

# トランジスタの容量性負荷を有するエミッタ・ フォロワのパルス応答について (第1報)

川 原 浩 一 郎\*

## ON THE PULSE RESPONSE OF A CAPACITIVE LOADED TRANSISTOR EMITTER FOLLOWER (No. 1)

Kōichirō KAWAHARA

On a capacitive loaded emitter follower, an instability such as overshoot and ringing gives rise to the pulse response very often, particularly at a pulse rising point.

To study the cause for these phenomena, the author tried to analyze the transfer characteristics of this circuit.

The resulting criteria for non-oscillatory condition is briefly pointed out in the following way, corresponding to various roots of the characteristic equation of the transfer function.

These roots are obtained as an intersecting point of two group of circles with a normalized parameter of  $G$ ,  $K$  on the complex plane.

A stable operating range may be bounded by the group of hypobolas with respect to given  $\beta_0$  of a transistor.

Analysing the transfer characteristics graphically and experimentally, the basic data for the circuit design has been taken by using a conventional transistor for medium and high frequency use.

### 1. ま え が き

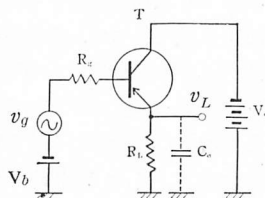
エミッタ・フォロワは現在各種パルス伝送回路の段間整合、或はデジタル電子計算機における論理演算回路の励振器、記憶素子の駆動等にしばしば使用されるが、負荷側伝送回路に必然的に存在する浮游容量、其他分布容量のために、特にパルスの立上りの初期に発生するリングングは回路の総合的な応答特性を劣化させ、又誤動作等の原因となるので極力除去されねばならない。

そこで容量性負荷のエミッタ・フォロワを負帰還性を有する能動伝達系として、その伝達関数並に過渡応答特性を解析することにより、パルス伝送に関する種々の特性を知ることが出来る。通常コレクタ接地形は100%の電圧負帰還形の増巾器であるから、電圧増巾度は1以上になり得ず持続振動の発生は先ず考えられないが、特に負荷が容量性の時にはパルスの立上りで、不安定となり易く、オーバーシュート、或はリングングが発生する。此等の現象を抑えるため各種の安定化回路が考えられているが、今回は先ず基本的な容量性負荷における不安定性の発生機構についての解析並に

実験を試みたので、ここに御報告し御批判を乞う次第である。

### 2. エミッタ・フォロワの等価回路

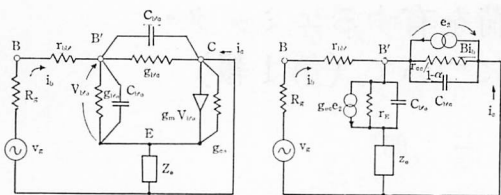
エミッタ・フォロワの基本回路は第1図に示すごとく、コレクタは交流接地され、電源抵抗  $R_g$  を含む電圧源より入力  $v_g$  がベースに印加され、出力はエミッタ・インピーダンスの両端より取出されるものである。



第1図 エミッタ・フォロワ基本回路

パルスに対する応答を解析するためには、その繰返し周期の少くとも数倍の高調波迄充分有用な高周波等価回路を採用せねばならないが、一般に高周波用として、しばしば用いられる第2図 (a), (b) に示した混成  $\Pi$  形、並に変形  $T$  形の等価回路について考察を進めてみる。

\* 電気工学教室



(a) 混成II形

(b) 変形T形

第2図 高周波等価回路

いずれも接合形トランジスタの物理的な基本モデルと対比させて解析された等価回路であり、各パラメータは低周波にて測定される四端子パラメータより計算出来るものであり、第1表に高周波一般に用いられる2SA17(第2表参照)についての夫等の概略の値及び内部容量の値を示す。

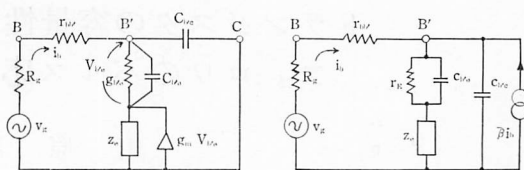
第1表 各等価回路のパラメータ

T形等価回路 r定数	変形T形	混成II形
$r_e = 5\Omega$ $r_b = 2.5K\Omega$ $r_c = 2M\Omega$ $\beta_0 = 110$ $C_c = 10PF$	$r_E = 24\Omega$ $r_{cc} = 2M\Omega$ $r_{bb'} = 100\Omega$ $g_{ec} = 5 \times 10^{-2}m\Omega$ $\beta_0 = 110$ $C_{b'c} \doteq 10PF$	$g_{b'c} = 0.5\mu\Omega$ $g_{b'e} = 0.375m\Omega$ $g_{ce} = 0.5\mu\Omega$ $g_m = 41.3m\Omega$ $r_{bb'} = 100\Omega$ $C_{b'c} \doteq 10PF$

図中  $B'$  点はトランジスタの実際の能動部分のベース端子であり、四端子パラメータより計算されたT形等価回路におけるとき、仮想的な結合点ではない。

即ち、高周波になるとトランジスタ内部における種々の容量が問題となり、この容量を合理的に等価回路に挿入することが高周波用として要求されるわけである。又  $r_{bb'}$  は本質的にはベースの形状並に抵抗率に依存し、直流バイアスには無関係なオーム抵抗、いわゆるベースひろがり抵抗であつて、高周波におけるベース領域の損失は殆んどこの抵抗によつて起る。パルスの最終到達値の直流レベルについては普通の意味のベース抵抗  $r_b$  を使用して、計算しなくてはならない。

第1表よりわかるごとく、第2図(a)における  $g_{b'c}$ 、 $g_{ce}$  の逆数並に(b)図における  $r_{cc}$  はコレクタ抵抗  $r_c$  と殆んど等しく、其他の成分に対して、充分大きな値となるので、通常無視し得るもので、第3図(a)、(b)の如く簡略化する。第3図(a)において、電圧源  $g_m V_{b'e}$  は内部インピーダンス、 $g_{b'e}$ 、 $C_{b'e}$  の両端の電圧に関係するもので、(b)図に比べてやや複雑であるが、最大利得一帯域巾積におけるメリットを表示する際に便利である。



(a) 混成II形

(b) 変形T形

第3図 簡略化された高周波等価回路

そこで、パルスの応答に対しては、第3図(b)を用いることとし、 $r_E$ 、 $C_{b'e}$  は  $Z_e$  に対して、一応無視した回路で今後の解析を行うものとする。

### 3. 伝達特性

先ず解析の第1段階として、入出力の伝達比  $v_L/v_0$  より、伝達関数を求めてみる。

エミッタ負荷を  $C_e$  と  $R_L$  の並列回路とした時、電圧源  $v_0$  の両端より見た入力インピーダンスは次式で与えられる。

$$Z_{in} = R_S + \frac{R_L}{1 + j\omega C_e R_L} (1 + \beta) \quad (1)$$

但し、 $R_S = R_0 + r_{bb'}$  で  $C_{b'e}$  は  $C_e$  に含まれる。

短絡電流増巾定数  $\beta$  は一般に複素数で第1近似の式として、次の式を用いることとする。

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\beta}} \quad (2)$$

(2)式における  $\beta_0$  は低周波における値で、 $\omega_\beta$  は  $\beta$  が  $\beta_0$  より 3db 低下する場合の角周波数、いわゆる  $\beta$  遮断角周波数である。

そこで伝達比は  $G(j\omega) = v_L/v_0 = (1 + \beta)Z_e/Z_{in}$  であるから

$$G(j\omega) = \frac{\left(\frac{R_L}{1 + j\omega C_e R_L}\right) \left(1 + \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\beta}}\right)}{R_S + \left(\frac{R_L}{1 + j\omega C_e R_L}\right) \left(1 + \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\beta}}\right)} \quad (3)$$

となる。(3)式は周波数の変化に対する電圧利得を与えるもので、 $j\omega = 0$  とすれば、直流並びに  $\omega \ll \omega_\beta$  なる低周波における利得を与えることになる。又この式の  $\omega$  を変化させれば、いわゆる周波数特性が計算出来るわけであり、 $C_e$  の効果はこの場合では高域における増巾限界を向上させる。即ち高域における負帰還電圧を減少させる効果を持つと云える。この事は実はパルス応答と対比させれば、 $C_e$  が或る規定の値より大きくなれば高域の利得が上り過ぎて、リングングの原因に

なるということになる。

ところで、伝達関数は(3)式の $j\omega$ を $S$ で置き換え更に次のごとき置換を行えば

$$\begin{cases} G = \frac{R_L}{R_S} \\ K = \omega_\beta C_e R_L \\ P = \frac{S}{\omega_\beta} \end{cases}$$

(3)式は次のように整理される。

$$G(P) = \frac{(P + \beta_0 + 1)G}{KP^2 + (1 + G + K)P + 1 + G(1 + \beta_0)} \quad \dots\dots\dots(4)$$

但し、 $G(P)$ におけるすべての初期値は零と置く。即ちパルス応答では、ベース入力零の時にはコレクタ電流は遮断され出力電圧は零となるようにする。

そこで(4)式のごとき伝達関数を有する能動系の過渡応答を求めるため、電源として、 $v_0/P$ なるステップ・パルスを加えれば、出力応答は次式で表わされる。

$$v_L(P) = G(P) \cdot \frac{v_0}{P} = \frac{P + \beta_0 + 1}{P \left\{ P^2 + \frac{(1 + G + K)}{K} P + \frac{1 + G(1 + \beta_0)}{K} \right\}} \cdot \frac{G}{K} \cdot v_0 \quad \dots\dots\dots(5)$$

(5)式に対する時間関数は特性方程式(分母の $P$ に関する2次式)の根の所在により次のごとき3種の応答を与える。

$$v_L(t) = Av_0 \left[ 1 - \frac{e^{-x\omega_\beta t}}{2K\beta} \sin(\omega_0 t + \theta_1) \right] \quad \dots\dots\dots(6-1)$$

$$v_L(t) = Av_0 \left[ 1 - \frac{e^{-\alpha\omega_\beta t}}{2K\beta} \{ 2k\beta - (K' - G')\omega_0 t \} \right] \quad \dots\dots\dots(6-2)$$

$$v_L(t) = Av_0 \left[ 1 - \frac{e^{-x\omega_\beta t}}{2K\beta} \sinh(\omega_0 t + \theta_2) \right] \quad \dots\dots\dots(6-3)$$

但し

$$\alpha = \frac{1 + G + K}{2K} \quad \dots\dots\dots(7)$$

$$\beta = \pm \sqrt{\frac{(1 + G + K)^2 - 4K\{1 + G(1 + \beta_0)\}}{2K}} \quad \dots\dots\dots(8)$$

注.  $\beta$ の根号内の正負零は(6-1~3)式に応じ与えられる。

$$A = \frac{G(1 + \beta_0)}{1 + G(1 + \beta_0)} \quad \dots\dots\dots(9)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \frac{2K\beta}{K' - G'}$$

$$\theta_2 = \tanh^{-1} \frac{2K\beta}{K' - G'}$$

$$G' = G - \frac{\beta_0}{1 + \beta_0}$$

$$K' = K - \frac{1}{1 + \beta_0}$$

$$\omega_0 = \beta\omega_\beta$$

特性方程式の根の $P$ 平面上における位置を $G, K$ の種々の値について求めて置くことは、時間関数が上記の3つの応答のいずれを呈するかを決める上に非常に便利な一方法である。例えば(6-2)式のごとき臨界状態の場合には等根となり、常に負の実軸上にあり、又虚数部が現われて、複素根となることは減衰振動成分が発生することになる。次に此等の根が $G, K$ によつて変化する様子を次に計算してみる。

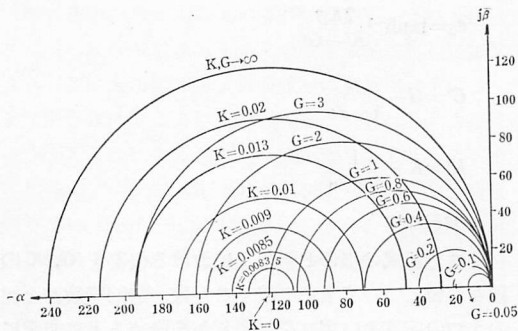
(7), (8)式の $\alpha, \beta$ より夫々 $G, K$ を消去すれば、 $K, G$ をパラメータとした $P$ 平面上における特性方程式の根の軌跡を示す円群の方程式が得られる。

$$\left\{ \alpha + \frac{1 + G(1 + \beta_0)}{1 + G} \right\}^2 + \beta^2 = \left[ \sqrt{\frac{\{1 + G(1 + \beta_0)\}G\beta}{1 + G}} \right]^2 \quad \dots\dots\dots(10)$$

$$\{\alpha + (1 + \beta_0)\}^2 + \beta^2 = \left[ \sqrt{\frac{\{K(1 + \beta_0) - 1\}\beta_0}{K}} \right]^2 \quad \dots\dots\dots(11)$$

(10)式については、 $G=0$ の時 $\alpha=-1, \beta=0$ の点、 $G \rightarrow \infty$ では $\{\alpha + (1 + \beta_0)\}^2 + \beta^2 = \{\sqrt{\beta_0(1 + \beta_0)}\}^2$ なる円、(11)式については $K=1/1 + \beta_0$ の時、 $\alpha=-(1 + \beta_0), \beta=0$ の点、 $K \rightarrow \infty$ では $G \rightarrow \infty$ と同じ円となる。即ち $G$ 円群では $-1, 0$ を含み中心が $G$ と共に実軸の負の方に移行し、且つ半径が増大し、 $G_\infty$ の円となり、又 $K$ 円群は $-(1 + \beta_0), 0$ を中心として、半径が増大して $K_\infty$ の円となる。此等の各々の円群の交点は $G, K$ の或る値における根の位置を示すもので、負の実軸上で両円が外接すれば臨界状態、離れて実軸を切れば相異なる実根、即ち(6-3)式の潜動状態、それ以外では振動し、交点はその角周波数を与える。

実用的に見れば2つの交点を有すれば必ず振動成分が現われるので、これを避ける様な $G, K$ を選ぶことが出来る。第4図は根の軌跡を示す円群を画いたものですべての根が $P$ 平面の左半面に存在することは、この回路の性質からもうなずかれる。又最大円は $\beta_0$ によつてその半径が変化し得るもので、 $\beta_0$ が大きくなれば振動域が拡つて来ることが知られる。



第4図 特性方程式の根の軌跡を示す円群  
( $G, K$  パラメータ) ( $\beta_0=120$ )

### 3. $G, K$ 平面上の $\beta$ の変化

以上述べたごとく特性方程式の根の状態によつて、応答パルスは時間域で潜動、臨界、減衰振動の各波形を示すが、此の判別の基準は(8)式の根号内の正、負零によつて夫々決定される。そこで  $G, K$  の変化によつて、根号内の関数  $f(G, K)$  が如何に変るかを調べるために先ず臨界状態を与える式

$$f(G, K) = K^2 + G^2 - 2GK(1 + 2\beta_0) - 2K + 2G + 1 = 0 \quad (12)$$

を  $\beta_0$  をパラメータとして  $G, K$  平面上に於いて、解析してみる。(12)式は有心2次曲線を与える一般式

$$g(G, K) = aK^2 + bG^2 + cGK + dK + eG + f = 0$$

と類似な形をしてをり、係数の関係から双曲線となることが予想される。

そこで先ず簡単のために  $(1 + 2\beta_0) = a$  と置いて、 $GK$  夫々について、1元2次方程式として、(12)式を整理してみると、先ず  $K$  について、

$$K^2 - 2(1 + aG)K + (1 + G)^2 = 0 \quad (13)$$

上式において、 $K = -G$  と置けば(13式の曲線群は実は直線  $K = -G$  について対称であるから、 $G$  について巾の順に並べたものと同じ式が得られる)。

$$G^2 + 2(1 - aK)G + (1 - K)^2 = 0 \quad (14)$$

(13)式を  $K$  について解けば、( $G$  はパラメータ)

$$K_1 = (1 + aG) - \sqrt{(1 + aG)^2 - (1 + G)^2} \quad (15)$$

$$K_2 = (1 + aG) + \sqrt{(1 + aG)^2 - (1 + G)^2}$$

対称性より(15)式で  $K = -G$  と置けば、

$$G_1 = -(1 - aK) + \sqrt{(1 - aK)^2 - (1 - K)^2} \quad (16)$$

$$G_2 = -(1 - aK) - \sqrt{(1 - aK)^2 - (1 - K)^2}$$

$K_1 = K_2, G_1 = G_2$ 、即ち等根条件を与えるのは、(15)及び(16)式の根号内が零の時、計算結果をまとめると次のごとくなる。

$G=0$ の時	$K_1=K_2=1$
$G=-1/1+\beta_0$ の時	$K_1=K_2=-\beta_0/1+\beta_0$
$K=0$ の時	$G_1=G_2=-1$
$K=1/1+\beta_0$ の時	$G_1=G_2=\beta_0/1+\beta_0$

次に  $\beta$  双曲線の特別な点として、その底部—今その点を  $P_m$  点とする—の位置を求めてみる。第5図より明らかなごとく、その点はもう一本の対称軸

$$G = K - \frac{1}{1 + \beta_0} \quad (17)$$

との交点を求めれば  $P_m$  点の座標 ( $G_m, K_m$ ) が得られる。

(13)式と(17)式とを連立させて、 $G_m, K_m$  を求めれば次のごとくなる。

$$\left. \begin{aligned} K_m &= \frac{\sqrt{1 + \beta_0 + 1}}{2(1 + \beta_0)} \\ G_m &= \frac{\sqrt{1 + \beta_0 - 1}}{2(1 + \beta_0)} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$\beta_0$  が変化した時、 $P_m$  点が画く軌跡を求めるため、(18)式より、 $\beta_0$  を消去をすれば

$$K_m + G_m = \sqrt{K_m - G_m} \quad (19)$$

が得られる。(19)式を2乗して整理すれば

$$K_m^2 + G_m^2 + 2G_m K_m - K_m + G_m = 0 \quad (20)$$

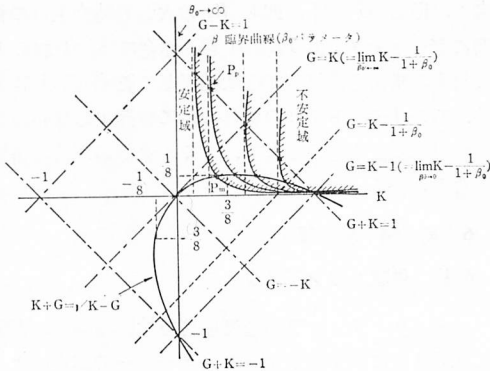
(20)式は  $K_m = -G_m$  なる直線に対して対称であり、(12)式の曲線群の概形を調べたのと同じ手法により、(20)式の図形を調べてみると、等根条件より(便宜上  $m$  を省略する)

$$G = \frac{1}{8} \text{ の時 } K_1 = K_2 = \frac{3}{8}$$

$$K = -\frac{1}{8} \text{ の時 } G_1 = G_2 = -\frac{3}{8}$$

となり、更に原点、(0, 1)、(-1, 0) で交わる放物線であることがわかる。

以上の諸条件より(12)式の表わす曲線群の概形、対称軸等を示したものが第5図であり、安定、不安定の境界が  $\beta$  双曲線となる。尚、図形的には第1、第3象限に  $G = -K$  なる直線に対称な位置に双曲線群が存在しているが、特に第1象限にある双曲線の不安定域((12)式の  $f(G, K) < 0$  となる範囲、即ち  $K_1 < K < K_2, G_1 < G < G_2$ )は第4図の円群の同じ  $\beta_0$  に対する最大円の内部に対応するものである。設計上の有用さの点から云えば、両方とも同じであるが、円群では、 $\alpha, \beta$  共に計算された値が直読出来る利点がある。一方双曲線群では各  $G, K$  における安定、不安定が視覚的に



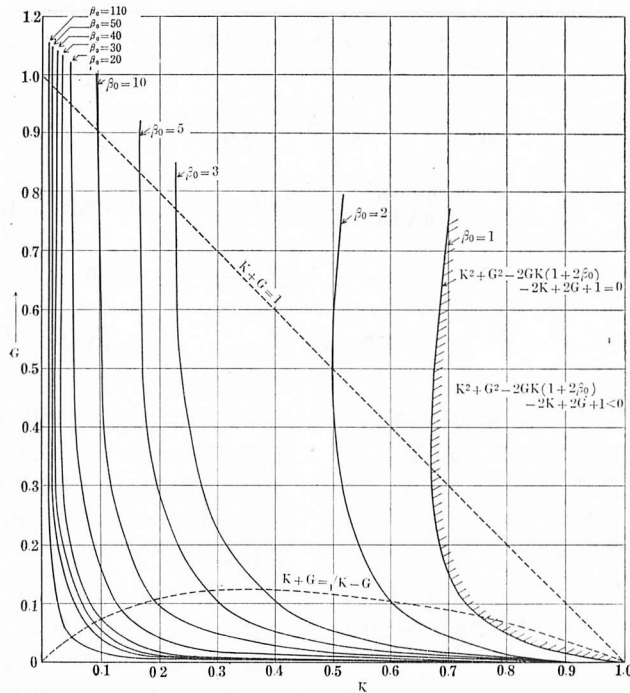
第5図  $\beta$  双曲線の概形

とらえ易く、安定な動作を与える附加容量の最大値、又電源抵抗の最適値等を求める際には使い易い。

このように種々の補助曲線並に直線によつて、与えられた  $\beta_0$  について、臨界応答を与える双曲線の概形を画くことが出来、安定なパルス伝送を与える  $G, K$  の組合せについて、即ち  $R_g, C_e, R_L$  についての設計資料が容易に得られる。第6図に現用のトランジスタの持つ実用範囲の  $\beta_0$  における臨界曲線のやゝ詳細な図面を示す。

## 5. 立上り時間

臨界状態における応答波形は実用的にも有用なもので、この場合の波形の良さを表わす立上り時間について



第6図 臨界曲線群  $\beta_0$  パラメータ

での考察を行つてみる。臨界曲線上の各点の立上り時間は  $G, K$  の変化と共に異つた値をとる。そこで最小の立上り時間を与える  $G, K$  を求めるために先ず (6-2) 式について  $K'-G'>0$ 、即ち  $K>1/(1+\beta_0)$ 、 $G<\beta_0/(1+\beta_0)$  の場合を考えてみると、いずれも  $e^{-\alpha\omega\beta t}$  の係数  $\{2\beta K - (K'-G')\omega\beta t\}$  の値を小さくして、立上りを遅くする。  $K'-G'=0$  即ち  $K=1/(1+\beta_0)$ 、 $G=\beta_0/(1+\beta_0)$  (第5図における  $P_P$  点、 $\beta_0$  の変化につれて、 $G+K=1$  なる直線上を移動する) の時は  $(K'-G')\omega\beta t$  の項は零と

なり、(21) 式のごとき簡単な形となる。

$$v_L(t) = Av_0 \{1 - e^{-(1+\beta_0)\omega\beta t}\} \dots \dots \dots (21)$$

立上り時間  $T_R$  を応答波形の最終直流レベルの 90% に到達する迄の時間とすれば

$$T_R = \frac{2.3}{(1+\beta_0)} \dots \dots \dots (22)$$

で与えられる。本来から云えば (6-2) 式より  $T_R$  を  $G, K$  の関数として、 $G$  又は  $K$  についての最小値を求めるべきであるが、(6-2) 式が  $t$  に関して、超越方程式



となるから、直接解く事は困難で、上記のごとき、視察を行つたが結果は実験的にも確かめられた。

与えられた  $G, K$  に対しては (6-2) 式より  $t$  の変化に対する  $v_L(t)$  を計算で求めて、応答波形を画き立上り時間を求める方が实际的で有用である。

応答波形の立下り特性はパルスの duty factor 30% 以下で使用する時は、殆んど次に来るパルスの立上りに与える影響はなくなるので、余り重要ではないが一応ここで検討してみると、(6-2) 式において、パルスの持続時間を  $t$  に代入すれば、入力トリガが切れる時の  $v_L$  が計算出来て、それ以後は負荷の  $C_e, R_L$  の時定数で決まる単純な減衰を呈することは容易に理解出

来る。但し、 $G$  が小、即ち  $R_g$  の大なる時立上りの初期にデッド・タイム  $T_D$  の生じる場合には、その  $G$  に対する変化を計算して逐次補正して置く必要がある。この  $T_D$  はトリガの切れる時には発生しないので飽和現象によるものでなく、エミッタ側の電荷の蓄積と考えられる。

## 6. 実験結果

### (6-1) 供試トランジスタ

エミッタ・フォロウの過渡応答特性についての実験には第2表に示す測定データ（メーカーの測定によるもの）の日立製 PNP 形のトランジスタを使用した。

第2表 パラメータ実測値

供試トランジスタ名称	型式	エミッタ接地電流増巾率 $h_{fe}(\beta_0)$	エミッタ抵抗 $r_e$	ベース抵抗 $r_b$	ベース・エミッタ間抵抗 $r_{bb'}$	出力容量 $C_{ob}$	電流増巾率遮断周波数 $f_\alpha$
2SA 17	合金型	100	5 $\Omega$	2,500 $\Omega$	100 $\Omega$	11 PF	21 Mc
測定条件		$V_C = -6V$ DC $f = 270$ c/s $I_E = 1$ mA DC			$f = 10$ Mc	$V_C = -6V$ $I_E = 0$ $f = 1$ Mc	
2SA247	メサ型	120	—	—	30 $\Omega$	4 PF	218 Mc
測定条件		$= 270$ c/s			$f = 100$ Mc	$V_C = -3V$ $f = 1$ Mc	

2SA 247 における  $r_{bb'}$  はエミッタ接地出力短絡入力インピーダンスとして測定されたもので複素数として与えられている値のうち実数部を採用したものである。 $r_b$  は (9) 式の値を求める時に必要で、応答パルスの最終直流レベルの算出には  $r_{bb'}$  でなく、 $r_b$  を用いるべきであるが、この  $r_{bb'} \rightarrow r_b$  への接続を解析することは相当むづかしく、(6-2) 式では A 丈単独に  $r_b$  で算出した。

$h_{fe}(\beta_0)$  は小信号時の値であるが大振幅パルスの増巾にその儘用いるのも又問題であるが、一応近似的には等しいと考えて、出力波形の計算を行つた。使用したパルス・ゼネレータは三和製の SHP-5M 形の高速度パルス用である。

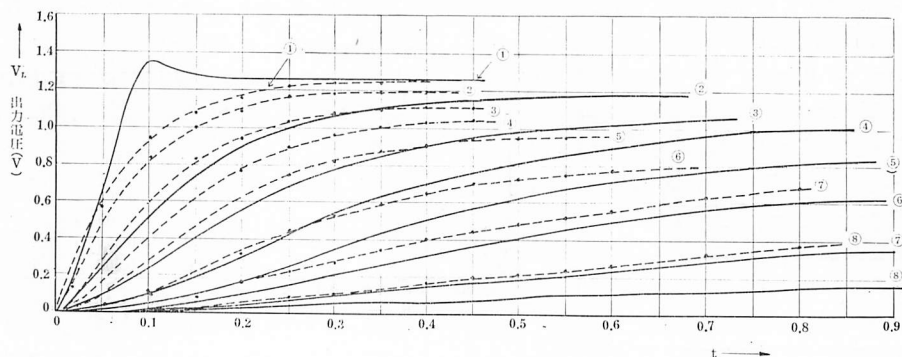
### (6-2) 立上り特性

繰返し周波数 100Kc、パルス巾  $2.6\mu s$ 、立上り時間  $0.04\mu s$  のパルスを入力として、臨界線上の各点の応答波形の立上り、並に立上り時間を (6-2) 式による計算値と実測値とを第7図、第8図に示す。

図中①なる番号の実測値は  $C_e = C_{vc}$  時、すでに立上りのオーバーシュートが現われているものである。実測値は計算値より立上り特性が悪く、(6-2) 式の  $\alpha$  は最終直流レベル A に多少の修正が必要であると考えられる。

然し  $G$  が大きくなれば、立上り特性が改善されることは第7図よりも明らかで、最良点  $K = 1/(1 + \beta_0)$  なる点は  $C_{vc}$  によつて実現不可能である。

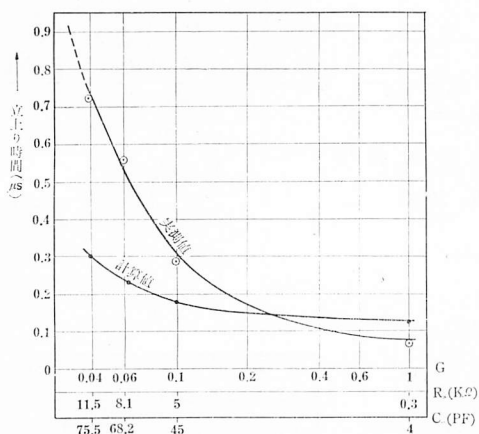
第9、第10図は夫々 2SA17 と 2SA247 の臨界曲線の各点の応答波形の実測値を示す。 $G$  が小さくなると、即ち電源抵抗  $R_s$  が大きくなれば立上りの初期に遅延（応答の現われない時間、いわゆるデッドタイム  $T_D$ ）が生じているが、この現象は  $R_s$  が大きくなるとベース、エミッタの順方向バイアス電圧により流入する電流が極めて小さく、注入された大部分の少数キャリアがエミッタ接合容量の充電に費され、コレクタに少数キャリアの到達しない一種の遮断状態となる。其後  $R_s$  と  $C_{vc}$  及び  $r_e$  で決まる一定時間後始めて、トリガがかかり、(6-2) 式による応答波形が現われる



第 7 図 臨界曲線上の立上り特性 (2SA17)

実線 観測値  
点線 計算値

①～⑧迄の  $G, K$  又は  $R_g, C_e$  は第 9 図 (B) 参照



第 8 図 立上り特性 2SA17,  $R_L$  500 $\Omega$

ものと考えられるが、定量的な取扱いについては目下検討中である。

以上述べたところから、応答波形そのものはば (6-2) 式によつて表わされ、等価回路の適用性、其他の簡略化が実用上満足のいくものであり、エミッタ・フォロワの設計上有用なデータを提供するものであると考えられる。但し、遅延時間に関してはもつと別な立場より解析し、(4) 式又は (6-1~3) 式に遅延時間を導入して、修正を行う必要があるが（これは波形そのものについては本質的な影響は与えない。只応答の発生する時間の変更である。）この問題についての詳細は別の機会に行う予定である。

### (6-3) 臨 界 特 性

臨界曲線を測定によつて求めることは、甚だ困難で

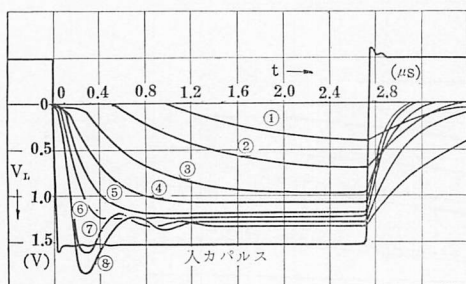
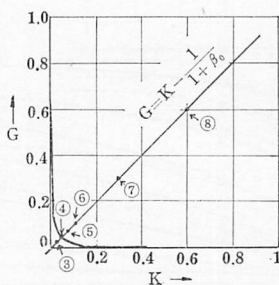
あるが、設計上の資料としては是非必要なものである。

というのは計算によれば、既に述べたごとく、 $\beta$  双曲線として明確に求められるが、実測する場合は、例えば  $G$  を一定に保ち  $K$  を変化して行くと、次第に立上りが早くなり（第 9 図 (A) 第 10 図 (A) 参照）振動に到る過程の中から臨界状態を見出さねばならない。オーバーシュートの現われる寸前では、計算から云えばすでに不安定域に到達している可能性が強いが、実測においては最も区別し易い点として境界を求めてみた。実用上はこの考えにおける臨界線は意味のあるもので、むしろ周波数特性における最大平坦特性の考えと同様な意味で用いた。

第 11 図には上述の意味での臨界曲線の実測値と  $\beta_0 = 120$  の時の計算値とを示してある。負荷抵抗は夫々 500 $\Omega$ , 1K $\Omega$  の場合について実験したが、2SA17 では  $K$  の小さいところでは計算値に接近するが  $K > 0.05$  では双方共相当離れて来る。又 2SA247 では斜線以下の  $K$  では  $C_{bc}$  によるオーバーシュートのため実測出来ず夫々計算値より  $G$  の大きい方にずれているが、これは  $R_L$  に直列に挿入される  $r_E$  が影響していると考えられる。

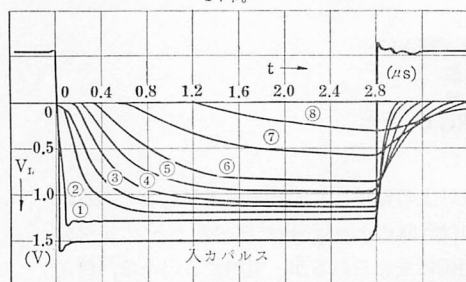
いずれの場合も計算値と多少のずれがあるが、最大平坦の意味での臨界曲線の実測値であることと、 $R_L$  が違えば当然その平坦特性の現れ方に影響が出て来ることが原因していると思われるが、理論的な最良点でなく実用範囲の  $G, K$  が選択出来るという利点もある。

又 2SA247 では特に、 $K=1$  付近では  $K$  の増加、実際は  $C_e$  の増加 ( $G$  は一定値にとる) によるオーバーシュートが現われず、立上りが早くなり又遅くなる様

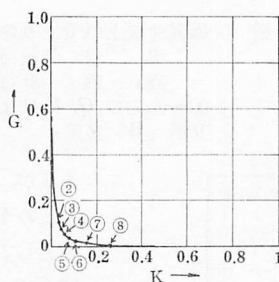
[A] 直線  $G=K-\frac{1}{1+\beta_0}$  上の各点の応答波形

	G	K	$R_s(k\Omega)$	$C_s(PF)$
1	0.005	0.014	100	12
2	0.01	0.019	50	20
3	0.02	0.029	25	37
4	0.043	0.052	11.5	75.5
5	0.06	0.069	8.1	100
6	0.1	0.109	5	170
7	0.3	0.309	2.3	337
8	0.6	0.609	1.5	500

$G=K-\frac{1}{1+\beta_0}$  上の各点の値



[B] 臨界曲線上の各点の応答波形

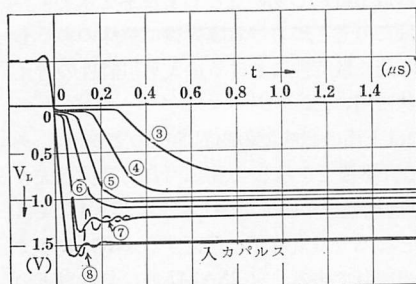
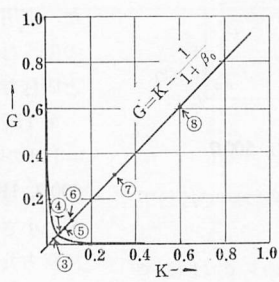


	G	K	$R_s(k\Omega)$	$C_s(PF)$
1	0.991	0.009	0.3	4
2	0.1	0.028	5	45
3	0.06	0.0396	8.1	68.2
4	0.043	0.052	11.5	75.5
5	0.03	0.063	16.5	94
6	0.02	0.097	25	150.5
7	0.01	0.163	50	260.4
8	0.005	0.2554	100	412

臨界曲線上の各点の値

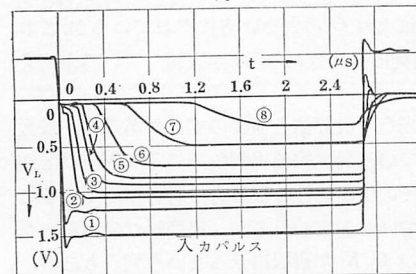
第9図 パルス応答実測波形

2SA17,  $R_L 500\Omega$

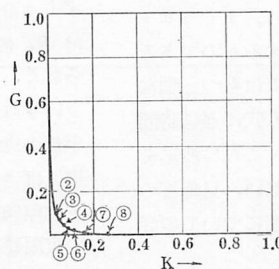
[A] 直線  $G=K-\frac{1}{1+\beta_0}$  上の各点の応答波形

	G	K	$R_s(k\Omega)$	$C_s(PF)$
1				
2				
3	0.02	0.0282	25	3
4	0.0413	0.0496	12	8
5	0.06	0.0682	8.1	13
6	0.1	0.1082	5	22.5
7	0.3	0.3082	1.5	70
8	0.6	0.6082	0.72	150

$G=K-\frac{1}{1+\beta_0}$  上の各点の値



[B] 臨界曲線上の各点の応答波形



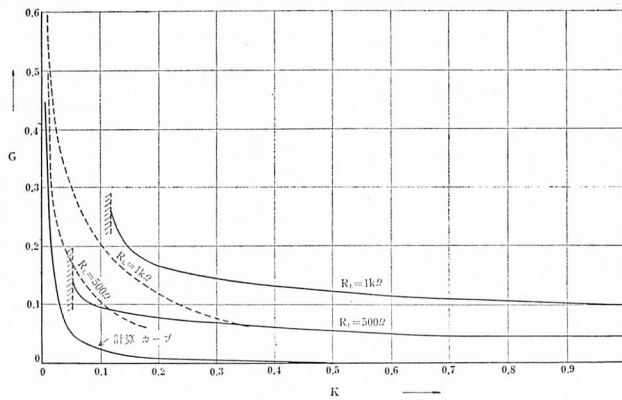
	G	K	$R_s(k\Omega)$	$C_s(PF)$
1	0.9917	0.0083	0.3	0
2	0.1	0.0242	5	2
3	0.06	0.0364	8.1	5
4	0.0413	0.0496	12	8
5	0.03	0.0647	16.5	12
6	0.02	0.0901	25	18
7	0.01	0.1532	50	33.5
8	0.005	0.2424	100	65.4

臨界曲線上の各点の値

第10図 パルス応答実測波形

2SA247,  $R_L 500\Omega$





第 11 図 臨 界 曲 線 実 測 値

実 線 2 SA 247

点 線 2 SA 17

子が良く観測された。(2SA17 では  $K > 0.4$  では立上りが極端に遅くなりこの点は観測出来ない) もつと厳密な意味で臨界曲線を描くには、観測的に区別し易い基準を設定するか、予め計算された波形に合う応答を示す  $G, K$  を選ぶかであるが、周波数特性の方から、 $C_e$  についての平坦性を調べて、対比させることも一方方法である。

#### (6-4) リンギング周波数

$G, K$  平面上における  $G = K \frac{1}{1 + \beta_0}$  なる直線上における減衰振動の周波数及び実測値を第 3 表にまとめてみた。減衰振動波形の特長として、立上りの遅い程、振動の持続時間の長い事が挙げられるが、(6-1) 式から  $\omega_\beta$  の大きい事は減衰振動の減衰を早め、(22)式か

第 3 表 リンギング周波数 (a) 2SA17

G	K	$\alpha$	$\omega_\beta \alpha$ s <sup>-1</sup>	$f_0$ Mc	$\theta_1$ deg.	リンギング周波数 (Mc)		
						$R_L = 500\Omega$	700Ω	1KΩ
0.06	0.069	8.17	$\times 10^6$	1.272	44.9	オーバーシュート	オーバーシュート	オーバーシュート
0.1	0.101	5.55	6.66	1.716	63.15	"	"	"
0.2	0.209	3.37	4.05	1.91	76.65	1.785	"	"
0.3	0.309	2.6	3.12	1.95	81.1	"	1.785	"
0.4	0.409	2.21	2.534	1.968	83.28	1.85	"	1.785
0.6	0.609	1.81	2.172	1.978	85.5	1.92	1.85	"
0.8	0.809	1.61	1.932	1.99	86.63	"	"	1.85
0.991	1	1.491	1.79	2	87.28	2	"	"

(b) 2SA247

G	K	$\alpha$	$\omega_\beta \alpha$ s <sup>-1</sup>	$f_0$ Mc	リンギング周波数 (Mc)	
					$R_L = 500\Omega$	1KΩ
0.06	0.0683	8.25	$\times 10^6$	9.47	クリティカル	クリティカル
0.1	0.1083	5.56	67.4	12.31	オーバーシュート	"
0.2	0.2083	3.38	45.4	13.56	"	オーバーシュート
0.3	0.3083	2.66	27.6	13.7	12.5	"
0.4	0.4083	2.21	21.71	14	"	"
0.6	0.6083	1.815	18.05	14.12	"	"
0.8	0.8083	1.615	14.81	14.18	"	12.5
0.9917	1	1.495	13.2	14.23	"	"

ら立上り時間の小さくなることがわかる。又、 $\beta$  双曲線の中心対称軸  $(G=K-\frac{1}{1+\beta_0})$  上では振動周波数が  $G, K$  の増大と共に増加していて、又、 $G$  が増加すれば位相角  $\theta_1$  が大きくなることが第9, 10図より確かめられ、更に立上りの初期のピーク値は入力波形の直流レベルより大きくなる。

2SA247 では  $G=0.991$  で約30%も増大しているがこれによつて、規定エミッタ、ベース順方向バイアスを越えない様に注意を払う必要がある。

## 7. 結 論

(1) エミッタ・フォロワで安定なパルス伝送を行うためには、臨界曲線上に於ける  $G$ 、及び  $K$  を選べば充分であるが、立上り特性の点から、応答が早く、且つ安定であるためには  $G, K$  の値に特に考慮が払われねばならない。2SA17 を例に取れば、立上り時間を  $0.3 \mu s$  以下にするには  $K$  は  $0.03$  以下  $G$  は  $0.1$  以上、即ち負荷抵抗  $500 \Omega$  で  $R_0 < 5 K\Omega$ ,  $C_e < 45 PF$  にしなくてはならない。又  $C_e$  には必然的に  $C_{bc}$  が含まれるから  $C_{bc} \doteq 10 PF$  とすれば並列に挿入出来る容量の最大限界は  $35 PF$  ということになる。立上りの最良点は  $K=0.009$  で与えられるが、この場合では  $C_e$  は  $C_{bc}$  以下となり、実際には実現不可能である。

(2) 立上り特性を良好ならしめるには、立上りの最良点  $K=1/(1+\beta_0)$  を出来る丈大きくして所要の立上り時間以内で附加出来る容量の範囲を拡げることである。

この為には  $\beta_0$  を小さくすることが必要であるが、 $\beta_0$  は  $50$  以下迄下げないと著しい効果は期待出来ず、又利得が大きく得られず不利である。又  $\omega_\beta$  が大きい事は立上り時間は短縮するが、これも亦、 $C_e$  の範囲の拡大には矢張りマイナスの効果をもたらすが、2SA247 の立上り特性で検討したごとく、 $K>1$  での第2の臨界点での動作は実現出来れば興味のあるところである。但しこの場合はどうしても  $G$  が相当に小さくなくてはならぬから果して、特性の向上があるかは疑問である。

電流増巾率  $\beta$  の高周波における減衰をインダクタンスによる共振で補う方法は、通常、負荷抵抗に  $L$  を直列に挿入することによつて為されるが、この種の補償回路も、検討してみる必要がある。

(3) 電流増巾定数  $\beta_0$  の立上り特性に及ぼす影響を

もつと詳細に検討すべき段階であると考えられる。現在では殆んど低周波小振巾における定数を一定値として、計算に用いているが、パルスでは出力の最終直流レベル迄直線的に相当な変化があり、その間すべて  $\beta_0$  が一定値であるとは考えられない。即ち  $\beta_0$  を動作バイアス電圧の関数と考えねばならないという事になるが、この問題は非直線性を含むことになり、解析が相当煩雑になると予想されるが、簡単な直線関係で近似して、伝達特性に導入して見ることは無駄ではないと考えられる。

(4) 解析に用いた変形T形等価回路は、伝達関数を求める際に相当な近似を行つたが、結果的には種々の特性を説明するのに充分である。

もつと基本的な複雑なものを用いるともつと詳細な結果が期待出来るが、伝達関数の次数が上り、時間的な応答を計算することが非常に困難となる。特性方程式については3次になると、解析が余程複雑になり、2次に簡略化出来る条件を色々と与えて、実際には2次における応答を考えればよいことになる。今後はこの解析を基にして、ベース側に零点が挿入された場合、又  $L$  補償等について取扱つて行き度いと考えている。

## 謝 辞

此の報告書は筆者の九大工学部電子工学科にて内地研究生中に、実験を行つたもので、同科米山教授のエミッタ・フォロワの安定化について解析された理論を骨子として、パルスの応答特性に応用したものである。等価回路の有効な簡略化、各素子の定数の規格化、特性方程式の根より安定不安定について論ずる事等、同教授より御教示を受けた所大である。ここに改めて、感謝の意を表する次第である。

終りに、この稿をまとめるに当り、終始御指導、御鞭撻を賜つた恩師中富教授に感謝致します。

## 文 献

- (1) 米山: Emitter follower の安定性について。昭和38年度九大工学集報。
- (2) Bénéteau: Stable wide band emitter followers, Fairchild semiconductors, APP-41.
- (3) Joyce and Clark: Transistor Circuit Analysis, p. 264~269, Addison Wesley.