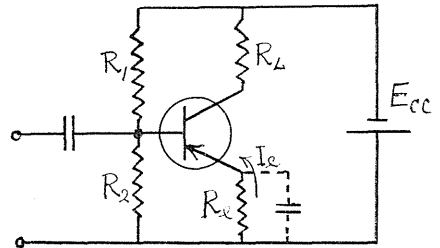


図 1

値を求める。 β は予想せられる最小値を用いる。寿命のつくる頃は最初の増位が普通である。

6. $R_2 = \frac{R_e I_e}{K I_b}$ より R_2 を求める。 $R_e I_e$ は V_{be} を省略したときの R_2 にかかる電圧である。 $K I_b$ は R_2 にながれる電流を仮定したもので、これの大なるほど I_b の変化に対しベースの電位を鈍く変化させ安定係数 S は小となる。ふつう $K \geq 10$ とする。

7. $R_1 = \frac{E_{cc} - R_e I_e}{(1+K)I_b}$ より R_1 を求める。

分子は V_{be} を省略したときの R_1 にかかる電圧、分母は R_1 に流れる電流である。

8. 以上の決定より S を計算し、大き過ぎるときは K を大にして R_1, R_2 の計算をやり直す。

しかし、筆者は以上とは異なった方法で、最適負荷抵抗等を決定しようとするものである。

2. $R_e=0$ の場合

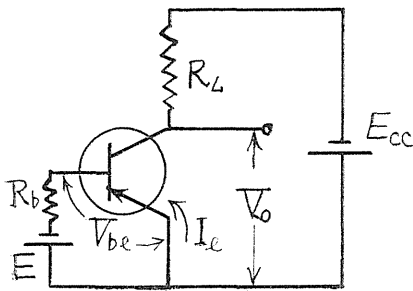


図 2

図2において

$$E = R_b[(1-a)I_e - I_{co}] + V_{be} \dots\dots\dots (2.1)$$

$$E_{cc} = R_L(aI_e + I_{co}) + V_{be} + V_{cb} \dots\dots\dots (2.2)$$

が成立する。ただし、 a は電流増巾定数を β としたとき $a = \beta / (\beta + 1)$ で表わされる定数、 I_{co} はエミッター開放時のコレクターとベース間の電流、 V_{cb} はコレクターとベース間の電圧で図2の場合 $V_o - V_{be}$ に等しい。

(2.1)と(2.2)の両式より I_e を消去すると

$$E = R_b \left[(1-a) \frac{E_{cc} - V_{be} - V_{cb} - R_L I_{co}}{a R_L} - I_{co} \right] + V_{be} \dots\dots\dots (2.3)$$

図2において E の変化に対する出力電圧 V_o の変化を考える。

E をへらしていく場合、コレクター電流が減少するのとは逆に V_{cb} ましていき、 E が V_{be} より小に移る所で不連続がおこる。

E をましていく場合、コレクター電流が増大していくのとは逆に V_{cb} は減少していきついには零になり飽和状態に達する。したがって $V_{cb}=0$ にする E が不連続点となる。

入力信号が小さい間は問題外として、大きくなったときに最もひずみにくくするには、上記2つの不連続点の中央に Q 点をえらぶのがよい。このときのバイアスの値 E は両不連続点における E の算術平均となる。その値を求めると

$$E = \frac{R_b}{2} \left[(1-a) \frac{E_{cc} - V_{be} - R_L I_{co}}{a R_L} - I_{co} \right] - V_{cb} \dots\dots\dots (2.4)$$

これを (2.3)式に代入し変形すると

$$R_L = \frac{E_{cc} - V_{be} - 2V_{cb}}{(\beta + 1)I_{co}} \dots\dots\dots (2.5)$$

もし、入力信号がないときのコレクター電流が I_c にて与えられていると

$$E_{cc} = R_L I_c + V_{be} + V_{cb}$$

が成立するので (2.5)式は

$$R_L = \frac{E_{cc} - V_{be}}{2I_c - (\beta + 1)I_{co}} \dots\dots\dots (2.6)$$

となる。これは、図2によって増幅する際、信号の交流が相当大きくてもひずみにくい負荷抵抗の値を示すものである。

図1にて $R_e = 0$ の場合も、同様にして2.6式と全く同一の式が導かれる。計算の途中までは R_1, R_2 があるが最後には消えてしまうので、結局 (2.6)式は図1および図2において $R_e = 0$ の場合に最もひずみにくい負荷抵抗を与える。

なお、温度の変化に伴い V_{be} と I_{co} は変わるから、これに応じて R_L を変化させて常に (2.6)式を満足するようになれば理想的である。しかし、通常は R_L の値を固定とするので、ある特定温度のときに限って適当な負荷となり一般には最善のものではない。

(2.6)式で示される R_L の値が温度によりどのように変わるかを計算して見る。データとしては $E_{cc} = 9V, I_c = 1mA, \beta = 70, V_{be}$ は $0^\circ C$ にて $0.15V$ で $1^\circ C$ 上昇毎に $2.5mV$ づつ減少し、 I_{co} は $25^\circ C$ にて $10\mu A$ とし $10^\circ C$ 上昇ごとに2倍になるとすると $t^\circ C$ のときは

$$R_L = \frac{E_{cc} - V_{be}}{2I_c - (\beta + 1)I_{co}} = \frac{9 - (0.15 - 0.0025t)}{2 \times 1 - (70 + 1) \times 0.01 \epsilon^{\frac{t-25}{14.4}}}$$

$$\approx 4.5 \left(1 - 0.355 \epsilon^{\frac{t-25}{14.4}} \right)^{-1}$$

となる。温度 t が 0, 10, 20, 30, 40, $50^\circ C$ という値に対し、 R_L の値はそれぞれ 4.77, 5.17, 8.05, 9.25, $-2.25, -4.41k\Omega$ となり、 $30^\circ C$ と $40^\circ C$ の間に符号の変わる点がある。この点以上の温度では絶対に (2.6) 式を満足しない。

3. $R_e \neq 0$ なる場合

図1の場合は R_e が加わる。同図においてベースとエミッター間の電圧を V_{be} 、コレクターと E_{cc} の陽極との間の電圧を V_0 とすると

$$E_{cc} = R_L(aI_e + I_{co}) + V_0 \dots\dots\dots (3.1)$$

$$R_1 \left[\frac{V_{be} + R_e I_e - E}{R_2} + (1-a)I_e - I_{co} \right] + V_{be} + R_e I_e = E_{cc} \dots\dots\dots (3.2)$$

が成立する。両者より I_e を消去すると

$$V_0 = E_{cc} - R_L I_{co} - aR_L \times \frac{E_{cc} - V_{be} + \frac{R_1}{R_2}(E - V_{be}) + R_1 I_{co}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)R_e + (1-a)R_1} \dots\dots\dots (3.3)$$

これは V_0 と E 間が直線関係であることを示す。

$V_{cb} = 0$ のときは (3.1) より

$$I_e = \frac{E_{cc} - V_{be} - R_L I_{co}}{aR_L + R_e}$$

したがって、

$$V_0 \Big|_{V_{cb}=0} = V_{be} + R_e I_e = \frac{aR_L V_{be} + R_e (E_{cc} - R_L I_{co})}{aR_L + R_e}$$

$I_b=(1-a)I_e-I_{co}=0$ のときは (3.1)より

$$V_0 \Big|_{I_b=0} = E_{cc} - \frac{R_L I_{co}}{1-a}$$

以上の関係より V_0-E 直線を図示すると図3のようになる。

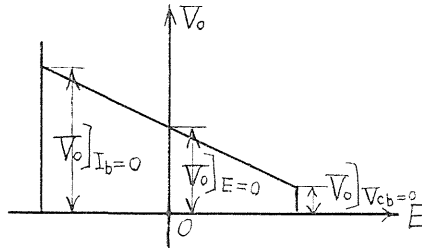


図 3

交流入力により $E=0$ の左右に等しくゆらされるとして

$$V_0 \Big|_{V_{cb=0}} + V_0 \Big|_{I_b=0} = V_0 \Big|_{E=0} \times 2$$

のとき最小のひずみとなる。これを式に表わし簡単にすると

$$\frac{aR_L V_{be} + R_e(E_{cc} - R_L I_{co})}{aR_L + R_e} - E_{cc} - \frac{R_L I_{co}}{1-a} + 2R_L I_{co} + 2aR_L \frac{E_{cc} + R_1 I_{co} - \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{be}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_e + (1-a)R_1} = 0 \dots\dots\dots (3.4)$$

次に、交流入力がないとき、すなわち $E=0$ なるときのコレクター電流を I_c と仮定すると (3.2)式は

$$R_1 \left[\frac{V_{be} + \frac{I_c - I_{oe}}{a} R_e}{R_2} + (1-a) \frac{I_c - I_{co}}{a} - I_{co} \right] + V_{be} + \frac{I_c - I_{co}}{a} R_e = E_{cc}$$

として表わせる。変形して

$$\frac{E_{cc} + R_1 I_{co} - \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{be}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_e + (1-a)R_1} = \frac{I_c - I_{co}}{a} \dots\dots\dots (3.5)$$

(3.5)を(3.4)に代入し変形すると

$$a \left(2I_c - \frac{I_{co}}{1-a}\right) R_L + \left(2I_c - \frac{2-a}{1-a} I_{co}\right) R_e = a(E_{cc} - V_{be}) \dots\dots\dots (3.6)$$

が得られる。これにおいて $R_e=0$ とすると(2.6)式と同じものが導き出される。当然のことである。次に、 $R_e \neq 0$ なるものとして E_{cc} , V_{be} , a , I_{co} , I_c が与えられると、 R_L と R_e 間の関係を表わす。式が1つなので R_L か R_e の片方かそれらの比が与えられなければ他方は出ない。仮に $E_{cc}=9V$, $V_{be}=0.15V$, $a=0.98$, $I_{co}=10\mu A$, $I_c=2mA$ とすると(3.6)式は

$$3.50R_L + 3.56R_e = 8.85$$

となる。これをグラフにすると図4の如く直線となるが、 R_L や R_e は共に正であるから第1象限にはさまった線分のみが実在する。

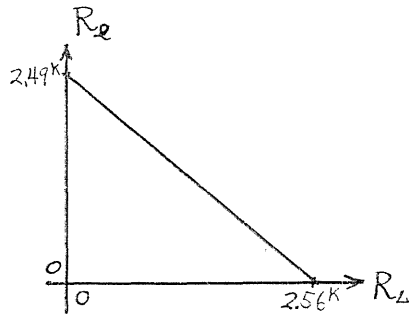


図 4

R_1 と R_2 の決め方は(3.5)式と安定係数 S および増幅度が関係する。

(3.5)式は変形すると

$$\left(E_{cc} - V_{be} - \frac{I_c - I_{co}}{a} R_e\right) \frac{1}{R_1} - \left(V_{be} + \frac{I_c - I_{co}}{a} R_e\right) \frac{1}{R_2} = \left(2 - \frac{1}{a}\right) I_{co} + \left(\frac{1}{a} - 1\right) I_c \dots\dots\dots (3.7)$$

安定係数は

$$S = \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_e}{(1-a) \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_e}$$

変形して

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{(1-a)S - 1}{(S-1)R_e} \dots\dots\dots (3.8)$$

増幅度は(3.3)式を微分して

$$A = \frac{\partial V_o}{\partial E} = \frac{-aR_L \frac{R_1}{R_2}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_e + (1-a)R_1}$$

変形して

$$AR_e \frac{1}{R_1} + (AR_e + aR_L) \frac{1}{R_2} = -(1-a)A \dots\dots\dots (3.9)$$

以上の(3.7), (3.8), (3.9)にて $\frac{1}{R_1}$, $\frac{1}{R_2}$ を未知数と考慮して出せる。(3.7)と(3.8)

を組合わせた場合に R_2 を出す式を例示すると

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{E_{cc}} \left[\frac{S-2}{S-1} I_{co} + \frac{1}{S-1} I_c - (E_{cc} - V_{be}) \frac{aS - S + 1}{(S-1)R_e} \right] \dots\dots\dots (3.10)$$

増幅度の A を与えることは、 R_e のパスコンの関係があって周波数をも考えねばならず条件が極めて複雑になるので現実性がうすい。

参 考 文 献

- (1) Phillip Cutler : Semiconductor Circuit Analysis p. 159