

トランジスタの容量性負荷を有するエミッタ・ ホロワのパルス応答について

—過剰なターン・オン遅れ現象についての解析—

川原 浩 一 郎

(受理 昭和40年5月31日)

ON THE PULSE RESPONSE OF A CAPACITIVELY LOADED TRANSISTOR EMITTER FOLLOWER

-Analysis on the Excess Delay Phenomena-

Kōichirō KAWAHARA

When a transistor is triggered from reversely biased voltage, the excess turn on delay phenomena occurs before the ordinary response by the influence of a base to emitter junction capacitance.

Analysis and experiments are carried out concerning how this excess delay time τ_d and its wave form are affected by the magnitude of reverse bias and source impedance.

Moreover, taking into account that C_{be} is a function of reverse bias, τ_D is obtained by drawing approximate discharge curves of such non-linear capacitance as C_{be} .

1. ま え が き

ターン・オンの過渡応答出力は入力パルスが零バイアスより駆動された時と、或る逆バイアス点より駆動された時とで、立上りの初期に於てその波形を異にする。

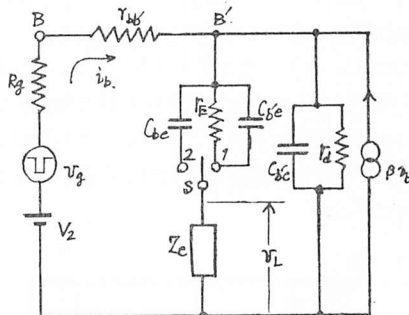
即ち後者の場合はベース・エミッタ間接合容量の逆バイアスによる充電電荷が電源抵抗及び負荷を通じて放電を終る迄、トランジスタは能動状態に達し得ず、遮断状態が続き、出力にはコレクタ電流と同方向の放電電流により過剰な遅れ応答が発生し、パルス応答の高速化に悪影響を及ぼす。

この現象を抑えるには電源抵抗 R_g に並列に小さな容量を挿入しパルス応答の改善と共に、 τ_D の軽減に役立たせる事が有効と考えられる。

そこで今回は、この非直線接合容量 C_{be} が逆バイアスより駆動されたパルス応答に及ぼす影響を考察並びに実験を行なつたのでその結果を報告する。

2. 遮断時の等価回路

遮断時と能動時を連続して接続する等価回路を考えるには、当然電圧電流に対して非直線的な変化を有する各種パラメータを考慮せねばならず、現在ではまだ見当らない。そこで第1図に示す高周波等価回路において、スイッチ、'S'により両状態を切り換えて、遮



第1図 しや断時を含む等価回路

- $r_{bb'}$: ベースひろがり抵抗
- R_g : 電流抵抗
- r_E : エミッタ順方向接合抵抗
- C_{bc} : コレクタ接合容量
- C_{be} : エミッタ接合容量
- C_{be} : エミッタ拡散容量
- Z_e : 負荷インピーダンス (負荷抵抗 R_L と
附加容量 C_e の並列回路)
- r_d : コレクタ抵抗
- β : エミッタ接地電流増巾定数

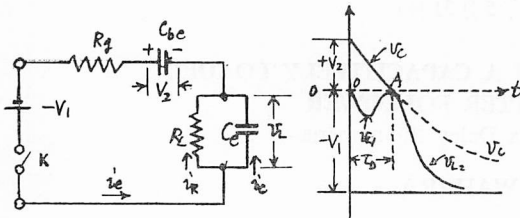
断状態には独立した等価回路を与えている。

Sが接点2の時は遮断状態で、この時ベース電流 i_b は零で、電流源 βi_b は勿論存在しない。

3. 過剰なターン・オン遅れの回路解析

今解析しようとしている過剰なターン・オン波形は

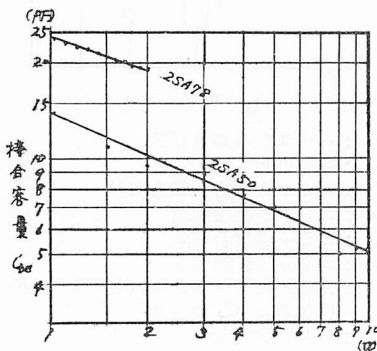
第2図 (a) のごとき遮断時の等価回路において、 $+V_2$ なる逆バイアス状態(供試トランジスタは PNP形)の電圧から、 $-V_1$ なる順方向バイアス電圧迄、階段状に駆動された場合、第2図 (b) に示すごとき出力応答 v_{L2} が立上る前に、同方向に現われる小さなピークを持つ過渡波形 v_{L1} である。



(a) 等価回路 (b) 応答略図
第2図 しや断時の応答

この波形 v_{L1} の定性的な一面として、 v_{L1} の持続中はトランジスタは遮断され、コレクタ電流は流れていない。従つてこの波形は C_{be} の電荷の放電電流により生じたもので、その持続時間 τ_D は逆バイアス電圧、及び電源抵抗 R_g にほぼ比例して長くなる。

そこで C_{be} の値が第3図に示すごとく、その両端にかかる電圧に対して変化する非直線性の容量として、遮断時の等価回路に入れて、逆バイアスの初期の電圧 V_2 による C_{be} の充電電荷が如何に放電するかについて調べてみる。



第3図 逆バイアスによる接合容量の変化

今 $-V_1$ をスイッチ・オンする前に $+V_2$ が C_{be} の両端に存在し、 $-V_1$ でトリガ一され、流れ込む電流 i_b による C_{be} の電圧降下を v_c とすれば、 C_{be} には $V_2 - v_c$ なる電圧がかかっていることになる。そこでその時の C_{be} の値は次式で示される。(但し、階段状接合

面を有する合金形トランジスタの場合)

$$C_{be} = K(V_2 - v_c)^{-1/2}, \quad K \text{ は定数} \dots\dots (1)$$

但し、(1) 式は $v_c < V_2$ の範囲で成立するものである。

この時の C_{be} の電荷 q_{be} は

$$q_{be} = 2K(V_2 - v_c)^{1/2} \dots\dots\dots (2)$$

である。そこで第1図 (a) において次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} \frac{dq_{be}}{dt} &= \frac{v_L}{R_L} + C_c \frac{dv_L}{dt} \\ -\left(v_L + R_g \frac{dq_{be}}{dt}\right) + \left(\frac{q_{be}}{2K}\right)^2 &= -V_1 \end{aligned} \right\} \dots\dots (3)$$

但し、 $t=0$ において、 $q_{be} = 2KV_2^{1/2}$ 。

(3) 式のごとき連立微分方程式を q_{be} についてまとめると次のごとき2階の非線形微分方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{d^2 q_{be}}{dt^2} + \left(\frac{R_L + R_g}{C_c R_g R_L}\right) \left(1 - \frac{1}{2K^2(R_L + R_g)} q_{be}\right) \frac{dq_{be}}{dt} \\ + \frac{q_{be}^2}{4C_c R_L R_g K^2} = \frac{V_2}{C_c R_g R_L} \dots\dots (4) \end{aligned}$$

そこで $+V_2$ がかかっている時の C_{be} の値を C'_{be} とし、 v_c の変化に対して一定とすれば、(4) 式は次のごとき2階の線形微分方程式となる。

$$\frac{d^2 q_{be}}{dt^2} + \frac{\alpha}{\beta} \frac{dq_{be}}{dt} + \frac{1}{\beta} q_{be} = \frac{Q_0}{\beta} \dots\dots (5)$$

$$\text{但し、} \begin{cases} \alpha = C'_{be} C_c R_L R_g \\ \beta = C_c R_L + C'_{be} R_g + C'_{be} R_L \\ Q_0 = C'_{be} (V_1 + V_2) \end{cases}$$

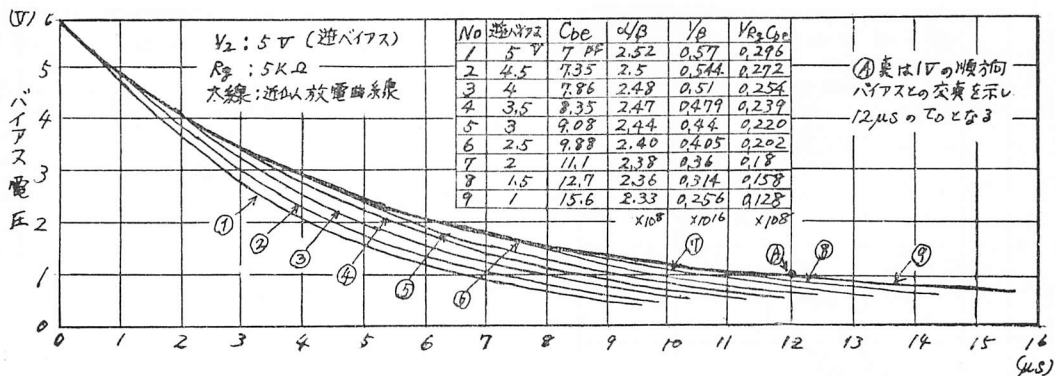
以下 (4)、(5) 式をもとにして実験を行なう。

4. 実験結果並びに検討

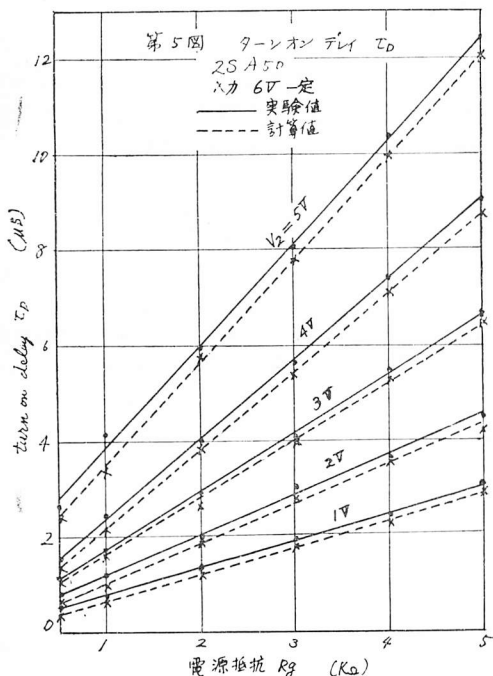
第4図に (3) 式について近似応答波形を逐次接続させて応答を求めた結果を示す。トランジスタは 2SA50 (ゲルマニウム合金形) について、5V の逆バイアスを10等分して各逆バイアス点における C'_{be} の値をその電圧区分区間だけは一定値と仮定して (5) 式による応答を求め、前記区分区間を順次つぎ合せて各応答の上部に示されている応答曲線 (濃い線の部分) を得る。

入力が $-6V$ の時トランジスタが能動状態に入るのは $1V$ の線との交点で示され (同図A)、第5図の $V_2 = 5V$ の線上の τ_D に一致し、積分容量⁽¹⁾で計算した値及び実測値にほぼ一致する。

(3) 式は直接解くことが非常に困難で、又アナログ



第4図 C_{be} の近似放電曲線 (2SA50)



計算機で応答を求めてみたが、実験結果とうまく合致せず、結局この近似法により C_{be} の放電曲線を描くことを試みたわけである。

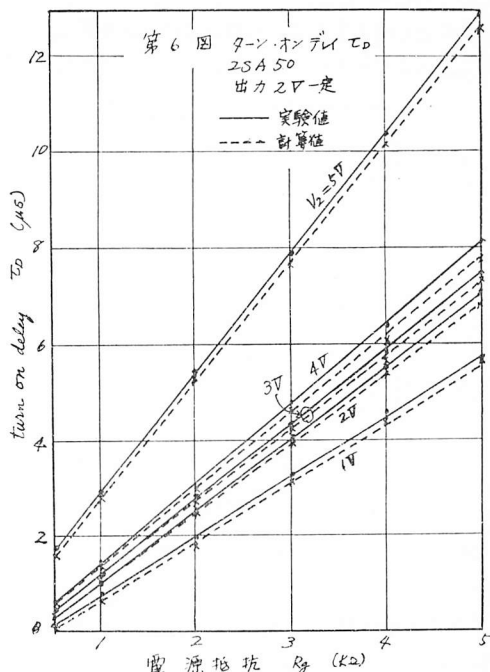
前記の近似法は実際の過剰デレイ応答を求めるのに充分であるが、計算が複雑で、 τ_D の算出⁽²⁾には従来解析されてい積分容量で充分である事が確かめられた。

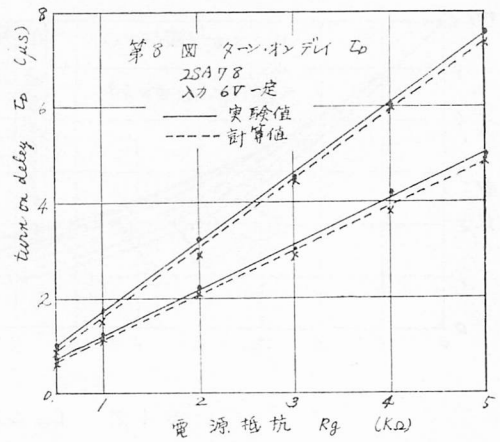
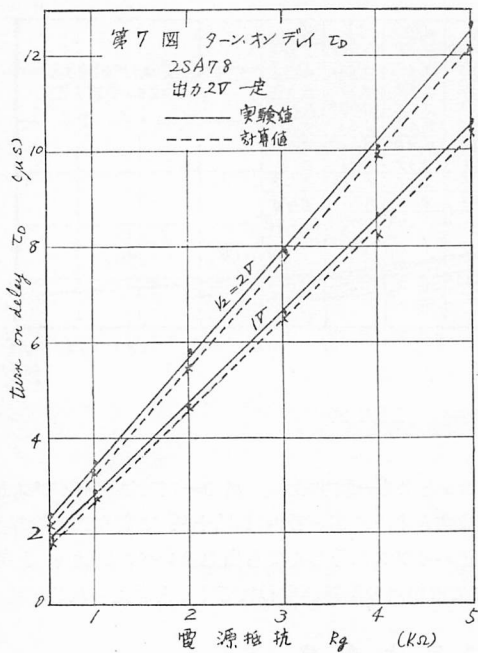
又、第5図～第8図には 2SA50, 2SA78 について、出力一定と入力一定と夫々2種の τ_D が測定されているが、入力一定は積分容量 $2C_{be}^{(1)}$ で計算されてい

る τ_D とよく一致するが、出力一定では逆バイアスが変化すと全トリが一振中は $V_1 + V_2$ で変わるの、両者は逆バイアスは等しくても出力のレベルの違いより τ_D には相当の差異が現われてくると考えられる。

5. あとがき

ターン・オン遅れの応答波形がエミッタ・ホロワでは出力と同方向に立上りの初期において発生し、その持続時間は従来の積分容量を用いる方法、又非直線容





題である。

終りに終始御討論，又有益な御助言を受けた本学武石助教授に感謝の意を表すると共に，卒業論文の一半として実験を行なつた昭和39年度電気工学科卒業生有村，村田両君の労を謝するものである。

文 献

- 1) ル・カン他：“スイッチングトランジスタの解析”，p. 47，喜田村他訳，朝倉版。
- 2) 有住・和田：“ドリフトトランジスタの大信号過渡応答”，電通誌，47，p. 80（昭39）。

量の影響を近似応答を接続して得られる波形によつても求められる。

過剰ターン・オンの出力波形は(3)式を v_L について解くことにより，その概略値が実際の波形と一致することも確かめられた。今後はこの τ_D を前述の回路的な工夫より短くし，又は消滅させる事は興味ある問