電流帰還型抵抗・容量結合エミッタ接地トランジスタ増幅回路の直流バイアス素子定数の決定法

Synthesis of DC bias circuit of current feedback type transistor amplifier

島 村 敏
Toshi Shimamura

エミッタ接地トランジスタ増幅回路のバイアス回路として，電流帰還型とするのが最も安定度が高いと言われ，これについては，種々の定数決定方法が考えられている。

ここでは，初めにコレクタ遮断電流 I_{CB0}，ベース・エミッタ間電圧 V_{BE} 及び，電流伝達率 h_{FE} の変動の範囲，変動率を指定して，これに対する直流バイアス回路素子の値を，容易，且，厳密に決定する方法を述べた。

上の3つの変数 I_{CB0}，V_{BE} 及び h_{FE} のいずれの変動に対しても，エミッタ抵抗 R_E の値を大きくすることが，安定度を高めるのに有効であることは，すでに良く知られているが，この R_E の働きが，本質的にベース・エミッタ間電圧 V_{BE} に最も直接関係するものであることが明らかになった。

トランジスタの製造上本質的に避け難い h_{FE} のバラツキに対して，最も良い設計方法を樹立することができた。この事は特にICの設計などでは重要な意味があるものと考えられる。[註)] また，h_{FE} の値の上・下限が与えられたときには，この調和平均をとって，回路設計をすすめるのが最も良いことを示した。

従来の設計法では回路定数決定の上で，なお，或る程度の自由度が残った様に思われる。換言すれば，これは設計の前提条件が緩い，もしくは，条件を十分に満足し切った設計になっていないとも言うことができる。ここに述べた方法では，すべての定数の値が確定し，さらに，与えられた条件から定数を決定する関係式を陽表的に (explicitly) 与えることができたので，従来のように，試行錯誤的な方法を繰りかえす必要のないことを附言しておきたい。

I. 電流伝達率 h_{FE} について

いわゆる電流帰還型の抵抗－容量結合トランジスタ増幅回路を図1に示す。この回路の抵抗及び電流の値が図に示すものであるとすると次の連立方程式が成り立つ。

$$\left.\begin{aligned}
&I_E R_E + V_{BE} = I_2 R_2 &&\cdots\cdots(1)\\
&I_1 = I_B + I_2 &&\cdots\cdots(2)\\
&I_C = h_{FB}\cdot I_E + I_{CB0} &&\cdots\cdots(3)\\
&I_B = I_E - I_C &&\cdots\cdots(4)\\
&E_C = I_1 R_1 + I_2 R_2 &&\cdots\cdots(5)
\end{aligned}\right\}$$

ここに，V_{BE}：ベース・エミッタ間電圧
h_{FB}：ベース接地直流電流伝達率

註）ICではダイオード（トランジスタ）を用いて補償するのが普通である。従って，此処に述べた方法が直接関係するものではないとしても，バラツキの影響を考える上で参考になるであろう。

I_{CB0}：ベース接地コレクタ遮断電流

これより，(4)を(2)に代入して，$I_1=I_E-I_C+I_2$

これを(5)に代入すると，

$$E_C=R_1(I_E-I_C+I_2)+I_2R_2$$

$$\therefore I_2=\frac{1}{R_1+R_2}(E_C-R_1I_E+R_1I_C)$$

これを(1)に代入すると，

$$I_ER_E+V_{BE}=\frac{R_2}{R_1+R_2}(E_C-R_1I_E+R_1I_C)$$

(3)を上式に代入することにより，

$$I_ER_E+V_{BE}=\frac{R_2}{R_1+R_2}\left\{E_C-R_1I_E+R_1(h_{FB}I_E+I_{CB0})\right\}$$

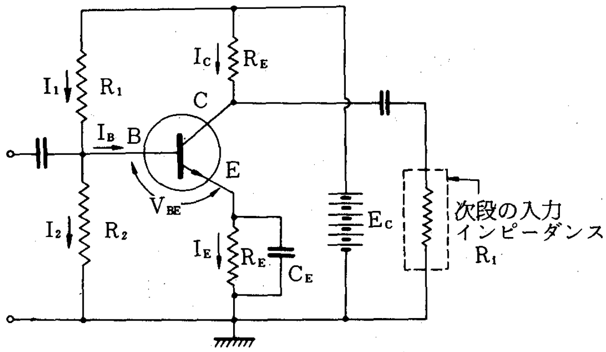

図1

この式をI_Eについて解くと，

$$\boxed{\text{エミッタ電流：}I_E=\frac{E_C\cdot\dfrac{R_1/\!/R_2}{R_1}+I_{CB0}(R_1/\!/R_2)-V_{BE}}{R_E+(1-h_{FB})(R_1/\!/R_2)}}\quad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(6)$$

これを(3)に代入すると，

$$\text{コレクタ電流：}I_C=\frac{\left(E_C\cdot\dfrac{R_1/\!/R_2}{R_1}-V_{BE}\right)h_{FB}+(R_E+R_1/\!/R_2)I_{CB0}}{R_E+(1-h_{FB})(R_1/\!/R_2)}\quad\cdots\cdots\cdots(7)$$

$$\text{又は}\quad=\frac{\left\{\dfrac{E_C}{R_1}-V_{BE}\left(\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}\right)\right\}h_{FB}+\left\{1+R_E\left(\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}\right)\right\}I_{CB0}}{1-h_{FB}+R_E\left(\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}\right)}\quad\cdots\cdots\cdots(8)$$

これらは，この回路の動作を解析するときのもとになる式である。ここで$R_1/\!/R_2$は$\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}$を略記したものである。

一般にトランジスタは製造上のバラツキから，エミッタ接地電流伝達率h_{FE}，h_{fe}を階級（ランク）で分けて，ある範囲，あるいは代表的な値で示しているのが普通である。まず，h_{FE}の最小値（下限）β_1と最大値（上限）β_2が与えられているとき，設計の際にh_{FE}として，どの様な値を用いたらよいかを検討する。

最も簡単なのは，β_1とβ_2の相加平均$\frac{1}{2}(\beta_1+\beta_2)$を考えることであるが，$h_{FE}$の値（これを$\beta_0$と書く）としては，寧ろ，それに対するコレクタ電流の値I_{C0}が，β_1及びβ_2に対するコレクタ電流I_{C1}及びI_{C2}の中間の値（相加平均）となるようにするのが，I_Cに対する誤差を考慮すると望ましい。

この観点から，$I_{C0}=\frac{1}{2}(I_{C1}+I_{C2})$を満足する$\beta_0$，$\beta_1$，$\beta_2$の関係を求めることにする。

まず，記述を更に簡単にするために，

$$R_1/\!/R_2=R_B$$

と略記し，h_{FB}，h_{FE}をそれぞれα，βで表すと，

$$h_{FB}=\alpha=\frac{\beta}{1+\beta},\quad h_{FE}=\beta=\frac{\alpha}{1-\alpha}$$

であって，(7)より，

$$I_C=\frac{(E_{CC}\cdot\frac{R_B}{R_1}-V_{BE})\cdot\frac{\beta}{1+\beta}+(R_E+R_B)I_{CB0}}{R_E+\frac{1}{1+\beta}\cdot R_B}=\frac{(E_{CC}\cdot\frac{R_B}{R_1}-V_{BE})\beta+(R_E+R_B)I_{CB0}(1+\beta)}{(1+\beta)R_E+R_B}$$

となるが，コレクタ遮断電流 I_{CB0} は非常に小さく，一般にこれは無視することができるから，第2項を省略して，

$$I_C\fallingdotseq\frac{(E_{CC}\cdot\frac{R_B}{R_1}-V_{BE})\beta}{R_B+(1+\beta)R_E}\quad\cdots\cdots(9)$$

ここで，h_{FE} が β_0，β_1，β_2 のときのコレクタ電流 I_C が I_{C0}，I_{C1}，I_{C2} であって，$I_{C0}=\frac{1}{2}(I_{C1}+I_{C2})$ の関係があるときは，上式から，

$$\frac{\beta_0}{R_B+(1+\beta_0)R_E}=\frac{1}{2}\left\{\frac{\beta_1}{R_B+(1+\beta_1)R_E}+\frac{\beta_2}{R_B+(1+\beta_2)R_E}\right\}$$

従って，

$$\frac{2\beta_0}{(R_B+R_E)+\beta_0R_E}=\frac{(\beta_1+\beta_2)(R_B+R_E)+2\beta_1\beta_2R_E}{R_B^2+R_E(2+\beta_1+\beta_2)R_B+\{1+(\beta_1+\beta_2)+\beta_1\beta_2\}R_E^2}$$

この式の右辺の分子をA，分母をBと置いて，β_0 について解くと，

$$\beta_0=\frac{A(R_B+R_E)}{2B-AR_E}$$

この分子を計算すると，

$2B-AR=(R_B+R_E)\{(\beta_1+\beta_2)R_E+2(R_E+R_B)\}$ となるので，

$$\beta_0=\frac{A}{(\beta_1+\beta_2)R_E+2(R_E+R_B)}=\frac{(\beta_1+\beta_2)(R_B+R_E)+2\beta_1\beta_2R_E}{(\beta_1+\beta_2)R_E+2(R_E+R_B)}$$

$$=\frac{2\beta_1\beta_2}{\beta_1+\beta_2}\cdot\frac{R_E+\frac{\beta_1+\beta_2}{2\beta_1\beta_2}\cdot(R_E+R_B)}{R_E+\frac{2(R_E+R_B)}{\beta_1+\beta_2}}$$

この式で，

$\frac{\beta_1+\beta_2}{2}=\beta_A$，$\frac{2\beta_1\beta_2}{\beta_1+\beta_2}=\beta_H$，$\frac{R_B}{R_E}=k$ とおくと，

$$\beta_0=\frac{\beta_H\left\{R_E+\frac{1}{\beta_H}(R_E+R_B)\right\}}{R_E+\frac{1}{\beta_A}(R_E+R_B)}=\beta_A\cdot\frac{\beta_H+1+k}{\beta_A+1+k}\simeq\beta_A\cdot\frac{\beta_H+k}{\beta_A+k}\quad\cdots\cdots(10)$$

ここで，h_{FE} の最小値 β_1 と最大値 β_2 が与えられているとき，言い換えると h_{FE} に $\beta_1\sim\beta_2$ のバラツキがあるときに，コレクタ電流 I_C の最大相対誤差mを指定して，$k=\frac{R_B}{R_E}=\frac{R_1/\!/R_2}{R_E}$ の値を求めることを考える。

β_1 及び β_2 に対するコレクタ電流が I_{C1}，I_{C2} で，その相加平均 $I_{C0}=\frac{1}{2}(I_{C1}+I_{C2})$ が，設計の基準としているコレクタ電流であるとき，最大相対誤差mは，

$$m=\frac{1}{I_{C0}}\cdot\frac{I_{C2}-I_{C1}}{2}=\frac{I_{C2}-I_{C1}}{I_{C1}+I_{C2}}$$

$$\therefore I_{C2}(1-m)-I_{C1}(1+m)=0$$

この式は(9)により，

$$\frac{\beta_2}{R_B+(1+\beta_2)R_E}(1-m)-\frac{\beta_1}{R_B+(1+\beta_1)R_E}(1+m)=0$$

ただし，(9)の $(E_{CC}\cdot\frac{R_B}{R_1}-V_{BE})$ は，この式で共通であるので約されている。$\beta_1\gg1$，$\beta_2\gg1$ であるから $1+\beta_1\simeq\beta_1$，$1+\beta_2\simeq\beta_2$ とし，さらに $\frac{R_B}{R_E}=k$ とおくと，

$$\frac{\beta_2}{k+\beta_2}(1-m)-\frac{\beta_1}{k+\beta_1}(1+m)=0$$

これより，

$$\boxed{k=\frac{R_B}{R_E}=\frac{2m\beta_1\beta_2}{(\beta_2-\beta_1)-m(\beta_1+\beta_2)}} \quad \cdots\cdots(11)$$

この式が意味を持つ為には，$(\beta_2-\beta_1)-m(\beta_1+\beta_2)>0$，従って，$m<\frac{\beta_2-\beta_1}{\beta_1+\beta_2}$ でなければならないが，この条件はβ_1とβ_2の値がほぼ等しく，しかも m が大きくない限りは破られる恨れはなく，この公式の汎用性を損なうものではない。

この式(11)で与えられる定数 k は，それ自体回路定数決定の上で重要な量であるが，この k を先の(10)に代入してβ_0の値をきめることにすると，

$$\boxed{\beta_0=\frac{2\beta_1\beta_2}{\beta_1+\beta_2}\left(1-m\cdot\frac{\beta_2-\beta_1}{\beta_1+\beta_2}\right)^{-1}\simeq\beta_H\left(1+m\cdot\frac{\beta_2-\beta_1}{\beta_1+\beta_2}\right)} \quad \cdots\cdots(12)$$

この式から，β_0はほぼβ_1とβ_2の調和平均で与えられることがわかる。第2項（補正項）はそれ程大きな値ではない $\left(m\cdot\frac{\beta_2-\beta_1}{\beta_1+\beta_2}<m\right)$ から，このまま，省略することもできるが，この計算は簡単であるから，加算しておくのもよいであろう。

h_{FE}の値は温度にも依存し，その変化率は0.1～0.5％/℃の程度であると言われる。従って50度の温度上昇で，最大25％程度の増加が見込まれる。周囲温度の上昇を考慮する必要がある場合，最初のβ_1～β_2の開きがあまり大きくないときは，その補正を考えたい。

この場合，すでに求められたβ_0は固定しておき，温度上昇によりh_{FE}がγ倍になるとすれば，バラツキの上限β_2の方が$\beta_2'=\gamma\beta_2$になることを考慮すればよい。β_0が固定されていれば，β_2'に対する下限β_1'は，

$$\beta_0=\frac{2\beta_1'\beta_2'}{\beta_1'+\beta_2'}\quad(\beta_1'\text{と}\beta_2'\text{の調和平均})$$

から，

$$\beta_1'=\frac{\beta_0\beta_2'}{2\beta_2'-\beta_0}=\frac{\gamma\beta_0\beta_2}{2\gamma\beta_2-\beta_0}$$

このβ_1'と$\beta_2'=\gamma\beta_2$を(11)のβ_1，β_2の値として，新しい k の値（これを k′とする）を求めると，

$$k'=\frac{m\gamma\beta_0\beta_2}{\gamma\beta_2(1-m)-\beta_0}$$

また，(11)の方も近似式 $\beta_0\fallingdotseq\frac{2\beta_1\beta_2}{\beta_1+\beta_2}$ から求めた $\beta_1=\frac{\beta_0\beta_2}{2\beta_2-\beta_0}$ で書き直すと，

$$k=\frac{m\beta_0\beta_2}{\beta_2(1-m)-\beta_0}$$

これらの比$\frac{k'}{k}$を求めると，これは $k=\frac{R_B}{R_E}$ に対する補正係数となる。

$$\boxed{\begin{array}{l} k=\dfrac{R_B}{R_E}\text{の }h_{FE}\text{ の温度変化に対する補正係数} \\ \gamma\cdot\dfrac{\dfrac{\beta_2}{\beta_0}(1-m)-1}{\gamma\cdot\dfrac{\beta_2}{\beta_0}(1-m)-1} \end{array}} \quad \cdots\cdots(13)$$

ここで，γは温度によるh_{FE}の値の上昇比で，この係数を初めに求めた$k=\frac{R_B}{R_E}$に掛ければよい。

2．ベース・エミッタ間電圧V_{BE}の変動とエミッタ抵抗R_Eの決定

(7)をV_{BE}で偏微分すると，

$$S_V=\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}=\frac{-h_{FB}}{R_E+(1-h_{FB})R_B}=\frac{1}{R_E}\cdot\frac{-\dfrac{h_{FB}}{1-h_{FB}}}{\dfrac{1}{1-h_{FB}}+h}\simeq\frac{1}{R_E}\cdot\frac{-h_{FE}}{h_{FE}+k}=\frac{1}{R_E}\cdot\frac{-1}{1+\dfrac{k}{h_{FE}}}$$

$$\therefore\ \left|\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}\right|\simeq\frac{1}{R_E}\cdot\frac{1}{1+\dfrac{k}{h_{FE}}} \quad \cdots\cdots(14)$$

ここで，V_{BE}の変化によるI_Cの変動ΔI_Cの変動率を$\mu=\frac{\Delta I_C}{I_C}$とおくと，

$$\boxed{R_E=\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C}\cdot\frac{1}{1+\dfrac{k}{\beta_0}}=\frac{1}{\mu\left(1+\dfrac{k}{\beta_0}\right)}\cdot\frac{\Delta V_{BE}}{I_C}\simeq\frac{1}{\mu}\cdot\frac{\Delta V_{BE}}{I_C}} \quad \cdots\cdots(15)$$

$\frac{k}{\beta_0}\ll 1$となっていなくても，R_Eは大き目となり，補償量が充分に大きいのだからさしつかえない。

温度変化ΔTに対するV_{BE}の変化ΔV_{BE}は，

$$\Delta V_{BE}=(-2.0\sim-2.5)\Delta T[mV] \quad \cdots\cdots(16)$$

であるから，R_Eの両端の電圧$V_{EG}=I_CR_E\simeq\frac{\Delta V_{BE}}{\mu}$として，次表で与えた値，

温度変化	V_{BE}の変化	エミッタ抵抗R_Eに与えるべき電圧　V_{EG}〔V〕								
ΔT	ΔT_{BE}	μ〔%〕 2	4	6	8	10	15	20	25	30
40°	0.1V	5	2.5	1.67	1.25	1	0.67	0.5	0.4	0.33
80°	0.2V	10	5	3.33	2.5	2	1.33	1	0.8	0.67
120°	0.3V	15	7.5	5	3.75	3	2	1.5	1.2	1
160°	0.4V	20	10	6.67	5	4	2.67	2	1.6	1.33

を見込んでおけばよい。

従って，エミッタ抵抗R_Eの値は，

$$R_E=\frac{V_{EG}}{I_C} \quad \cdots\cdots(17)$$

で与えられる。

なお，(15)から，

$$\Delta V_{BE}=R_E\cdot\Delta I_C\left(1+\frac{k}{\beta_0}\right)\simeq R_E\cdot\Delta I_C$$

となり，これは V_{BE} の変動分 ΔV_{BE} を，ちょうどエミッタ抵抗 R_E による電圧降下の変動分が補償する形になっていることがわかる。

3．コレクタ遮断電流 I_{CB0} の増加に対する補償

(7)を I_{CB0} で偏微分すると，

$$S_1=\frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}}=\frac{R_E+R_B}{R_E+(1-h_{FB})R_B}\simeq\frac{1+k}{1+\dfrac{k}{\beta_0}} \quad\cdots\cdots(18)$$

この S_1 はコレクタ遮断電流 I_{CB0} に対するコレクタ電流 I_C の安定指数で，特に I_{CB0} の大きいゲルマニウム・トランジスタの場合は，温度変化の大きいときコレクタ電流に対する影響が最も大きいので重視されたが，シリコン・トランジスタでは無視しても差支えないとも言われている。これを考慮すると，次のようになる。

(11)，(12)式の k，β_0 の値を(18)に代入すると，

$$S_1=\frac{(\beta_2-\beta_1)-m(\beta_1+\beta_2)+2m\beta_1\beta_2}{(\beta_2-\beta_1)(1-m^2)}\simeq\frac{2m\beta_1\beta_2}{\beta_2-\beta_1} \quad\cdots\cdots(19)$$

この式によって計算した S_1 の値が，その目標値を超えなければよい訳である。S_1 が先に指定されているならば，(19)を m について解いて，

$$m=\frac{\beta_2-\beta_1}{2\beta_1\beta_2}\cdot S_1 \quad\cdots\cdots(20)$$

この式から m を求め，それによって，β_0，k をきめることにすればよい。S_1 を小さくする為には m は小さくすることになるが，m の値が小さいという事は，電流の設定値に対する誤差の幅を小さくすることであるから，支障はない。

（参考） R_B からの R_1, R_2 の誘導

今まで述べて来たようにして $R_B=R_1 /\!/ R_2$ が得られるが，これから R_1，R_2 を求めるには図1から次の連立方程式を立て，

$$\left.\begin{aligned}
&I_1=I_2+I_B &&\cdots\cdots(21)\\
&E_{CC}=I_1R_1+R_2I_2 &&\cdots\cdots(22)\\
&\frac{1}{R_B}=\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2} &&\cdots\cdots(23)\\
&I_2R_2=V_{BE}+I_CR_E &&\cdots\cdots(24)\\
&I_C=h_{FE}I_B=\beta I_B &&\cdots\cdots(25)
\end{aligned}\right\}$$

これを R_1 について解くと，

$$R_1=\frac{E_{CC}}{I_C\left(\dfrac{1}{\beta_0}+\dfrac{1}{k}\right)+\dfrac{V_{BE}}{R_B}} \qquad V_{BE}\simeq 0.65\,[\mathrm{V}]\,(\text{シリコン}) \quad\cdots\cdots(26)$$

また，R_2 は(23)から，

$$R_2=\frac{R_1R_B}{R_1-R_B} \quad\cdots\cdots(27)$$

以上のようにして，すべての必要な回路素子の定数が決定される。

（設計例） 一例として 2SC372—Y（$h_{FE}=120\sim240$）を用い，$I_B=1\,mA$，次段の入力インピーダンス $R_i=2\,k\Omega$，電源電圧 $E_C=12V$，コレクタ遮断電流の安定指数 $S_1=\frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}}=10$，温度上昇60度で，$V_{BE}$ の変動による電流変動10%として設計することを考える。

① エミッタ抵抗 R_E は，温度上昇60度だから，

$$\Delta V_{BE}=0.15V$$

$$V_{EG}=\Delta V_{BE}/\mu=0.15\div0.1=1.5V$$

$$\therefore\ R_E=\frac{V_{EG}}{I}=1.5\div10^{-3}=1.5k\Omega$$

② S_1 が指定されているから，(20)により，h_{FE} のばらつきによるコレクタ電流の変動範囲 m がきまる。

$$m=\frac{\beta_2-\beta_1}{2\beta_1\beta_2}\cdot S_1=\frac{240-120}{2\times240\times120}\times10\simeq0.02$$

③ h_{FE} の値 β_0 は(12)により，

$$\beta_0=\frac{2\times120\times240}{120+240}\left(1+0.02\times\frac{240-120}{240+120}\right)\simeq160$$

④ $k=\frac{R_B}{R_E}$ を(11)によって求めると，

$$k=\frac{2\times0.02\times120\times240}{(240-120)-0.02(120+240)}\simeq10$$

⑤ これより，

$R_B=k\times R_E=10\times1.5k\Omega=15k\Omega$

⑥ コレクタ抵抗 R_C は，無歪で最大電圧を得る様に選ぶことにすると，〔附録 (32)参照〕

$$R_C=\frac{1}{2}\left\{\left(\frac{E_C}{I_C}-R_E\right)-2R_i+\sqrt{\left(\frac{E_C}{I_C}-R_E\right)^2+(2R_i)^2}\right\}=9.6\times10^3=9.6k\Omega$$

⑦ R_1 は(26)により，

$$R_1=\frac{12}{10^{-3}\left(\frac{1}{160}+\frac{1}{10}\right)+\frac{0.65}{15\times10^3}}\simeq80\times10^3\,[\Omega]=80[k\Omega]$$

⑧ (27)から，

$$R_2=\frac{80\times10^3\times15\times10^3}{80\times10^3-15\times10^3}=18.5[k\Omega]$$

（附録） コレクタ抵抗 R_C の値の決定法

普通コレクタ抵抗 R_C は，I_C-V_C 特性上で，歪，雑音，コレクタ損失 $P_{C\max}$，コレクタ最大電圧 $V_{C\max}$，コレクタ最大電流 $I_{C\max}$ などを考慮して動作線を引いて決定するのであるが，ここでは電源電圧 E_C とコレクタ電流 I_C がきまっているときに，無歪で最大の電圧振幅が得られるように，数式的にコレクタ抵抗 R_C をきめる方法について考える。

図2はエミッタ接地トランジスタの V_C-I_C 特性上に交流負荷線 AB，直流負荷線 CD を書いたものである。無歪最大出力を得る為の動作中心点Pは交流負荷線ABの中点になっているから

$$V_C=OH=HA$$

$$\therefore\ I_C\cdot R_A=V_C \qquad \cdots\cdots(28)$$

ここに，R_Aは交流負荷抵抗で，

$$R_A = R_C /\!/ R_i = \frac{R_C R_i}{R_C + R_i} \quad \cdots\cdots\cdots(29)$$

（R_iは次段の入力インピーダンス）

同様にΔPHDについて考えると，

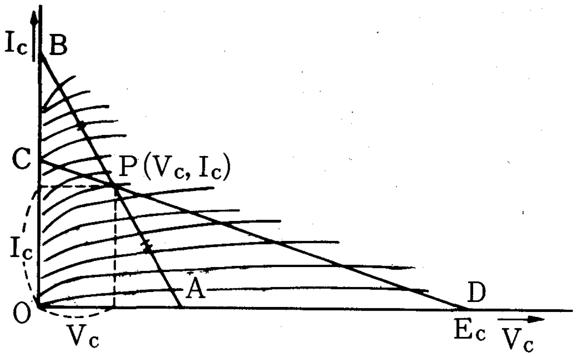

図2

$HD = E_C - V_C$は，$E_C - V_C = I_C R_D$ ………(30)

R_Dは直流負荷抵抗で，

$$R_D = R_C + R_E \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(31)$$

(28)のV_Cを(30)に代入すると，

$$E_C = I_C (R_A + R_D)$$

この式に，(29)，(31)のR_A，R_Dの値を代入すると，R_Cを未知数とする二次方程式，

$$R_C^2 + \left(R_E + 2R_i - \frac{E_C}{I_C}\right) R_C + \left(R_E - \frac{E_C}{I_C}\right) R_i = 0$$

が得られ，これを解くと，

$$R_C = \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{E_C}{I_C} - R_E\right) - 2R_i + \sqrt{\left(\frac{E_C}{I_C} - R_E\right)^2 + 4R_i^2}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(32)$$

Summary

A new method to decide the constants of transistor bias circuit.It is shown when the range of value of h_{FE} is given as between β_1 and β_2, the optimum value of h_{FE} for bias circuit design is the harmonic average $2\beta_1\beta_2/(\beta_1+\beta_2)$ of these lower and upper limits.

The emitter resistor R_E chiefly behaves to stabilize the change of the base-emitter voltage V_{BE}. The strict values of constants of DC-bias-stabilizing circuit will be decided easily and explicitly as formulas under given conditions.

参 考 文 献

金井　元：「トランジスタ回路設計」日刊工業新聞社（昭和49年3月）