

琉球大学学術リポジトリ

三安定回路の構成と解析

メタデータ	言語: 出版者: 琉球大学工学部 公開日: 2013-10-04 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 鉢嶺, 元助, Hachimine, Gensuke メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/20.500.12000/27714

三安定回路の構成と解析*

鉢 嶺 元 助*

Studies on the Tri-Stable State Circuit and its Theoretical Analysis

Gensuke HACHIMINE

Summary

This paper presents a Tri-stable state circuit using N—P—N transistor and its theoretical analysis.

This basic circuit, consisting of two N—P—N transistors and four germanium diodes, is connected between the one transistor's collector and the other transistor's base resistor with the diode pair.

An object to be analyzed in this paper are consists of the following four parts;

- 1) Conditions for a magnitude of the input triggering pulses to be transfer the circuit state.
- 2) The time for an input triggering pulses which is supplied to the base to be transfer the circuit state completely.
- 3) Variations of the collector current I_C and the base voltage V_B while the state transition.
- 4) Dependence of the necessary condition on the circuit parameters.

The necessary conditions for a triggering pulses magnitude are derived from an equivalent circuit, and are important to realized a ternary logic circuit for they are implies the circuit parameters only.

This circuit is applicable in many other areas repuiring ternary control, such as speed independence logic and fail safe logics.

1. まえがき

近年、国内外において三値論理やその具体的な回路についての研究が活発におこなわれつゝある。三値論理の重要性として取り上げられるのは

- (1) 二値に比較して取り扱う情報量が大きい。
- (2) 演算速度が速い。
- (3) 最も少ない素子数で多くの数を表現することができる。

ということである。すなわち、 P 進数で数値を表現したとき n 桁の数は

$$a_{n-1} \cdot P^{n-1} + a_{n-2} \cdot P^{n-2} + \dots + a_2 \cdot P^2 + a_1 \cdot P^1 + a_0 \cdot P^0$$

となり、これによって作り出される数が P^n 個ある。一般に、 P 進数 n 桁を作るのに P 個の素子が必要とな

ってくるので、 P 進数 n 桁の場合には $n \cdot P$ 個の素子が要求される。このような考え方から素子数を最小にする最適な P (進数) を算出してみる。

$$P^n = M \dots \dots \text{作り出す数値の数}$$

$$n \times P = x \dots \dots \text{必要な素子の数}$$

両式より P を求めると

$$\log P = 1$$

$$\therefore P = \exp(1) = 2.718$$

となり三進数が最も良い論理体系となる。三値論理の理論体系は多値論理の一環として体系づけられているが、具体的な回路を構成する場合実在する回路素子が物理的に二値にしか適さず、三値あるいはそれ以上の論理回路を構成しようとするとき安定性の面で大きな障害がおこる。ところが最近 D. M. Taub, 原田, 三根らが三安定回路なるものを各々異った角度から作り出

受付: 1972年11月20日

* 琉球大学工学部電気工学科

し、物理的な障害が一步步取り払われつつある。本論文で取り扱う三安定回路はエックルスジョルダン形フリップ、フロップのたすき回路をSiダイオード対と抵抗の直列回路におきかえ、その接続点とトランジスタのコレクタをフィードバック抵抗で結び、両方のトランジスタがともに能動領域にある場合にも安定点がえられるようにし、ON, OFF, ACTIVEの三つの状態を作り出すように設計されたものである。これまで著者の知る範囲において、この回路に対する詳細な回路解析が見当らず、設計をおこなうときに非常に不便をきたす。そこで実際に回路を設計する場合使用トランジスタの特性とバイアス電源が設定されたとき、どのような条件を満足すれば安定に状態遷移をおこなうかを具体的に示し、回路パラメータに対する依存性をも与える。

なお、本論文で取り扱う解析事項は次の四点である。

- (1) 回路が状態遷移をおこなうために必要なトリガパルス振巾に対する条件。
- (2) 回路が状態遷移を完了するまでのトリガパルスの印加時間。
- (3) 状態遷移時の回路各部の電圧、電流の時間的变化。
- (4) 遷移条件式の回路パラメータに対する依存度。

まず、回路解析に入るまえに取り扱う回路の動作機構について次に説明する。

2. 供試回路の動作機構

Fig. 1 は、ここで論じる三安定回路の基本となるインバータ回路を示している。

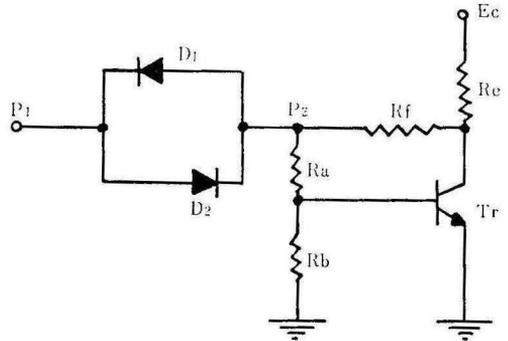


Fig-1 Tri-Stable Inverter Circuit

図において、P1 点の電位がTr のエミッタ電位に等しいときP2 点の電位はダイオードの順方向電位降下 V_0 に等しくなるので、Tr は第1状態 (OFF 状態) となる。逆に、P1 点の電位が電源電圧 E_c (V) に等しくなると Tr のベース電位がしゅ断電位以上になって第2の状態 (ON 状態) となる。一方、P1 点の電位とP2 点の電位との差がダイオードの接触電位差 ϕ

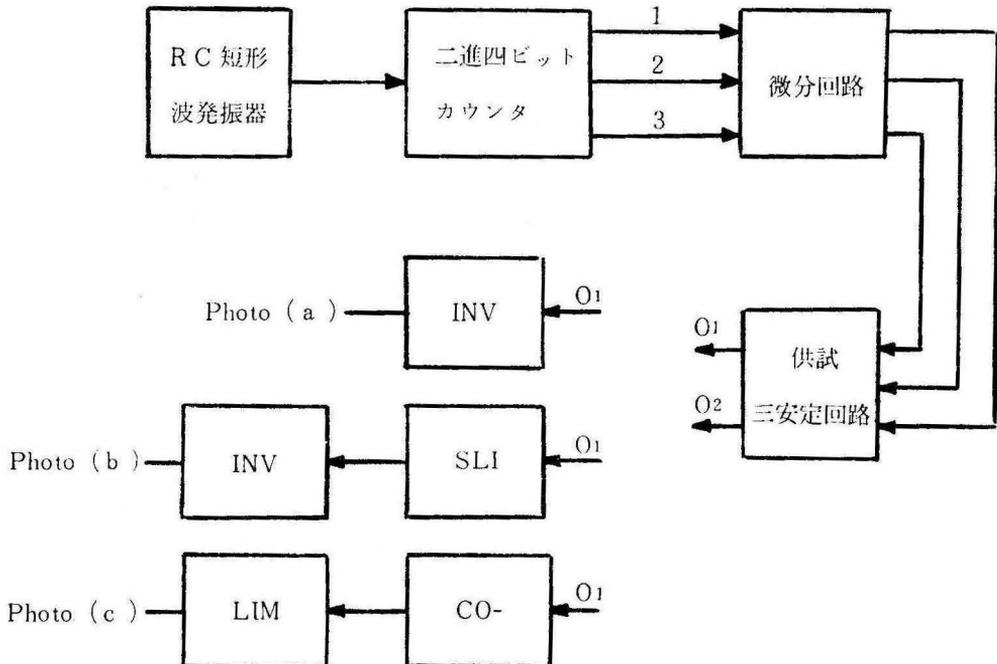


Fig. 0 Schematic Diagram for Tri-stable state measurement.

(V) よりも小さいときには両方向のダイオード対はしゃ断状態となり、回路はあらかじめ決められた安定状態に入る。これがすなわち第3の状態 (ACTIVE 状態) である。このようなインバータを二個たすき状に接続することによって三安定回路が構成される。

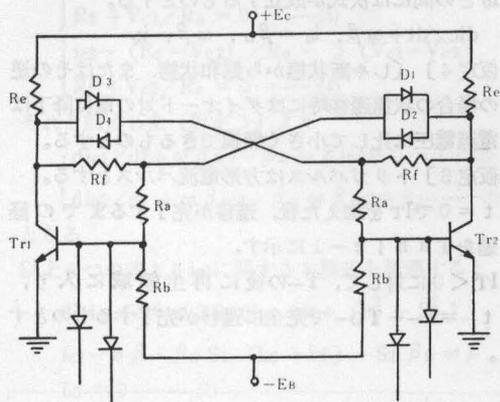


Fig 2 Tri - Stable state Basic Circuit

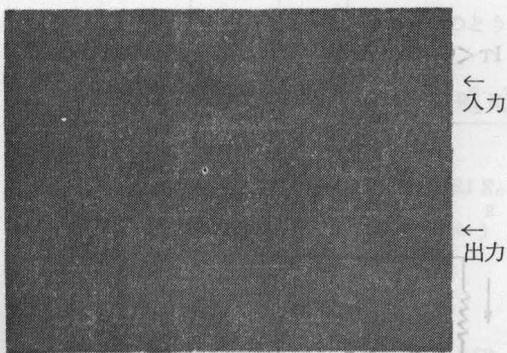


photo (a) (Horizontal 300 μs/cm)
(Vertical 3v/cm)

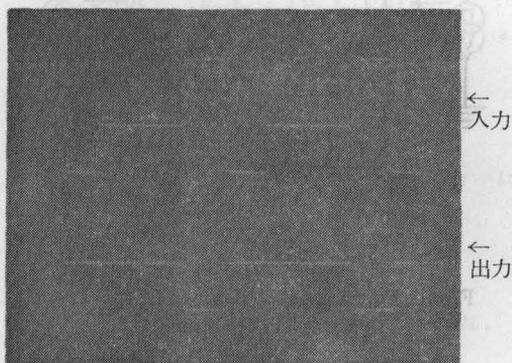


Photo (b) (Horizontal 300 μs/cm)
(Vertical 3v/cm)

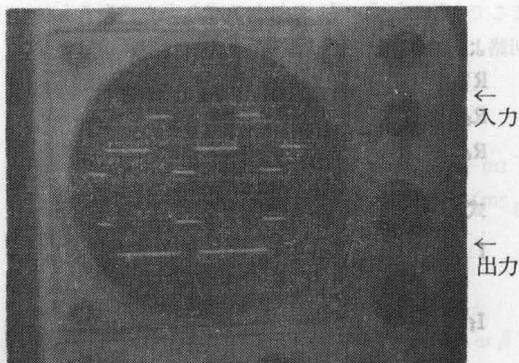


Photo (C) (Horizontal 300 μs/cm)
(Vertical 3v/cm)

3. 三安定回路の安定条件

- 1) 今, Tr が OFF となるための条件を求めると,

$$V_{B1} = R_b (I_e - I_2 - I_3) = R_b (V_D - V_{C3}) / (R_a + R_b) \leq V_A$$

ただし V_D : ダイオード順方向電位降下

V_{C3} : ON におけるエミッターコレクタ電圧

V_A : トランジスタを OFF にするための最大ベース電圧

$$\therefore R_b \leq V_A / \{ (V_D + V_{C3} - V_A) / R_a \}$$

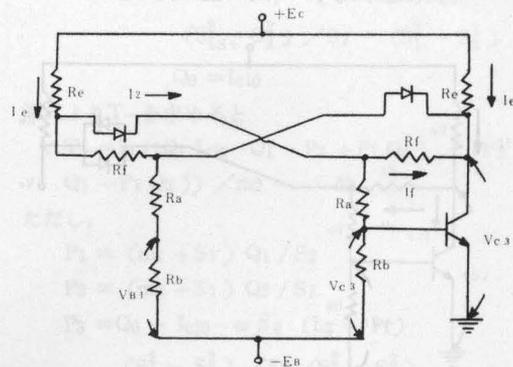


Fig-3 Simplified Circuit to derive ON-OFF Conditions

次に Tr_2 が ON であるための条件は

$$I_{C3} \leq \beta I_{B3}$$

$$I_{C3} = I_f + I_3 + (E_C - V_{C3}) / R_e \neq I_f + I_e - I_2 + (E_C - V_{C3}) / R_e$$

$$I_{B3} = I_2 - I_f - V_{B3} / R_b$$

R_b に関して整理すると

$$R_b \geq \beta V_{B3} / (1 + \beta) I_2 - (1 + \beta)$$

$$\cdot I_f - I_e - (E_C - V_{C3}) / R_e$$

ここで、 I_e , I_f 及び I_2 を与える式を求めてみると回路より

$$\begin{aligned} R_e \cdot I + (I_2 - I_f) R_f + V_D + V_{C3} &= EC \\ R_a (I_2 - I_f) + V_{B3} &= R_f I_f + V_{C3} \\ R_e I + V_D + (I_2 - I_f) R_a + V_{B3} &= EC \end{aligned}$$

3 式より

$$\begin{aligned} I_2 &= 2R_a (EC - V_D - V_{C3}) + R_f (EC - V_D - V_{B3} / R_f (R_a + R_e) + 2R_e R_a \\ I_f &= (R_e + R_a) (EC - V_D - V_{C3}) - R_e (EC - V_D - V_{B3}) / R_f (R_a + R_e) + 2R_a R_e \\ I_2 &= (R_a - R_e)(R_c - V_D - V_{C3}) + (R_e + R_f)(EC - V_D - V_{B3} / R_f (R_a + R_e) + 2R_e R_a \end{aligned}$$

次に両 Tr が能動領域にとどまっているための条件を求めると

$$V_{C2} - R_f I_f + \phi = V_C$$

$$V_C = V_{C2}$$

$$\therefore R_f I_f \leq \phi$$

$$\begin{aligned} \text{一方 } I_f &= \Delta C_2 - V_{B2} / R_a + R_f = (\beta R_e - R_D) V_{B2} + R_b R_C / \{(\beta + 1) R_e + (R_a + R_f)\} \\ \therefore R_b &\geq \beta R_e R_f \cdot V_{B2} / \phi \{(\beta + 1) R_e + (R_a + R_f)\} + R_f V_{B2} - R_f EC \end{aligned}$$

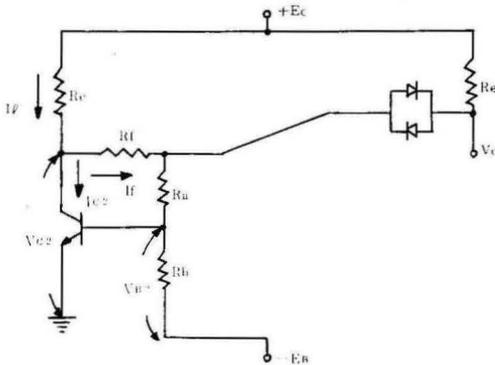


Fig-4 Simplified Circuit to derive ACTIVE Conditions

4. 三安定回路の解析

これからの解析は、Fig-2 の回路を用い次の仮定のもとづいておこなう。なお、ここではスピードアップコンデンサは取扱わないことにする。

仮定 1) 回路に組みこまれた二個の Tr は $N-P-N$ タイプのものとし、その特性は同一で活性領域の全範囲において、エミッタ接地電流増巾率 β_0 としや断

角周波数 ω β は変化せず一定である。

仮定 2) Tr のコレクタ、ベースおよびエミッタはしや断状態、飽和状態において互に絶縁、短絡されるものとする。

仮定 3) 活性領域中のコレクタ電流 i_c とベース電流 i_b との間には次式が成立するものとする。

$$di_c/dt + \omega \beta, i_c = \beta_0, \omega \beta, i_b$$

仮定 4) (しや断状態から飽和状態、またはその逆の場合の状態遷移時にはダイオード対の電位降下は電源電圧に比して小さく無視できるものとする。

仮定 5) トリガパルスは方形電流パルスとする。

$t = 0$ で I_T を加えた後、遷移が完了するまでの経過を $T_{a b l e - 1}$ に示す。

$I_T < 0$ に対して、 T_- の後に再生領域に入り、 $t_+ = T_- + T_0$ で完全に遷移が完了するものとする。

極性	印加点	Tr	定状態	非再生領域	再生領域
$I_T < 0$	Tr1 のベース	Tr1	ON	ACTIVE	ACTIVE
		Tr2	OFF	OFF	ACTIVE

Table-4 状態遷移表

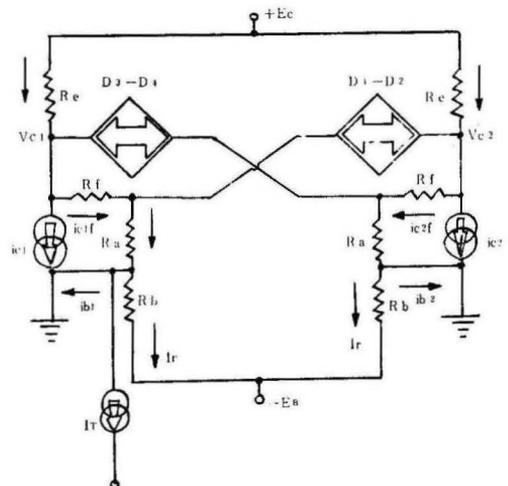


Fig-5 Equivalent Circuit while the Tr_1, Tr_2 are ACTIVE States.

4-1 再生領域中の動作解析

Fig-2 の回路の再生領域における等価回路を Fig-5 に示す。

Tr_1, Tr_2 のベース, コレクタにおける節点方程式をたてると

$$\begin{cases} ib_1 - I_T + I_r - V_{c2}/R_a = 0 \dots\dots\dots(1) \\ ib_2 + I_r - V_{c1}/R_a = 0 \dots\dots\dots(2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} ic_1 - (E_c - V_{c1})/R_e - 2(V_{c2} - V_{c1})/R_f + V_{c1}/R_a = 0 \dots\dots\dots(3) \\ ic_2 - (E_c - V_{c2})/R_e - 2(V_{c1} - V_{c2})/R_f + V_{c2}/R_e = 0 \dots\dots\dots(4) \end{cases}$$

それと前述した〔仮定3〕より

$$d ic_1 / dt + \omega \beta ic_1 - \beta_0 \omega \beta ib_1 = 0 \dots\dots\dots(5)$$

$$d ic_2 / dt + \omega \beta ic_2 - \beta_0 \omega \beta ib_2 = 0 \dots\dots\dots(6)$$

となる

以上6つの式より ic_1 に関する方程式を誘導すると

$$d^2 ic_1 / dt^2 + 2 S_1 d ic_1 / dt + (S_1^2 - S_2^2) ic_1 - \omega \beta \cdot \beta_0 S_1 (L_3 + I_T) - S_2 \beta_0 \omega \beta L_3 = 0 \dots\dots\dots(7)$$

(7)式より ic_1 を求めると

$$ic_1 = Q_1 \exp(m_1 t) + Q_2 \exp(m_2 t) + Q_0$$

ただし $S_1, S_2, L_3, m_1, m_2, Q_0$ は各々次のとおりである。

$$S_1 = \omega \beta - \beta_0 \omega \beta (2 R_a R_e^2 R_f / (4 R_a^2 R_e^2 - (R_f R_a + 2 R_a R_e + R_f R_e)^2))$$

$$S_2 = \beta_0 \omega \beta R_f R_e (R_f R_a + 2 R_e R_a + R_f R_e) / (4 R_a^2 R_e^2 - (R_f R_a + 2 R_a R_e + R_f R_e)^2)$$

$$L_3 = (K_1 K_3 - K_2 K_3) / (K_2^2 - K_1^2)$$

$$K_1 = 2 R_a / R_f$$

$$K_2 = - (R_f R_a + 2 R_e R_a + R_f R_e) / R_f R_e$$

$$K_3 = E / R_e - ((R_f R_a + 2 R_a R_e + R_f R_e) / R_a R_f R_e) R_a I_r + 2 R_a I_r / R_f$$

$$I_r = E_B / R_b$$

$$m_1 = -S_1 + S_2$$

$$m_2 = -S_1 - S_2$$

$$Q_0 = (S_2 \beta_0 \omega \beta L_3 + \omega \beta \cdot \beta_0 S_1 (L_3 - I_T)) / (S_1^2 - S_2^2)$$

4-1-1 T_-, ic_1, ic_2 の算出

次のような初期条件のもとで ic_1 の未定係数 Q_1, Q_2 を決定する。

$$\begin{cases} t=0: ic_1 = I_{c10} \\ t=0: d ic_1 / dt = 0 \end{cases}$$

両式より,

$$ic_1 |_{t=0} = Q_1 + Q_2 + Q_0 = I_{c10}$$

$$d ic_1 / dt |_{t=0} = m_1 Q_1 + m_2 \cdot Q_2 = 0$$

$$\therefore Q_1 = m_2 (I_{c10} - Q_0) / (m_2 - m_1)$$

$$Q_2 = m_1 (Q_0 - I_{c10}) / (m_2 - m_1)$$

$$\therefore ic_1 = m_2 (I_{c10} - Q_0) \cdot \exp(m_1 t) / (m_2 - m_1) + m_1 (Q_0 - I_{c10}) \cdot \exp(m_2 t) / (m_2 - m_1) + Q_0 \dots\dots\dots(8)$$

以上の関係式より ic_2 は,

$$ic_2 = (m_1 + S_1) Q_1 \cdot \exp(m_1 t) / S_2 + (m_2 + S_1) \cdot Q_2 \cdot \exp(m_2 t) / S_2 - \omega \beta \beta_0 (L_3 - I_T) (S_1^2 - S_2^2) / S_2 \cdot (S_1^2 - S_2^2) + Q_0 \dots\dots\dots(9)$$

次に, 再生領域から飽和領域までの遷移時間を求めてみる。

今, $t=T_-$ で遷移が完了するものとするとき次式が成立する。

$$ic_1 |_{t=T_-} = m_2 (I_{c10} - Q_0) \cdot \exp(m_1 T_-) / (m_2 - m_1) + m_1 (Q_0 - I_{c10}) \cdot \exp(m_2 T_-) / (m_2 - m_1) + Q_0 = 0$$

$$ic_2 |_{t=T_-} = (m_1 + S_1) Q_1 \exp(m_1 T_-) / S_2 + (m_2 + S_1) \cdot Q_2 \exp(m_2 T_-) / S_2 - \omega \beta \cdot \beta_0 (L_3 - I_T) \cdot (S_1^2 - S_2^2) / S_2 \cdot (S_1^2 - S_2^2) + Q_0 = I_{c10}$$

両式より T_- を求めると

$$\therefore T_- = \ln((Q_1 I_{c10} - Q_1 \cdot P_3 + P_1 Q_3) / (P_2 \cdot Q_1 - P_1 Q_2)) / m_2 \dots\dots\dots(10)$$

ただし,

$$P_1 = (m_1 + S_1) Q_1 / S_2$$

$$P_2 = (m_2 + S_1) Q_2 / S_2$$

$$P_3 = Q_0 - I_{c10} - \omega \beta \beta_0 (L_3 - I_T) (S_1^2 - S_2^2) / S_2 (S_1^2 - S_2^2)$$

4-1-2 トリガ・パルスの遷移条件

(10)式より回路が状態遷移をおこなうための条件は次のようになる。

$$\text{条件 I: } (Q_1 \cdot I_{c10} - Q_1 P_3 + P_1 Q_3) (P_2 Q_1 - P_1 Q_2) > 0$$

$$\text{条件 II: } |(Q_1 I_{c10} - Q_1 P_3 + P_1 Q_3)| \geq |(P_2 Q_1 - P_1 Q_2)|$$

ただし

$$m_2 > 0$$

条件(I), (II)よりトリガ電流 I_T に関する関係式を誘

導すると

$$|IT| \geq | (Ic10 (S_1^2 - S_2^2) - \omega \beta \cdot \beta_0 \cdot L_3 (S_1 + S_2) / \omega \beta \cdot \beta_0 \cdot S_1 | \dots\dots (11)$$

4-2 T_{0-} , V_{b2} の算出

Fig-6において節点方程式をたてると

$$I_{b10N} + IT - V_{c2} / R_a + E_B / R_b = 0 \dots\dots (12)$$

$$(V_{b2} - V_{c1}) / R_a + (V_{b2} - E_B) / R_b = 0 \dots\dots (13)$$

$$i_{c1} - (E_c - V_{c1}) / R_e - 2 (V_{c2} - V_{c1}) / R_f - (V_{b2} - V_{c1}) / R_a = 0 \dots\dots (14)$$

ベース電流とコレクタ電流の関係式より

$$d i_{c2} / dt + \omega \beta \cdot i_{c1} - \beta_0 \omega \beta (I_{b10N} + IT) = 0 \dots\dots (15)$$

となる。(15)式より i_{c1} を求めると

$$\therefore i_{c1} = K_0 \cdot \exp(-\omega \beta \cdot t) + \beta_0 \cdot (I_{b10N} + IT) \dots\dots (16)$$

初期条件として

$$t = 0 : i_{c1} = I_{c10}$$

とすると未定係数 K_0 は次のようになる

$$K_0 = I_{c10} - \beta_0 (I_{b10N} + IT)$$

$$\therefore i_{c1} = (I_{c10} - \beta_0 (I_{b10N} + IT)) \exp(-\omega \beta \cdot t) + \beta_0 (I_{b10N} + IT) \dots\dots (17)$$

$$\therefore V_{b2} = X_1 \cdot \exp(-\omega \beta t) - X_3 \dots\dots (18)$$

ただし

$$X_1 = I_0 / X$$

$$X_2 = (I_r - I_1) / X$$

$$I_0 = I_{c10} - \beta_0 (I_{b10N} + IT)$$

$$I_1 = \beta_0 (I_{b10N} + IT)$$

$$X = (R_a R (R_a + R_b) + R_b) / R_a R_b$$

$$Y = (E_c R_f \cdot R_b - R_a \cdot R_e \cdot R_f \cdot R \cdot E_B + 2 R_a \cdot R_e \cdot R_b (I_{b10N} + IT) + 2 R_a \cdot R_e \cdot E_B) / R_e \cdot R_f \cdot R_b$$

$$R = - (R_f \cdot R_a + 2 R_e R_a + R_e \cdot R_f) / R_e R_a R_f$$

Tr_2 がしや断領域から再生領域へ入るまでの時間を T_{0-} とすると

$$V_{b2} |_{t=T_{0-}} = X_1 \cdot \exp(-\omega \beta \cdot T_{0-}) - X_2 = 0$$

$$\therefore T_{0-} = \ln(X_1 / X_2) / \omega \beta \dots\dots (19)$$

となる。

4-2-1 非再生領域中の遷移条件

(19)式より Tr_2 がしや断領域から再生領域へ入るための条件は次のようになる

$$\text{条件 I : } X_1 \cdot X_2 > 0$$

$$\text{条件 (II) : } |X_1| \geq -X_2$$

条件 (I), (II) よりトリガ電流 IT に関する不等式をたてると

$$|IT| \geq | (a_1 - c_1 - b_1) / (C_2 - a_2 + b_2) | \dots\dots (20)$$

ただし

$$a_1 = (E_c \cdot R_f \cdot R_b - R_a \cdot R_f \cdot R_e \cdot R \cdot E_B + 2 R_a \cdot R_e \cdot R_b \cdot I_{b10N} + 2 R_a \cdot R_e \cdot E_B) / R_e \cdot R_a R_f$$

$$a_2 = 2 R_a \cdot R_b \cdot R_e / R_e \cdot R_a \cdot R_f$$

$$b_1 = I_{c10} - \beta_0 \cdot I_{b10N}$$

$$c_2 = -b_2 = \beta_0$$

$$C_1 = \beta_0 \cdot I_{b10N}$$

4-2-2 臨界トリガパルス

臨界トリガパルスとして、トランジスタの状態がしや断領域から再生領域へて飽和領域へ達するまでの時間として定義すると

$$T = T_- + T_{0-}$$

$$= I_n ((Q_1 \cdot I_{c10} - Q_1 \cdot P_3 + P_1 \cdot Q_3) / (P_2 \cdot Q_1 - P_1 \cdot Q_2)) / m_2 + \ln(X_1 / X_2) / \omega \beta \dots\dots (21)$$

4-2-3 遷移条件式の包含関係

トリガパルスの満足すべき条件式が(10)式と(20)式とによって与えられたわけであるがこれら二式の包含関係を求めてみると

$$(11) \geq (20)$$

となり遷移条件としては(10)式のみを満足すれば安定に状態遷移をひきおこすことができる。

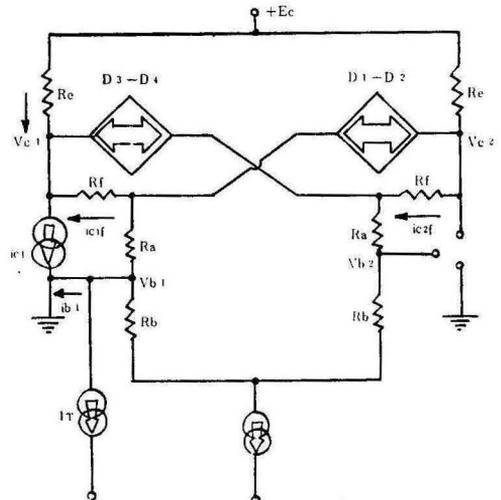


Fig-6 Equivalent Circuit while the Tr_1 is ON and Tr_2 is OFF states.

5. 結果と検討

5-1 再生領域中の遷移時間とコレクタ電流の時間的変化

Fig-(7)~(10)は $\omega\beta$ をパラメータとした遷移時間とコレクタ電流の時間的変化を示したものである。図からわかるように、 $\omega\beta$ が増加すればする程遷移に要する時間が少なくてすみ、それにともなってコレクタ電流の時間的変化の急しゅん性が確保される。これは物性論の面から考えると次のように説明がつけられる。すなわち、トランジスタ固有のしゃ断角周波数 $\omega\beta$ が大きくなればなる程固体中のキャリアの移動速度が高くなり外部信号の変化に対して追従性が良くなるために上記の結果がでてきたものと思われる。つぎに電流増巾率 β_0 を増加してやると同一のトリガ電流に対して遷移時間が小さくなっていることがわかる。その理由としてあげられることはトランジスタのベースとコレクタの電流関係式が簡易的に

$$i_c = \beta_0 \cdot i_b$$

として示されるので一定の飽和コレクタ電流を流した

めに要するベース電流は β_0 によって決定され、 β_0 が増加すればする程ベース電流は少なくてすみ。したがって状態遷移をひきおこすためのトリガ電流も小さくなる。

なおコレクタ電流の時間的変化は電流増巾率 β_0 とトリガ電流 I_T の大きさをパラメータとして示したものである。同一の電流増巾率のときにはトリガパルスが大きくなればなる程時間的変化の急しゅん性が高くなっている。これは前述した理由により説明がつく。

5-2 立上り、立下り時間の評価

結果よりコレクタ電流の立上り、立下り時間を求めるとFig-11のようなになる。図より立上り時間よりも立下り時間の方が大きくなっている。その理由としては次のことが考えられる。すなわち、立下りの場合にはトランジスタのベースとエミッタ間のN-P接合面において電荷蓄積効果があらわれるためスイッチングがかかった瞬間一時的に逆方向に電流が流れてから次第に零に近づくために余分の時間が必要となる。

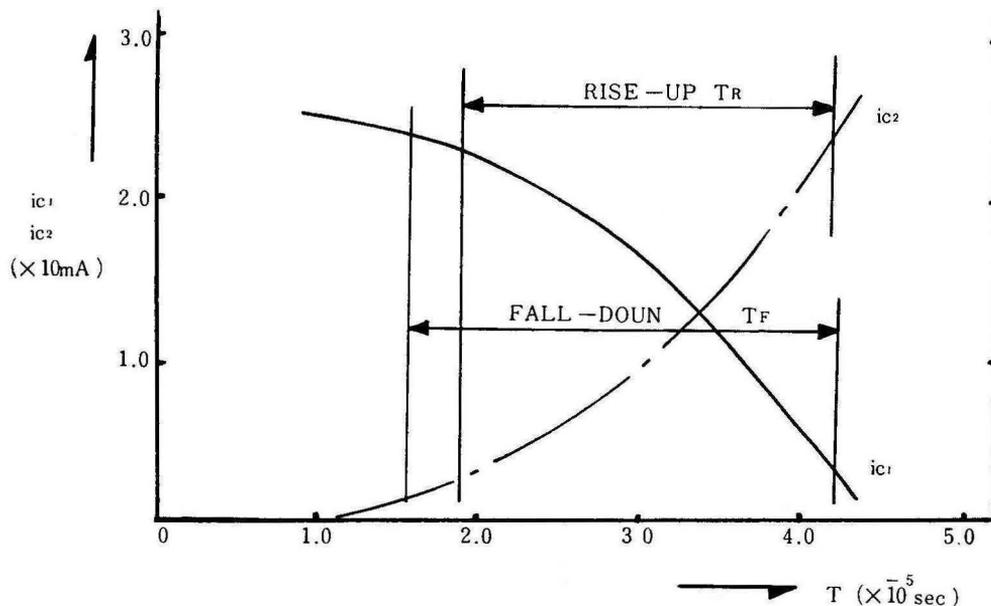


Fig-11. Comparison of Rise-Up time and Fall-down time

5-3 シャ断領域から再生領域までの遷移時間とベース電圧の時間的変化

Fig-13~(16)はトランジスタがしゃ断領域から再生領域まで状態を遷移するのに要する時間と、 $\omega\beta$ をパラメータとしたベース電圧の時間的変化を示したものである。

この場合にも $\omega\beta$ が増加すればする程遷移に要する時間が少なくなる。これは β_0 の増加に対しても同様のことがいえる。理由としては5-1の場合と同様に考えることができる。

5-4 T_rとT_fとの評価

Fig-(7)~(10)とFig-(13)~(16)からわかるように同一

のトリガパルスに対する遷移時間 T_- と T_{0-} の大きさを比較してみると

$$T_{0-}/T_- = 10^{-1} \sim 10^{-2}$$

となる。これよりしゃ断領域から再生領域までに要する遷移時間は再生領域から飽和領域までに要する時間に比してほとんど無視してさしつかえないものと考えられる。

しかしこれらの値は $\omega\beta$ の増加や外部入カトリガ信号のくりかえし回数が増大に伴って変わってくるものと思われるので注意を要する。

5-5 遷移条件式の回路パラメメータに対する依存度

Fig-11(1)~(2) は R_a を固定して電源電圧 E_c をパラメータとしたときの帰還抵抗 R_f に対する遷移条式式の依存度を示すものである。

結果より電源電圧 E_c が小さくなるとトランジスタの状態を遷移させるのに要する外部入カトリガパルスの値は増大する。これは電源電圧の変動が電流増巾率 β_0 の変化につながるためではないかと考えられる。さらに帰還抵抗 R_f が増加すると遷移をひきおこすためのトリガパルスは大きくなっている。その理由として考えられることは飽和状態のトランジスタのベース側へしゃ断状態のトランジスタの負荷抵抗を通して余分の電流が供給されるからではないかと考えられる。

すなわち R_f が大きくなると Fig-12 に示すように R_f

に流れる電流よりも $R_a - T_{f1}Base$ へ流れる電流の方が大きくなるので、そのトランジスタをしゃ断するにはより多くの逆方向トリガパルスを加えてやらねばならないからである。

また同一の電源電圧、同一の R_f に対して R_a を増加すると状態遷移に要するトリガパルスは小さくなっている。その理由は上記の R_f の変化に対する場合と同様に考えることができる。 R_f を一定にして R_a を増加すると $R_a - T_{f1}Base$ への供給電流を減少するため飽和状態のトランジスタをしゃ断するのに要する逆方向トリガ電流は小さくてすむことになる。

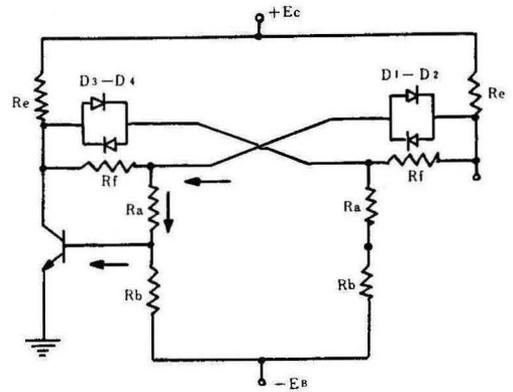


Fig-12 Base Current

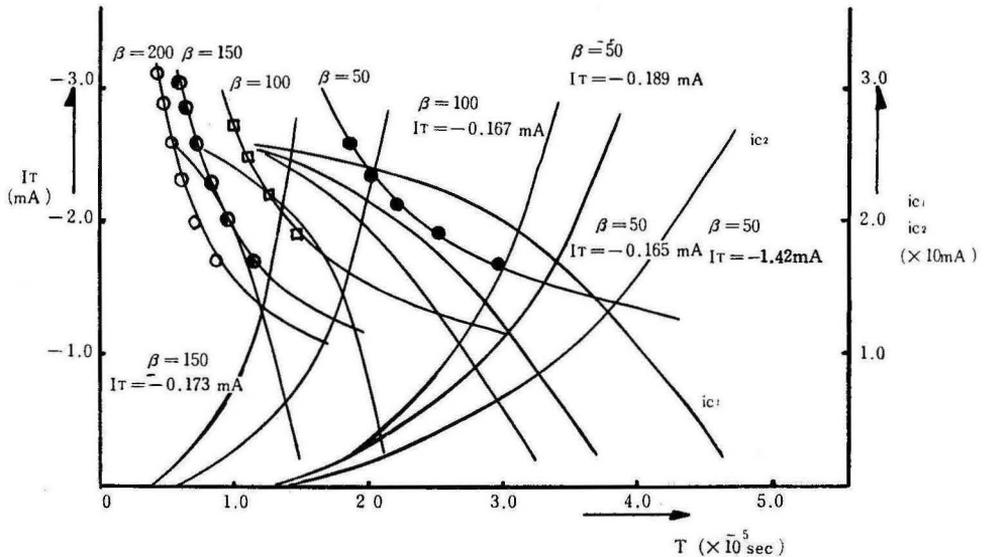


Fig-7 Relation between I_T and T_- , ic_1 , ic_2 waveforms ($\omega\beta = 0.3 \text{ rad/sec}$)

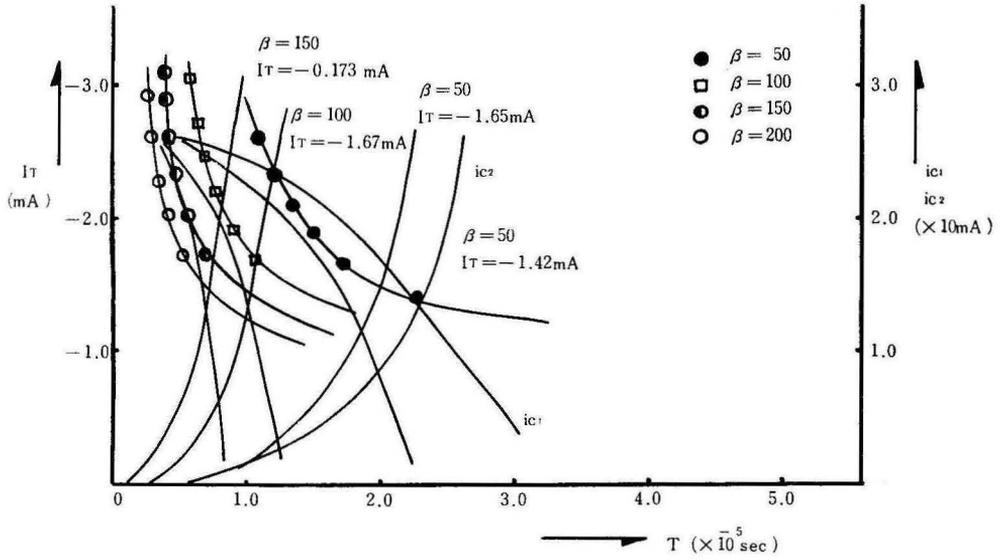


Fig-3 Relation between I_T and T , i_{c1} , i_{c2} waveforms ($\omega \beta = 0.5 \times 10^5$ rad/sec)

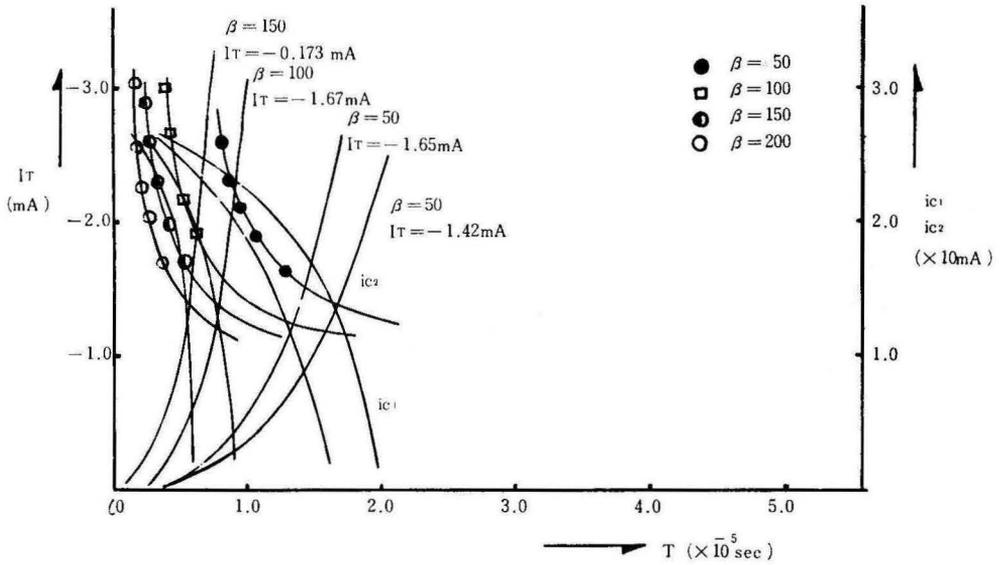


Fig-9 Relation between I_T and T , i_{c1} , i_{c2} waveforms ($\omega \beta = 0.7 \times 10^5$ rad/sec)

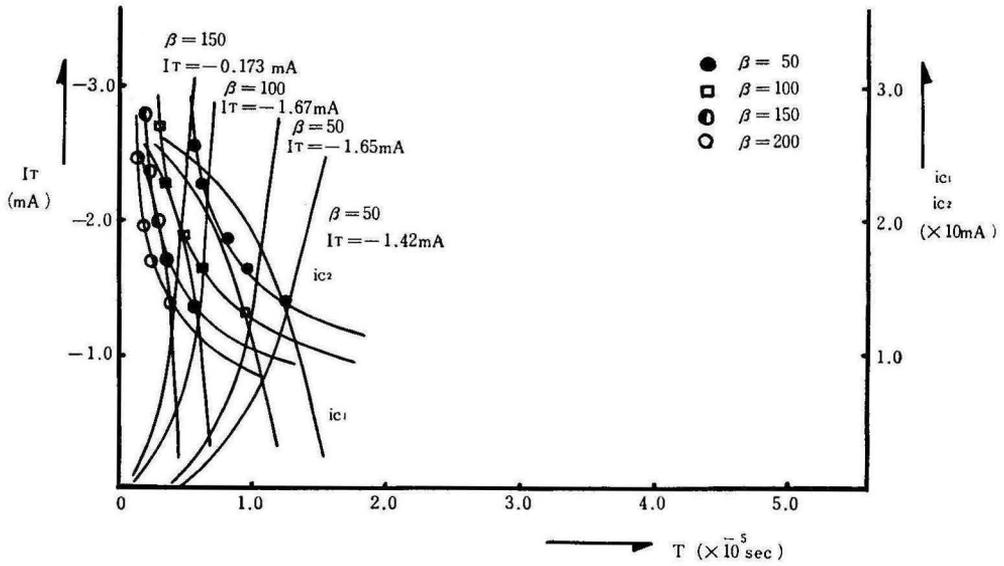


Fig-10 Relation between I_T and T , i_{c1} , i_{c2} waveforms. ($\omega \beta = 0.9 \times 10^5$ rad/sec)

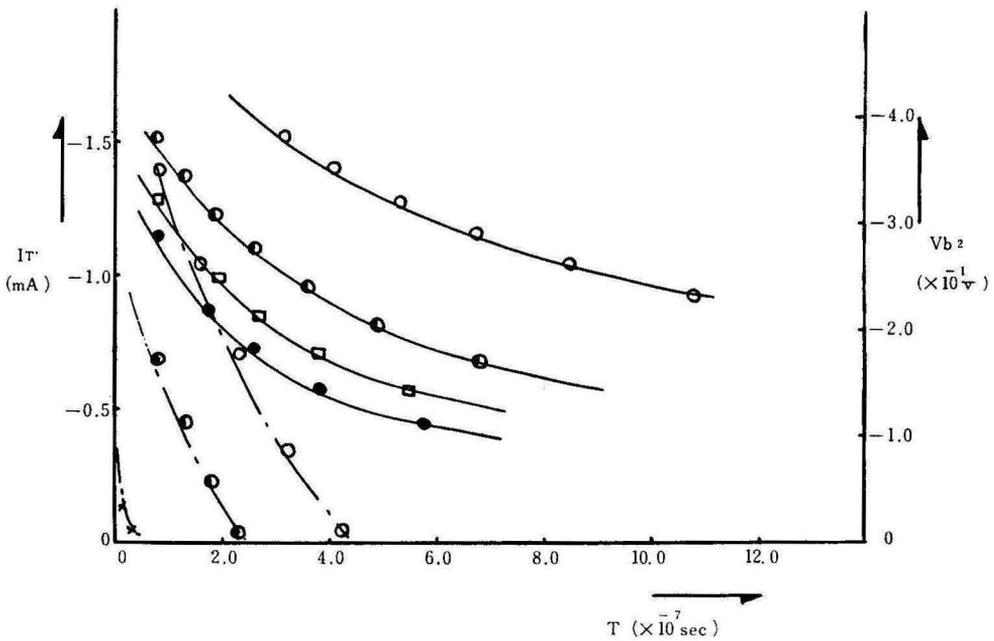


Fig-13 Transition time T_0 vs Triggering Current I_T and base Voltage v_{b2}
($\omega \beta = 0.3 \times 10^5$ rad/sec)

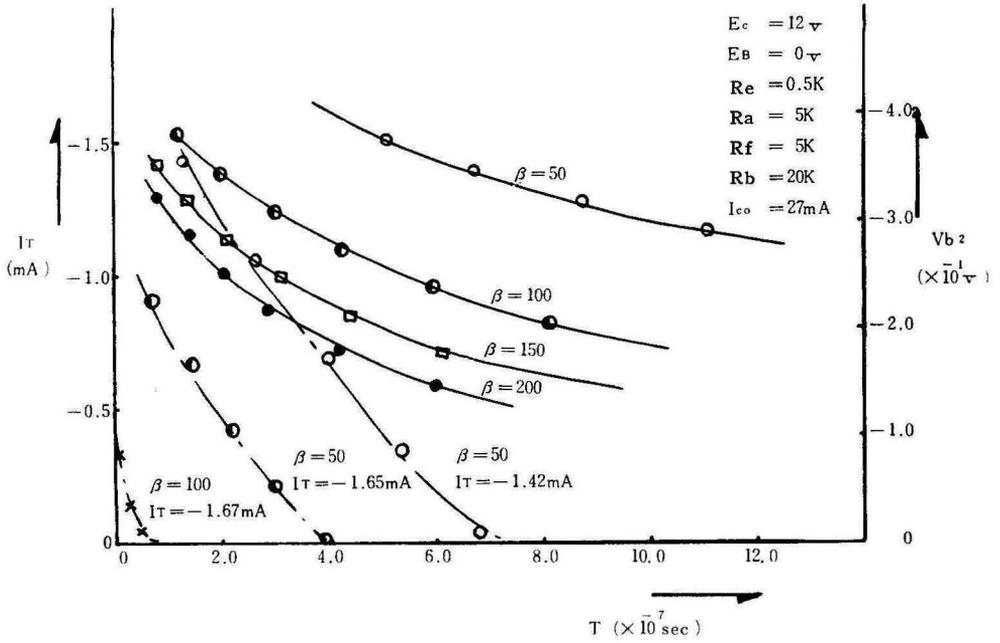


Fig-14 Transition time T_{o-} vs Triggering Current I_T and base Voltage v_{b2} .
 ($\omega \beta = 0.5 \times 10^5 \text{ rad/sec}$)

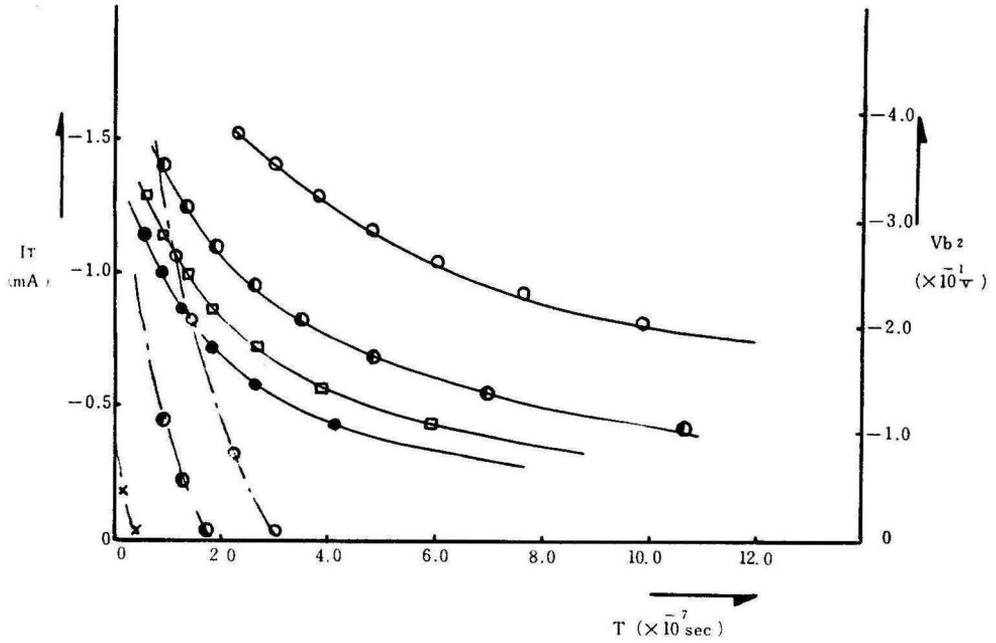


Fig-15 Transition time T_{o-} vs Triggering current I_T and base Voltage v_{b2} .
 ($\omega \beta = 0.7 \times 10^5 \text{ rad/sec}$)

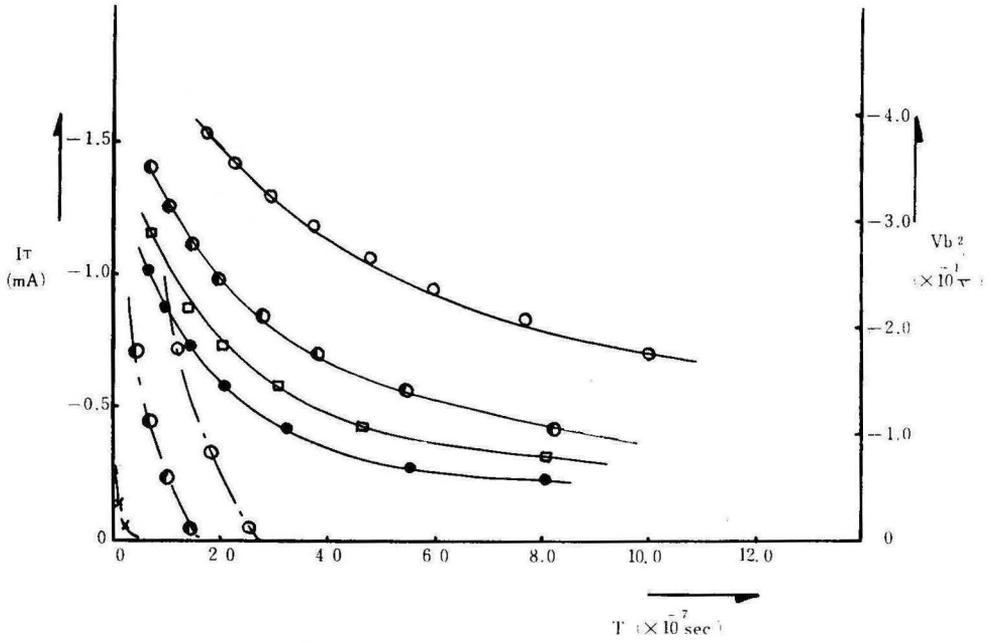


Fig-16 Transition time T_0 vs Triggering Current I_T and base Voltage V_{b2}
 ($\omega \beta = 0.9 \times 10^5$ rad/sec)

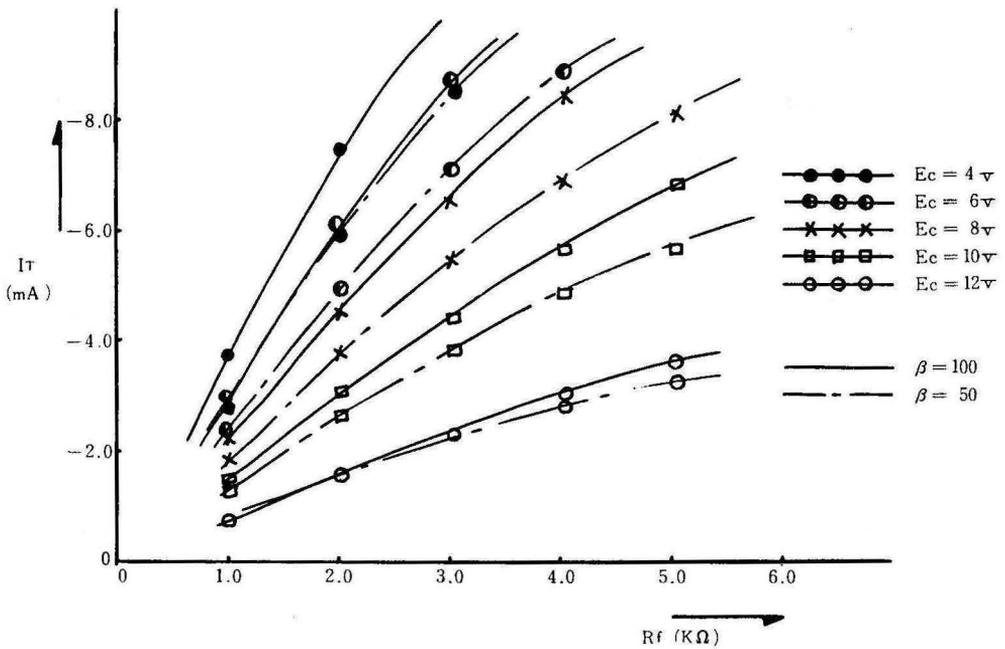


Fig-17 Dependence of Triggering Current I_T on the feedback Resistance R_f ($R_a = 2k\Omega$)

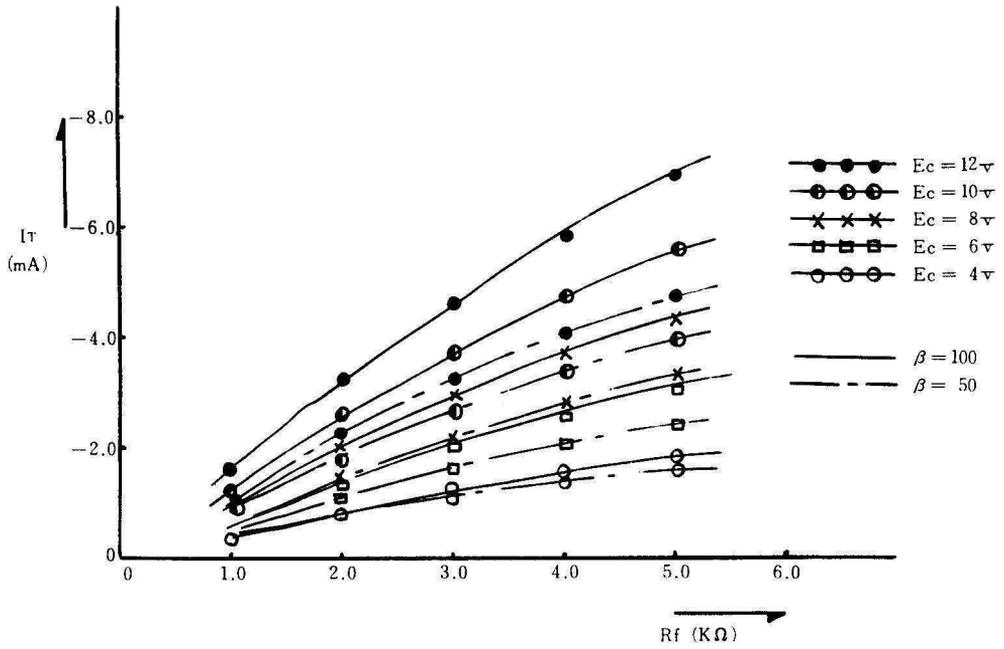


Fig-18 Dependence of Triggering current I_T on the Feedback Resistance R_f . ($R_a=4k\Omega$)

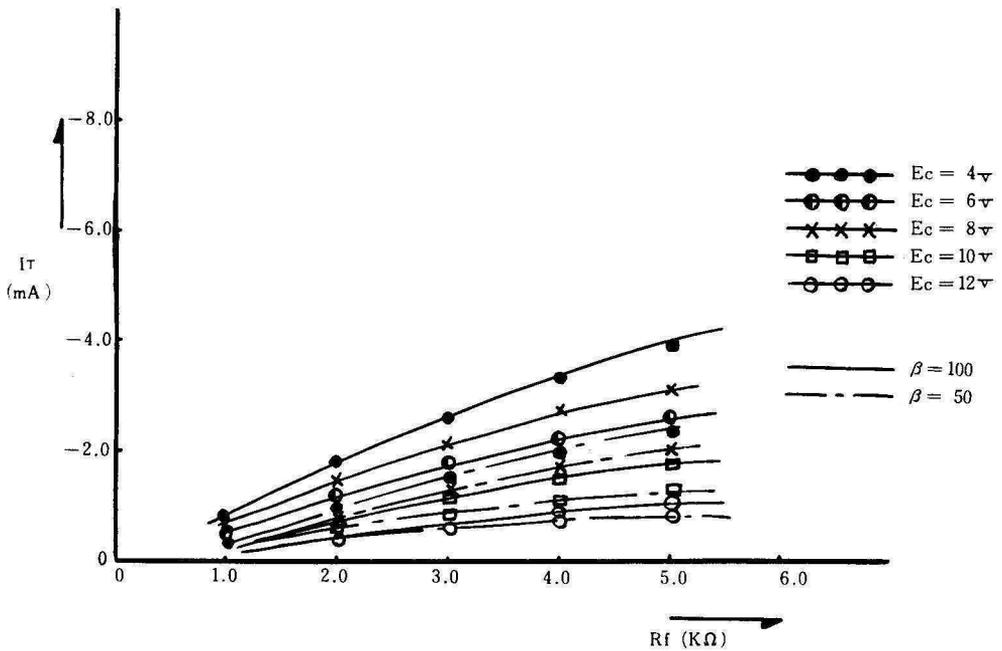


Fig-19 Dependence of Triggering Current I_T on the Feedback Resistance R_f . ($R_a=6k\Omega$)

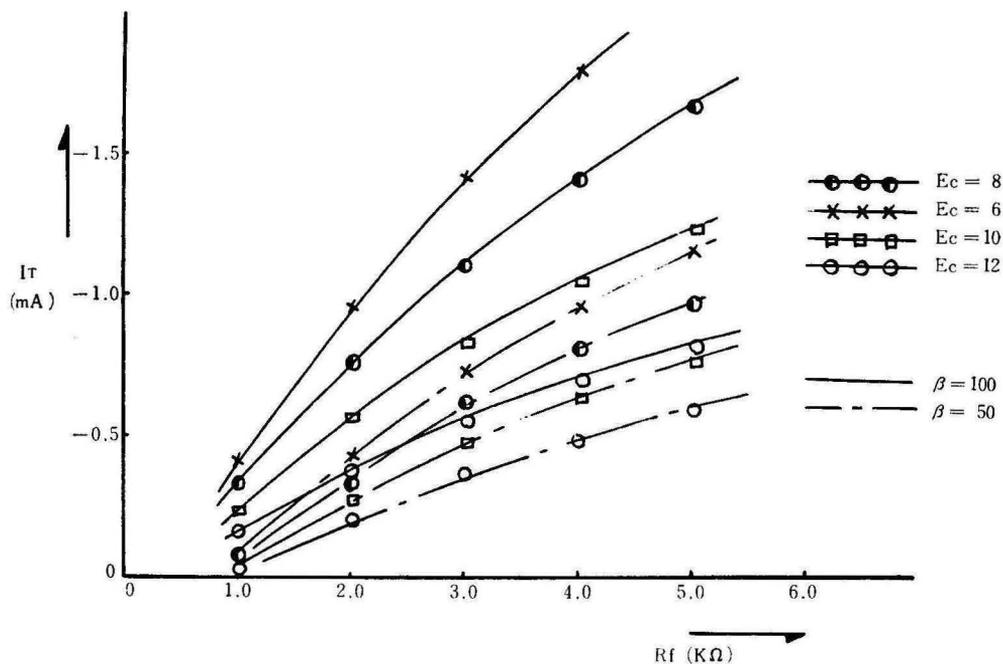


Fig-20 Dependence of Triggers Current I_T on the Feedback Resistance R_f ($R_a=8k\Omega$)

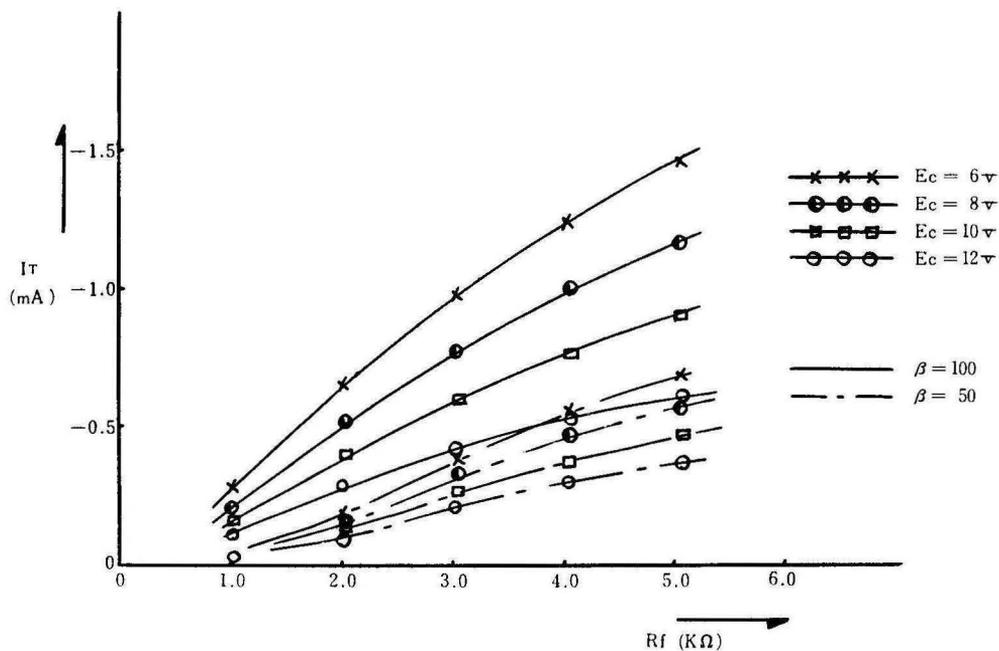


Fig-21 Dependence of Triggers Current I_T on the Feedback Resistance R_f ($R_a=10k\Omega$)

6. あとがき

本論文では

- 1) N—P—Nトランジスタを使用した場合。
- 2) 印加するトリガパルスが負の場合。
- 3) 飽和状態からしゃ断状態への状態遷移

について理論的解析をすすめてきた。その結果三安定回路に対する遷移条件式が回路パラメータとトランジスタの特性により決定されることがわかった。これによって三安定回路を構成する場合にどれくらいの大きさのトリガパルスを印加すれば安定に状態遷移をひきおこすかを知ることができ回路設計の上からかなり重要なものと思われる。

さらに各回路定数とトリガパルスとの関係も明らかになり回路における消費電力の面から考えた経済的な回路設計が可能となる。

なおコレクタ電流の立上り、立下り特性よりトリガパルスの上限の周波数が決定される。すなわち回路を安定に状態遷移させるためには少なくとも立上り時間かあるいは立下り時間以上の余裕期間がなければならない。もし立上り時間かあるいは立下り時間の途中でトリガパルスが変化した場合には誤動作をひきおこす危険性がある。

しかしここで述べている立上り、立下り時間というのはオンからオフへの状態遷移を考えているので、オンからアクティブ、オフからアクティブの場合には制限はややゆるくなる。

今回はトリガパルスが負の場合を取り扱ったのであるが、トリガパルスが正の場合にはどうなるをについても考える必要がある。さらにトランジスタがP—N—P

の場合にも当然相違がでてくるものと思われるのでこの件についても次稿で述べることにする。

最後に本論文で重要と思われることを次に列記しておく

- i) 供試回路の等価回路より状態遷移をひきおこすためのトリガパルスの条件式を誘導した。
- ii) 二値の場合のフリップフロップとちがって、同一の値のトリガパルスに対して遷移時間 T_{-} と T_{0-} との比がかなり大きい。
- iii) 立上り時間と立下り時間とに相違がはっきりあらわれた。

1 謝 辞

本論文は1971年度研究助成費によるものであることを付記しておく。

参 考 文 献

- 1) D.M. Taub Proc. Inst. Elect.
"Tri-Stable Circuit With Well defined Triggering Threshold"
- 2) D.O. Pederson Trans. IRE. CT-2,2 (1955)
"Regeneration Analysis of Junction Transistor Multivibrator"
- 3) 三根, 長谷川, 池田, 新谷 信学論(C) 51—C, 12, (昭43—1212)
"三値論理回路の一構成"
- 4) 木村, 鉢嶺, 東北大学電通談話会記録 (昭47—09)
"三安定回路の遷移条件と臨海トリガパルスに関する研究(その1.)"
- 5) 同上。 (その2.)