

シュミット・トリガ形パルス周期 発振回路の基礎考察 (I)

深 谷 義 勝

Basic Consideration of Periodic-Pulse-train Oscillating Behavior with Schmitt Trigger Circuits (1)

Yoshikatu HUKAYA

The schmitt trigger circuit is most often encountered in practice. It has been well known the output of this circuit can be employed as a signal amplitude discriminator. In this paper, it is described the basic consideration, as the following, that is, the output are given behavior of positive or negative periodic-pulse-train oscillating during a time interval, within which the input signal cross over a threshold level in this circuit. What matter is stated in the following two main points; first the resistor coupled common Emitter and all stages gain play an important role at the oscillating, and secondary it is necessary for variable Emitter voltage to input to have form of V letter's characteristic curve.

Furthermore, according to the experimental investigations, it would be provide that Base-Bias of head stages have a relation to all its stage, and its gain was observed to have a looped characteristic with the peak point.

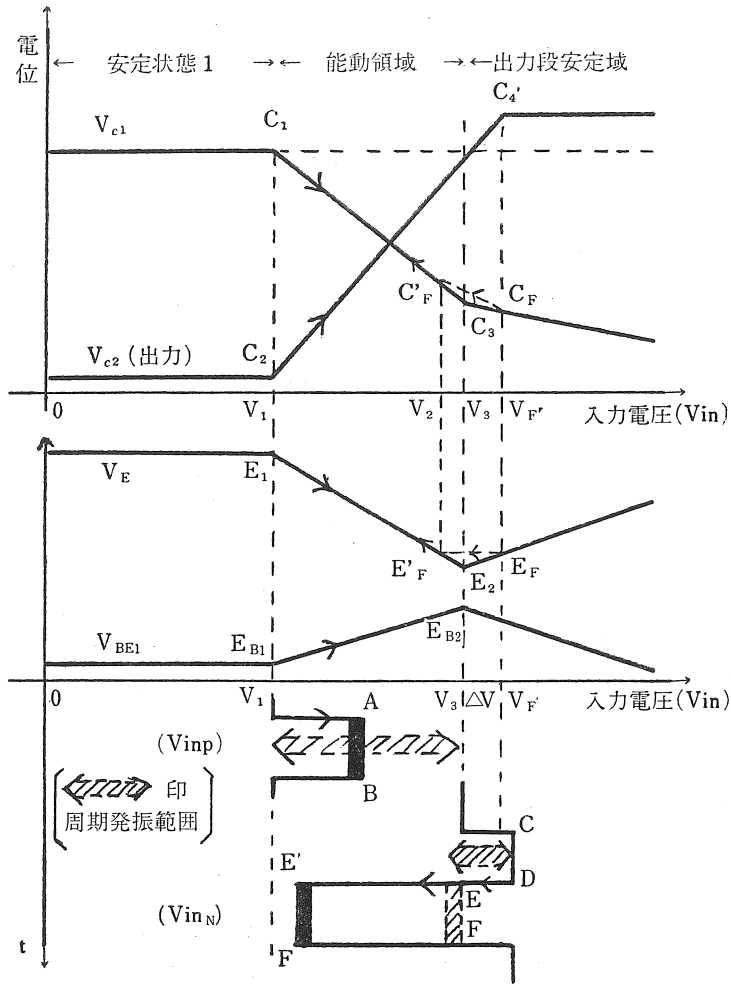
【まえがき】

シュミット・トリガ回路は周知のように、入力振巾があるレベルを越えると同時に、出力状態が急に転移する重要な性質を持っている。この機能を利用してA-D変換や振巾弁別等デジタル回路としての用途は広い。この回路の動作条件としてループ利得 (G) が1であることが望まれる。しかし T_r の非線形特性の影響をうけて、その条件を保持できない。そして、ヒステリシス効果が小さく、スピードアップコンデンサ補償のため $G > 1$ となって、閾値付近で出力に振動が生じ易い、なおこの回路の解析には困難が多いと言われている。しかし、ここでは入力信号振巾が閾値を越える期間のみ発振持続、すなわちパルス列周期発振の可能性の検討と実験結果について報告する。別の見方からすれば、シュミット回路の異常振動原因を詳細に検討していることにもなる。記述する論旨の主な事項としては、静特性とそのモデル化、部分動作の解析ならびに総合利得の問題等について実験と対比しながら基礎考察する。

【原 理】

(A) 二つの T_r を用いて、前段は不飽和形とし出力段は飽和形動作で切換形回路構成を作る。エミッタ側は共有抵抗により結合されることは当然である。このために正帰還となり、転移状態を作る重要な作用をしている。モデル化した静特性によって、まずパルス列正周期発振原理を述べる。第1図に示すように入力信号振巾の大きさによって V_{C1} , V_{C2} , V_E , V_{BE1} が変化する。周期発振には V_{C1} , V_{C2} 特性の非対称性が望まれる。さて入力 V_{in} が $V_1 \rightarrow V_2$ と増大するときは各部は矢印の方向に移ることになる。 V_{C1} は $C_1 \rightarrow C_3$, V_{C2} は $C_2 \rightarrow C_4$ に跳躍するのは T_r がともに能動領域に入り、利得の増大のためであり安定点を持たないからである。同様に V_E も $E_1 \rightarrow E_2$, V_{BE1} は $E_{B1} \rightarrow E_{B2}$ と移っている。入力振巾が $V_1 < V_{in} < V_3$ である限り、移動点に留まることは出来ない。したがって元の状態に復帰する様に働らく筈である。 C_4 点は安定点なるも他の点が戻り始めるならば、矢張 C_2 点にジャンプ降下する。よって安定状態 I に落

第1図 静特性のモデル

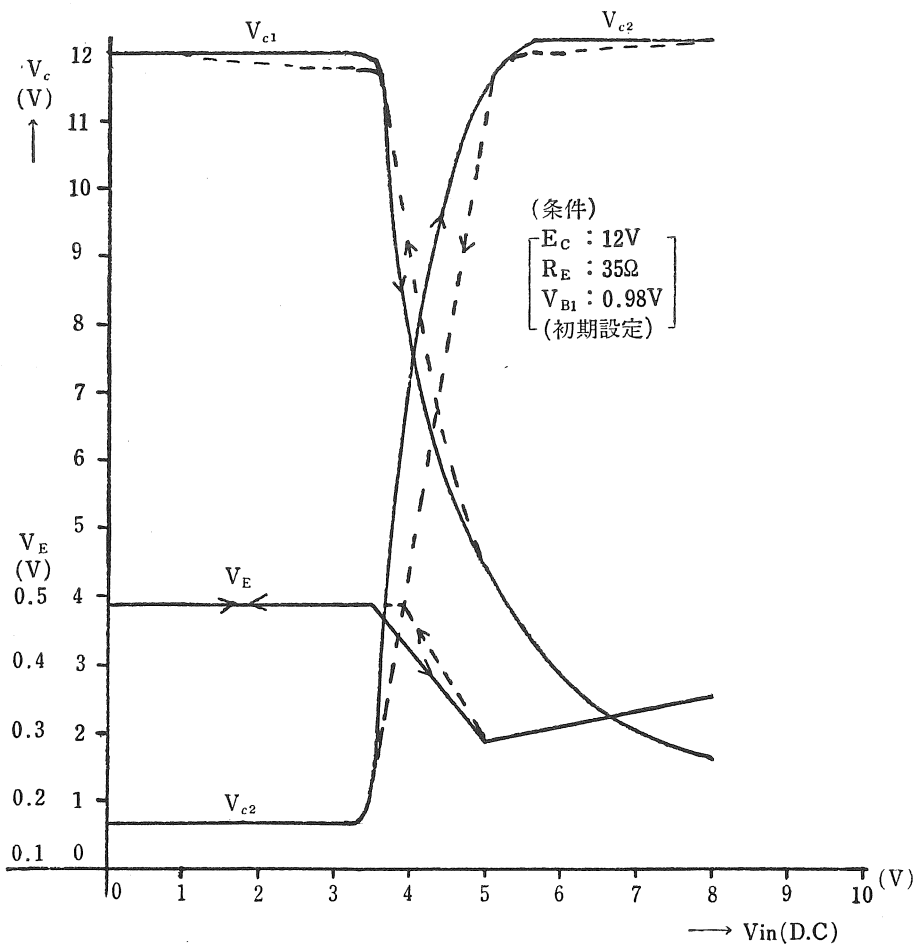


着くが V_{in} が先の範囲内にあるので再びジャンプが繰り返される。結局出力 V_{C2} は C_2 と C_4 の間を往復して、 V_{in} の AB 期間中はパルス列正周期発振（安定状態 I が低電位である）が得られる。この場合 C_2 、 C_4 の安定点に保持する時間は、ベース回路に遅延のための時定数回路でもって強制保持すれば、それによる AB 期間に必要なパルス数を発生させることができる。このような発振の領域としては、 $V_1 < V_{inp} \leq V_3$ の場合に限られている。いずれにしても V_{inp} が方形パルスならば $A-B$ 期間中振動が継続する。

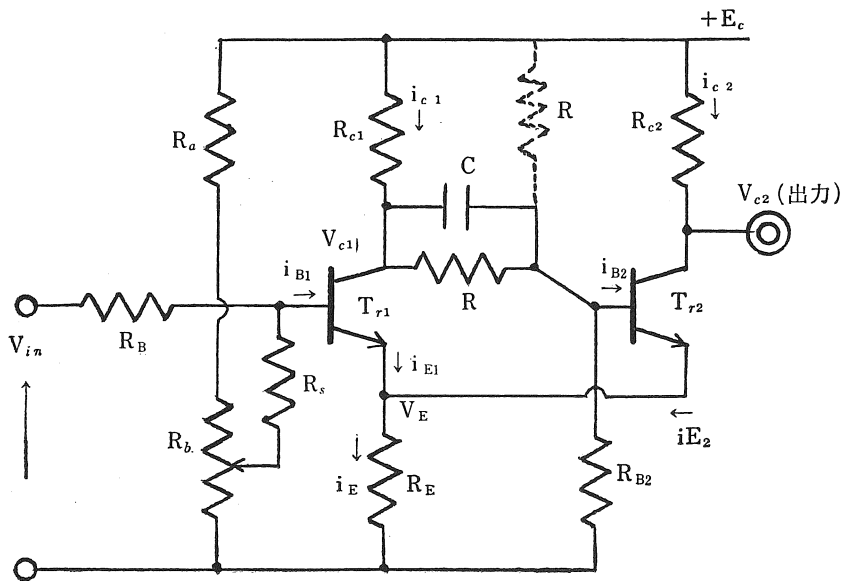
(B) つぎにパルス列負周期発振の場合は、設定を高電位安定状態におかなければならない。前段 T_r のベース・バイアスの調整によって設定される。いま入力について $V_3 < V_{inN} \leq V_F$ とすれば、 E_F 点で考えると V_E には二つ (E_F 、 E'_F) の同電位が存在するので、両 T_r

を能動領域に落とし入れてジャンプすることになる。 V_E の特性の V 字性が重要な役目をもっている。故に V_{BE1} は \wedge 字特性となるし、 V_{C1} も C_3 点で折れ目がある特性となる。したがって V_{inN} 降下時に C_F 点から C'_F に移るので、 V_{C2} は C_4 から低電位 C_2 点に転移が行なわれる。前者に比べて負周期発振はこの様な初期転移が明確な相異点である。安定状態 I の C_1 、 $C_2 \dots$ 点に移動すれば、前述の正周期発振の場合と同様な経過でもって、出力は繰り返しジャンプが起生してパルス列出力が得られる。入力が無くなったときは、初期の設定状態に復帰することになる。 C_2 点は T_r の飽和状態で保持時間に蓄積時間が加算されることも考慮しなければならない。これらの事から負周期発振は V_E の特性と $\Delta V = V_F - V_3$ が重要な条件となる。発振領域については第 1 図の様に、入力方形波振中の立上りでは振動しないが、下降時に振動状

第2図 静特性



第3図 基本回路



(定数表)

R_B	: 50K Ω
R_a	: 35K Ω
R_b	: 5 K Ω
R_s	: 750 Ω
R_{c1}	: 1 K Ω
R_{c2}	: 750 Ω
C	: 200 P
R	: 30K Ω
R_{B2}	: 10K Ω
R_E	: 35 Ω
E_c	: 12 V
T_r	: 2SC267 \times 2

$V_a < V_{inN} < V_F$ の範囲になる。正周期発振に比して入力振巾が大きく発振領域も狭い。図では $E-F$ 期間に振動する。しかし一旦振動開始すれば $E'-F'$ まで入力低圧レベル部が降下しても振動は継続されることになる。

(C) (A)と(B)において、パルス周期発振回路としての必要な特性を考えてきた。実際の測定結果は第2図に示した。入力振巾上昇と下降時に異なった経路をたどることが解かる。特に能動領域において明らかである。また、 T_r の微小電流変化領域で非線形性を示している。 V_{c1} 特性の折線部分の不明確さが存在する。これらは、出力波形や発振領域の境界付近で影響をおよぼすことになる。一方(A), (B)の考察はシミュット回路の異常振動(閾値付近で)を起こす原因であることが明白になった。

<回路機構と解析>

トリガ形にしたパルス周期発振回路は、基本的には双安定形であるが、入力によって単安定形と非安定形が同時に動作条件を満足するものである。第3図は基本回路である。いま R, R_{B2} それぞれの端子電圧は R_b 可変調整により T_{r2} の適当なベースバイアスを設定できる様に用いる。 R は破線の結線にしても同様である。さて $t < 0$ において T_{r1} : カットオフ、バイアス $x E_C$ で T_{r2} : 導通と仮定す。 T_{r1} のカットオフは T_{r2} の i_{E2} による電圧降下で決められる。 $i_{E2} R_E \leq x E_C$ ならば T_{r1} は導通できる。 T_{r1} の導通は T_{r2} のベース降下となり、 T_{r2} はカットオフに向かって働らくことになる。 C の R を通しての放電は、時定数で決まるが、 $x E_C$ の方へ T_{r2} のベース電圧は変化する。 V_{B2} が $x E_C$ に等しくなれば T_{r2} は導通するが、 R_E の電圧降下のため T_{r1} はカットオフにドライブされる。結局出力は振動出力が得られる。これらの過程の計算式を誘導しよう。 R については破線の場合とする。

①安定状態(1) $\frac{i_{c2}}{i_{B2}} = \frac{R}{R_{c2}} \dots\dots\dots ①$

$x = \frac{R_b}{R_a + R_b} \leq \frac{(1+h_{FE})R_E}{R + (1+h_{FE})R_E} \dots\dots\dots ②$

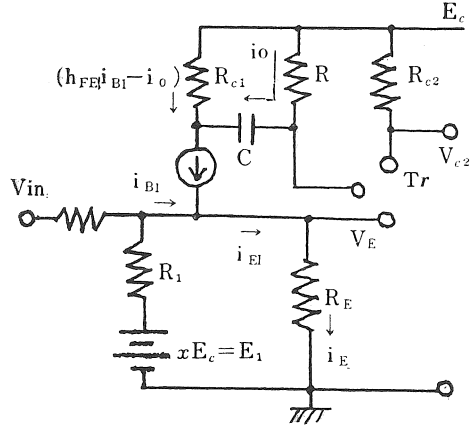
C に与えられる電圧は T_{r2} のベースレベルによって決まるが

$v_C = \frac{R R_{c2} E_C}{R(R_{c2} + R_E) + R_E R_{c2}} \dots\dots\dots (h_{FE} R_{c2} \approx R)$
 $\rightarrow \frac{R E_C}{R + (1+h_{FE})R_E} \dots\dots\dots ③$

$V_{B1} = \left\{ \frac{(1+h_{FE})R_E}{R + (1+h_{FE})R_E} - x \right\} E_C \dots\dots\dots ④$

入力(正)は V_{B1} よりも大きいレベルを与えなければスイッチングできない。

②能動領域 T_{r1} が入力によって導通し T_{r2} がカットオフになる場合(第4図)



第 4 図

$i_{B1} = \frac{x E_C}{R_1 + (1+h_{FE})R_E} \rightarrow \frac{x R_{c1} - (1-x)R_E}{R_1 R_{c1} + R_E(R_1 + R_{c1})} \cdot E_C \dots\dots ⑤$

ただし $i_{B1} \propto V_{in}$, $R_1 = [R_a // R_b]$
 この式のベース電流値により T_{r1} は i_{c1} が流れ出す。

$V_E = i_E R_E = \frac{(1+h_{FE})R_E x E_C}{R_1 + (1+h_{FE})R_E} \approx x E_C \rightarrow \frac{R_E E_C}{R_{c1}} \dots\dots\dots ⑥$

$V_{B2}(t) = E_C - R i_o(t) = E_C - (h_{FE} i_{B1} - i_o) \cdot R_{c1} - v_C(t) \dots\dots\dots ⑦$

$V_{c1}(s) \approx \frac{h_{FE} x \cdot E_C R_{c1}}{(1+h_{FE})R_E(s+a)s} + \frac{v_C(0_t)}{s+a}$
 $a = \frac{1}{(R + R_{c1})C} \dots\dots\dots ⑧$

$v_C(t) = \{v_C(0_t) \varepsilon^{-at} - h_{FE} i_{B1} R_{c1} (1 - \varepsilon^{-at})\} U(t) \dots\dots ⑨$

これから $i_o(t) = \left\{ \frac{v_C(0_t)}{R + R_{c1}} + \frac{h_{FE} R_{c1} i_{B1}}{R + R_{c1}} \right\} \varepsilon^{-at} U(t) \dots\dots ⑩$

$V_{B2}(t) = E_C - \frac{R}{R + R_{c1}} \cdot \{v_C(0_t) + h_{FE} R_{c1} i_{B1}\} \varepsilon^{-at} U(t) \dots\dots ⑪$

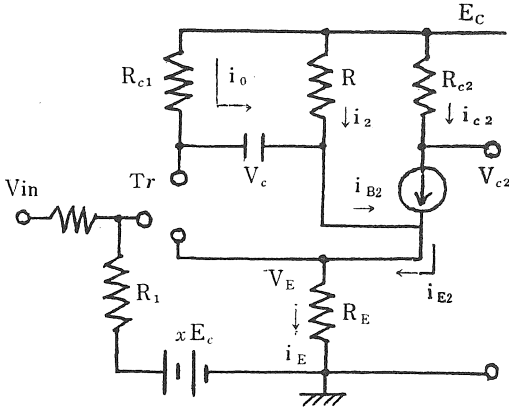
ここで、 $V_{B2}(t)$ が $i_E R_E \approx x E_C$ のとき T_{r2} はオンする。そのとき $t = t_1$ (第6図参照)

$V_{B1}(t_1) = x E_C \approx E_C \left\{ 1 - \frac{R}{R + R_{c1}} \cdot \left(\frac{v_C(0_t) + h_{FE} R_{c1} i_{B1}}{E_C} \right) \right\} \varepsilon^{-at} U(t) \dots\dots ⑫$

$R \ll R_{c1}$, $R_1 < (1+h_{FE})R_E$ ならばパルス巾 T_W は

$T_W = t_1 \approx RC \log \left\{ (1+x)(1+h_{FE}) \left(\frac{R_E + x R_{c1}}{R_{c1}} + \frac{x R_{c1}}{R_E} \right) \right\} \dots\dots ⑬$

③ T_{r2} が t_1 において導通すると、 $i_{c1} < i_{c2}$ に設定してあるので、 $i_{E2} R_E$ のため T_{r1} はカットオフにされる。(第5図)



第 5 図

$$i_o(t) + i_2(t) > \frac{i_{c2}}{h_{FE}}$$

$$\text{あるいは } \left\{ 1 + \frac{R_{C1}}{R} - \frac{R_{C1}}{h_{FE}R_{C2}} \right\} i_o(t) > \frac{1}{h_{FE}} \left\{ \frac{1}{h_{FE}R_{C2}} - \frac{1}{R} \right\} v_C(t) \dots\dots\dots(14)$$

①, ⑭から考えて $h_{FE}R_{C2} > R$ ならば飽和……………⑮

$h_{FE}R_{C2} < R$ ならば能動領域……………⑯

⑯の状態に残るとしての計算を行っていく。

いま $R_{E'} = (1 + h_{FE})R_E$,

$$a_2 = \frac{R + R_{E'}}{\{R_{C1}(R + R_{E'}) + R R_{E'}\}C} \approx \frac{1}{(R_{C1} + R_{E'})C} \text{ とおく.}$$

$$v_C(t) = \left\{ \frac{R E_C}{R + R_{E'}} (1 - e^{-a(t-t_1)}) + v_C(t_{1+}) \cdot e^{-a_2(t-t_1)} \right\} U(t-t_1)$$

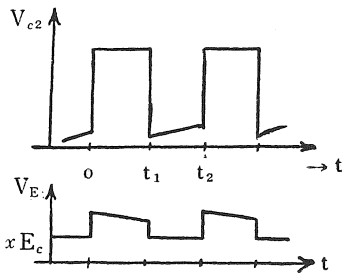
$$i_o(t) = \left\{ \frac{E_C - v_C(t)}{R_{C1} + R_{E'}} \right\} \varepsilon^{-a_2(t-t_1)} U(t-t_1)$$

これらから

$$V_E = R_{E'} \left\{ \left(1 + \frac{R_{C1}}{R} \right) i_o(t) + \frac{v_C(t_1)}{R} \right\} \dots\dots\dots(17)$$

$T_0 = (t_2 - t_1)$ 後には $V_E \approx x E_C$ に達するならば

$$x E_C = R_{E'} \left\{ \frac{R + R_{C1}}{R(R_{C1} + R_{E'})} (E_C - v_C(t_1)) - \frac{E_C}{R + R_{E'}} + \frac{v_C(t_1)}{R} \right\} \varepsilon^{-a_2(t-t_1)} + \frac{R_{E'}}{R + R_{E'}} \cdot E_C \dots\dots\dots(18)$$



第 6 図

が成立つのでパルス休止期間 T_0 をこの式から求める。

ここで近似すれば

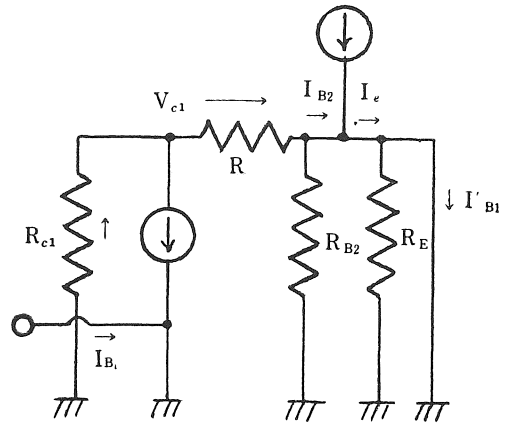
$$T_0 \approx (R_{C1} + R_{E'}) C \log \left[\frac{R_{E'}(E_C - v_C(t_1))}{(R_{C1} + R_{E'})(x - R_{E'}/R + R_{E'})} \right] \dots\dots\dots(19)$$

これで1サイクルについて考えた。能動領域に存在する条件はこれらの式から判断することができる。

なお両 T_r がカットオフになると仮定すると、 V_{BE2} が必ず正でかつ $V_{BE2} < V_E$ となる。すなわち初めの仮定に反することになる。

<利得>

両 T_r が入力によって能動領域にあるものとすれば、 T_r 自身のコレクタ側から信号成分がベース側にフィードバック作用を持っているが、そこまで厳密さを要求されない範囲で考える。両 T_r の特性は等しいものとする。等価回路は変化分すなわち高周波等価回路として扱うことにより、ループゲインが求められる。そこで第7図により回路節点方程式が作れる。(第3図の等価回路)



第 7 図 高周波等価回路

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_{C1}}{R_{C1}} + \frac{V_{C1}}{R} - \frac{h_{FE}}{1 + h_{FE}} \cdot I_{B1} &= 0 \\ I_{B2} + h_{FE} I_{B2} - I_E &= 0 \\ I_E &= I_{B1}, I_{B2} = \frac{V_{C1}}{R} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(20)$$

V_{C1}, I_{B2}, I_E を消去して。

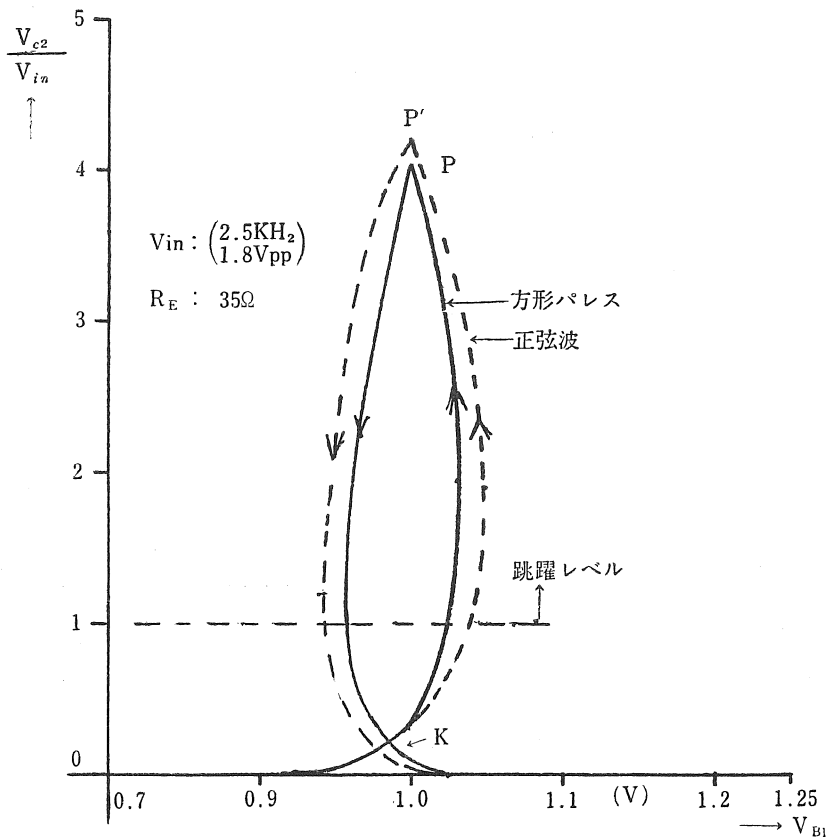
$$\text{ループ利得 } G = \frac{I_{B1}'}{I_{B1}} = \frac{h_{FE}}{1 + (R/R_{C1})} \dots\dots\dots(21)$$

シュミット・トリガ回路として $G > 1$ でなければならぬ。しかし $h_{FE} > (1 + R/R_{C1})$ の条件は容易に得られるし、実際には C によって R は殆んど短絡状態同様であるから、この条件は十分に満足される。パルス周期発振条件の一つである。

また入出力レベル関係は第2図で示されるから、変化分 $\Delta V_{C2} / \Delta V_{in}$ は勾配すなわち1より大きい利得である。さらに V_{C2} の僅かの経路の違い (振巾上昇と下降) を示しているが大きなヒステリシス特性は持たないこと

が解る。実際の回路における交流信号増巾利得特性を第8図に示した。特長ある ℓ 字形のループ形をなしている。ピーク点 P 、 P' が存在するから設定値 V_{B1} の選定をこの付近におくべきである。波形上では V_{B1} 上昇 \nearrow

時には、 T_r のベースバイアスによる Lower Limitte 的働らきで振巾増巾が行われ G の増大をなしている。一方下降時には Uper Limitter 動作となっているから本来の利得値とは少し意味が異なってくると思われる*。



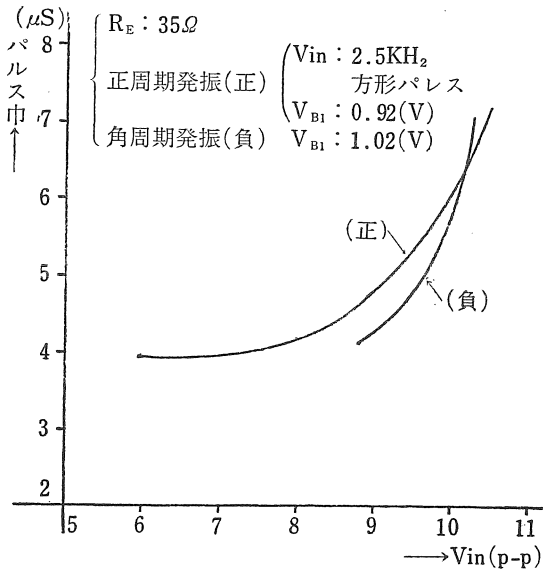
第8図 利得特性

*この特性によればある V_{B1} の値では利得に二つの値を取ることになる。一つの値が1より小さいならば、これは減衰的振舞で他の利得に打勝てず無視してもよい。二値とも $G > 1$ ならば急速な再生作用で動作するものと考えている。 $G \leq 1$ については、 T_c の非線形性を受けて、 V_{B1} の狭い範囲ではあるが、 V_{in} の影響により V_{B1} の直流バイアスは僅かの変動があると言える。もちろん T_r のストレージや漂遊容量などにも影響されていると思う。実験でも不安定さが認められた。 $G > 1$ 範囲は V_{B1} の変化によって相当大きい利得の変化を示している。がように V_{B1} の設定範囲は、二安定マルチバイブレータに比して狭いから、周期パルス列発振領域も限定されてしまう。これは第1図による考察と一致する。

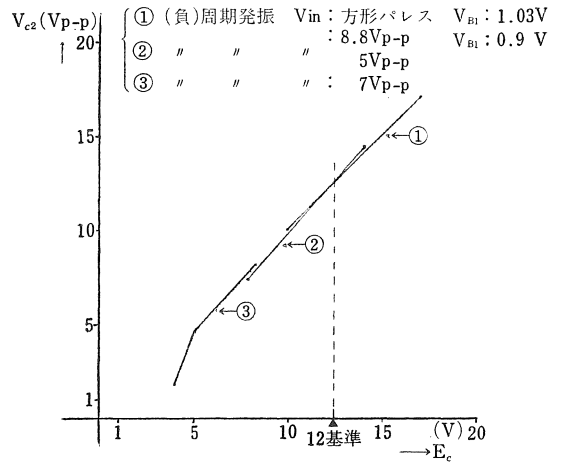
<周期発振出力パルス>

出力波 (V_{c2}) のパルス巾 T_w は⑩式からまた周期は⑪⑫式から求められる。良い方形波を得るには T_{r2} につ

いて⑩式を満足しなければならない。(ボトム条件)。これは R_c を小さくすることに帰着する。しかし、 R_{B2} 、 R_E などの関連で決める必要がある。また高速用回路になれば、能動領域と安定領域の転移で CR の時定数回路で使うため、あらゆる面から対策を考えるべきである。信号入力スレシホールドレベルを越える期間が周期発振個々のパルス巾より小さい場合には、波形降下時に指数関数的にきいてくるし、分解時間もこの影響を受ける。⑩式で示される T_w は各定数を設定しておけば h_{FE} により変化がある。 h_{FE} は能動域とシャ断域およびボトム域の境界を除いてはほぼ一定とみなせるので T_w は一定である。いま V_{in} の振巾変動による T_w の変化を実測し第9図に示した。⑩式が対数式であるからやはり、カーブはエクスポネンシャル増加を示している。負周期発振も同一傾向をなす。この原因は V_{in} (直流分を含む) が $x E_c$ のバイアスを V_{in} 振巾に応じて変化させるためと考える。



第9図 入力振巾対パルス巾特性



第10図 出力対供給電圧特性

つぎに、供給電源は単一方式回路であるから電源電圧の変動によって出力振巾がうける影響を第10図に求めた。パルス周期発振範囲内では供給電圧に比例して変化することがわかる。12(V)基準で負周期発振は±2.5(V)、正周期発振では±5(V)変化しても発振状態を維持できる。しかし周期発振個々のパルス巾に変化をおよぼすが、この実験では発振維持範囲の出力振巾のみを対象とした。

<むすび>

シュミット・トリガ形回路によるパルス列周期発振が可能である。そのためには両 T_r は飽和、不飽和形動作として、エミッタ電圧の入力電圧に対する変化が、出力段 T_r のカットオフに切替わる以下のレベル領域で V 特性を示すことが特に重要条件となる。ループ利得は、前段ベース・バイアス電位を変化させると、 \varnothing 字曲線をなし1つのピーク点を持つ点に特長がある。以上二項目を明らかにした。さらに詳細な解析とか別の観点からの検討あるいは異常現象等については、本研究を続行するつもりでつぎの機会に御報告する予定にしている。

—参考文献—

1. Digital 回路 川又他3名 オーム社
2. パルス回路 P. 51~54, 米山正雄, 朝倉書店
3. Fundamentals of Electronics, Vol III
P. 242~248
G.E Owen, P.W Keaton
4. シュミット・トリガ回路動作のパルス周期発振化
昭44 東海連大 深谷