

# パルス周期発振現象

深 谷 義 勝

## Oscillating Phenomena of repeated Periodic Pulse-train

Yoshikatu FUKAYA

In the paper, it was stated about the matter, that is, on which we considered, that the oscillator repeated periodic pulse-train by externally triggering was to form a electronically controlled system consisting of ringing circuits, and that how much the frequency spectrums in accordance with the output of the oscillator expand.

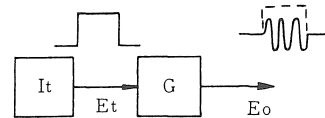
Further more, being operated the oscillator with triggering by a sinusoidal wave, and two levels exchanged pulse, and operated the other one of free running type as new idea, the action of the oscillator will be particularly detail described in the report.

### 〔ま え が き〕

一般にパルス発振器とかスタート・ストップ発振器と言われる特殊発振器の重要さが増している。筆者は先に E・D によるパルス周期発振回路を開発し報告してきた。それらはパルス励振方式の無バイアスあるいはバイアス法についての回路研究であり、出力として正と負(反転)のパルス周期列を発生させることができ、その特性など明らかとなった。ここでは周期発振の基礎事項について考察をする。それは、励振による周期発振をリング回路を持った電子制御系の考え方を導入し、周期発振波の周波数スペクトラムを推論したのである。さらにトリガーとして、正弦波と二値階段波を加えたときの動作状態、および自走形の周期発振回路についてエサキ・ダイオードとトランジスタ組合せ回路を実現したので、これらの概略を報告する。

### 〔トリガー周期発振の制御系論〕

〔I〕 周知のパルス発振器たとえばレゾナント・トランスファ (Resonant transfer) 回路や TV の高圧発生回路などの周期発振は、基本的には RLC 回路にステップ入力を印加する操作と考えてよい。すなわちエミッタ接地トランジスタ増巾回路では不都合なリング現象を積極的に利用しようとする試みから生れたものであろう。実際には減衰振動であるから、これを補償して一定振巾の出力を保つために、自励発振回路のように増巾素子と組合せた構成をとらなければならない。その構成を第 1 図の如き、簡単な Open circuit 制御系として表わし考察していくことにする。出力  $E_o$  は、有限時間で整定される様な振巾と時間巾のパルス操作入力  $E_t$  を印加して動作する系とする。いま G の入出力関係が  $n$  次



第 1 図

ならば

$$\alpha_n E_o^{(n)} + \alpha_{n-1} E_o^{(n-1)} + \dots + \alpha_1 \dot{E}_o + \alpha_0 E_o = E_t \dots (1)$$

に表わされる。  $t=T$  における出力  $E_o(T)$ 、  $t \geq T$  の入力  $E_t$  の値を  $E_t(T)$  とすると、ある有限巾パルス入力を加えて

$$E_o^{(n)}(T) = 0, \dots, \ddot{E}_o(T) = 0, \dot{E}_o(T) = 0 \dots (2)$$

の条件が満たされる時、その瞬間にそのときの出力  $E_o(T)$  に相当する大きさのステップ入力

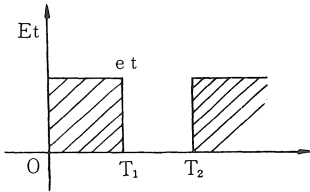
$$E_t(T) = \alpha_0 E_o(T) \dots (3)$$

を加えるなら自動的に  $E_o^{(n)}(T) = 0$  は確定する。以後この系の出力値は時間に無関係に一定値となるであろう。すなわち目標値が一定値で、これに対する入力が(3)式であるとき、有限時間整定のためには、二次の系としては  $\dot{E}_o(T) = 0$ 、そして三次系では  $\ddot{E}_o(T) = \dot{E}_o(T) = 0$  の条件を有限時間内において達成すればよい。特に  $E_t(T) = E_o(T)$  となるのは  $\alpha_0 = 1$  なる系である。(2)式の条件を得るのには、有限ステップ巾操作入力を何回必要とするかは  $\dot{E}_o = 0$  を得るのは自励振動による成分を利用するならば、有限巾ステップは一つだけで成り立ち、これはボジカストコントロールである。一般には立上り起動の問題として考える。周期発振では当然ボジカストコントロールでなければならない。エサキダイオード周期発振の場合でも、単安定振動回路を予め形成させ

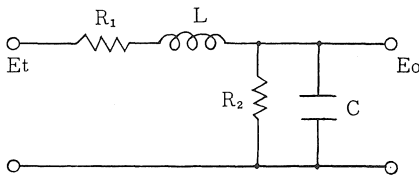
であるから、次に述べるリングング回路を用いる正弦波周期発振の出力とは違うが、制御系としては、同じことである。

〔II〕 リングング回路の条件式を考えてみる。第1図における伝達関数  $G$  を次のように仮定して

$$G(S) = \frac{1}{s^2 + 2kws + w_2} \dots\dots(4)$$



第2図 (a)



第2図 (b)

第2図

二次系を取り上げ条件を計算する。(4)式を微分方程式に変えるが、第2図のRLC-Ringing回路に対応させる。

$$\frac{d^2 E_o}{dt^2} + 2kw \frac{dE_o}{dt} + w_2 E_o = E_t \dots\dots(5)$$

$$\text{ただし } w^2 = \frac{1}{LC} (1 + R_1/R_2)$$

$$2kw = \frac{1}{CR_2} + \frac{R_1}{L}$$

いま  $E_o = u$ ,  $\dot{E}_o = \dot{u} = v$  とおき (5)式を変換し

$$\begin{bmatrix} \dot{u} \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -w^2 & -2kw \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_t \end{bmatrix} \dots\dots(6)$$

(5)の固有値を  $\lambda_1, \lambda_2$  として

$$\begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \lambda_1 \lambda_2 & \lambda_1 + \lambda_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \text{の一次変換を行い}$$

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\lambda_2 - \lambda_1} \begin{bmatrix} \lambda_2 - 1 \\ -\lambda_1 - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ E_t \end{bmatrix} \dots\dots(7)$$

を得る。ただし  $\lambda_2 \neq \lambda_1$

有限パルスが加わっている期間では  $t=0; u=0, v=0$  とおき積分して求められる。

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= -\frac{et}{\lambda_1(\lambda_1 - \lambda_2)} (1 - e^{\lambda_1 t}) \\ X_2 &= \frac{et}{\lambda_2(\lambda_1 - \lambda_2)} (1 - e^{\lambda_2 t}) \end{aligned} \right\} \dots\dots(8)$$

この式によって動作が表わされている。

Ringling現象が起るためには、不足制動の状態すなわち  $k < 1$  の条件を必要として

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= -\omega(k - j\sqrt{1-k^2}) \\ \lambda_2 &= -\omega(k + j\sqrt{1-k^2}) \end{aligned} \right\} \dots\dots(9)$$

を計算でき、transient現象で求められるものと同じ式となる。振動条件として

$$\left. \begin{aligned} 1 - \varepsilon^{-\omega k T_1} \cos \omega \sqrt{1-k^2} T_1 &= \varepsilon^{\omega k T_2} \sin \omega \sqrt{1-k^2} T_2 \\ \varepsilon^{-\omega k T_1} \sin \omega \sqrt{1-k^2} T_1 &= k \varepsilon^{\omega k T_2} \sin \omega \sqrt{1-k^2} T_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots(10)$$

(10)式をまとめると、 $G$ は $2\omega$ の成分が必要である。

$$\varepsilon^{2\omega k T_1} - 1 = \sin 2\omega \sqrt{1-k^2} T_1 \dots\dots(11)$$

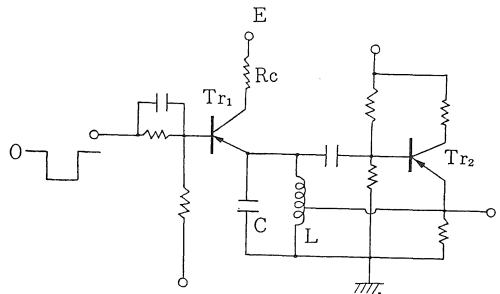
なお出力  $E_o$  は次式で示される。

$$E_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_t \left\{ 1 - \varepsilon^{-k\omega t} \left[ \frac{k}{\sqrt{1-k^2}} \sin(\omega t \sqrt{1-k^2}) + \cos(\omega t \sqrt{1-k^2}) \right] \right\} \dots\dots(12)$$

振動の角周波数： $\omega_0 = \omega \sqrt{1-k^2}$

この様に  $E_o$  は振動的であるが、振巾は一定しく周期発振としては良くない。 $G$ が振動回路のみと仮定したためであるただし  $R_1=0, R_2=\infty$  ならば  $E_o = E_t(1 - \cos \omega t)$  となり目的を達せられる。

〔III〕 前述の如くリングング回路に損失分があるので、補償する方法としてトランジスタや真空管、エサキダイオードを用いる。これらによるLC回路を含めた発振回路とする。一般にはハートレー発振であるが、 $E \cdot D$ 素子では弛張発振にしている。しかし励振のスイッチ動作で周期発振の初めから同一振巾の波形が得られ、休止時においても非振動項(過渡現象分)が入らないことは大事である。別の方法として発振器は常時発振せしめておいて、ゲート回路やシュミット回路を組合せて周期発



第3図

振波を得ることもできるが、過渡現象的な考慮はこの場合特に必要である。したがって、回路の複雑化を招いている。従って著者が現在取り上げている方法は最も簡単なものである。ただ設定条件を満足させるのに困難さはある。エミッタ同調形ハートレー回路を用いた第3図の回路では、 $Tr_1$ がonのとき  $E/R_c$  を適当に選んで  $L$  を流れる電流が発振の最大電流にしておくこと、 $L$ には発振状態での最大エネルギーが常に蓄えられていることになるので、

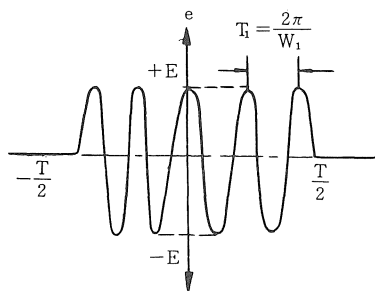
$Tr_1$  が off になった直後には、 $L$  のエネルギーが  $C$  に移り、また  $L$  に戻るといった発振状態に無理なく移れる。そして同一振巾の正弦波周期発振が得られる。このようにして周期発振出力波は、Ringing 回路の初期条件が  $L$  中の電流で決まるから、始動時の波形の位相は常に一定という大きな利点を持っている。

〔周波数スペクトラム〕

〔A〕 正弦波の周期発振波について、変調波とみて包絡線パルスと正弦波あるいはサンプリングパルスの和とみなすことができる。結局 2 個の信号が含まれていることであって、パルス変調発振あるいはパルス数変調発振波とも言われ、変調波として 2 個の信号の相互相関関数が、それぞれのスペクトルの積に等しいスペクトルを持つことは明らかである。つまり周期発振波が 2 つの簡単な信号の積とみなされるならば、そのスペクトルを簡単なスペクトルの相互相関関数として求められるのである。いま有限な整定（繰り返し周期一定）時間をもつ正弦波だけを考えると、純正弦波と方形パルスの積である。従って正弦波スペクトルのおおの（変調があればそのスペクトル）にパルススペクトルと同形のものを  $\uparrow$

よくことにより求められる。

〔B〕 Single-tone 波としてここで計算する第 4 図の波形ならば



第 4 図

$$\left. \begin{aligned} e &= 0 & -\infty < t < -\frac{T}{2} \\ &= E\varepsilon^{j\omega_1 t} & -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \\ &= 0 & \frac{T}{2} < t < \infty \end{aligned} \right\} \dots\dots(13)$$

フーリエ変換して

$$g(\omega) = E \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \varepsilon^{j(\omega_1 - \omega)t} dt = E \cdot \frac{\varepsilon^{j(\omega_1 - \omega)\frac{T}{2}} - \varepsilon^{-j(\omega_1 - \omega)\frac{T}{2}}}{j(\omega_1 - \omega)} \cdot \frac{T}{2} \text{ 間を通して } g(\omega) = E \cdot T \cdot \frac{\sin(\omega_1 - \omega)\frac{T}{2}}{(\omega_1 - \omega)\frac{T}{2}} \dots\dots(14)$$

一方方形パルスのフーリエ変換については

$$g_p(\omega) = E \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \varepsilon^{-j\omega t} dt = ET \frac{\sin\omega\left(\frac{T}{2}\right)}{\omega\left(\frac{T}{2}\right)} \dots\dots(15)$$

$$g(\omega) = E \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos\frac{2\pi nt}{T_1} \exp j\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt = \frac{ET}{2} \left\{ \frac{\sin\left[\pi n\left(\frac{T}{T_1}\right) - \omega\left(\frac{T}{2}\right)\right]}{\pi n\left(\frac{T}{T_1}\right) - \omega\left(\frac{T}{2}\right)} + \frac{\sin\left[\pi n\left(\frac{T}{T_1}\right) + \omega\left(\frac{T}{2}\right)\right]}{\pi n\left(\frac{T}{T_1}\right) + \omega\left(\frac{T}{2}\right)} \right\} \dots\dots(16)$$

また、変形して表わすと次式が得られ、これは

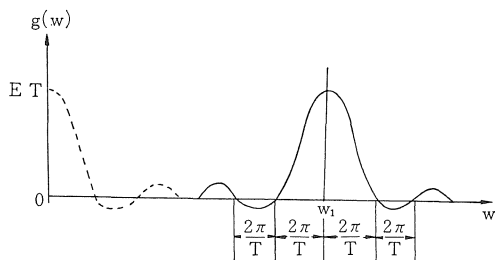
$$g(\omega) = \frac{ET}{\left[\pi n\left(\frac{T}{T_1}\right)\right]^2 - \left(\frac{\omega T}{2}\right)^2} \cdot \left(\pi n\frac{T}{T_1} \sin\pi n\frac{T}{T_1} \cos\frac{\omega T}{2} - \frac{\omega T}{2} \cos\pi\frac{T}{T_1} \sin\frac{\omega T}{2}\right) \dots\dots(17)$$

これら(14)(15)の式は  $\sin\theta/\theta$  関数となって第 5 図に示されるように  $g(\omega)$  は原点から  $\omega_1$  だけ離れたものである。また  $T$  が増すにつれて各スペクトルの中が減少するし、そのスペクトルのローブの各々によって含まれる周波数帯

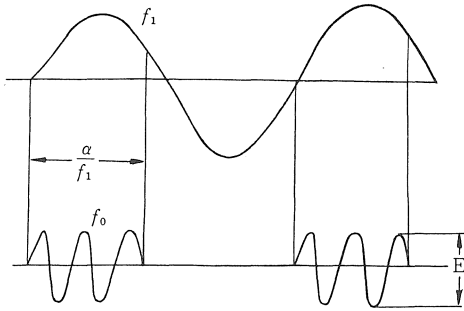
域が狭くなる。どれほど  $T$  が増しても重要なスペクトルエネルギーは周波数帯域が零でない範囲に亘って分布していることなど周知であろう。つぎに Single-tone 列の有限周期波についても同様にして、(16)(17)が得られる。

$T = nT_1$  と正しく整数倍のものだけについての関係であるが、 $T$  の断の寸前に一パルスの立上りがあれば、最終パルスは正弦波とみてかまわない。すなわち  $nT_1 \geq T > (n+1)T_1$  において成立つ式である。

〔C〕 つぎに励振を正弦波で行う周期発振では、発振の起動および停止が励振波の一定位相で行われることになる。この場合周波数スペクトラムは、正しく励振波の整数倍のものだけとなる。一般のフーリエ級数で表現してみると、周期原発振周波数  $f_0$ 、励振波  $f_1$  とし  $f_1$  の



第 5 図



第6図

$2\pi\alpha$ の間だけ  $f_0$  出力があるならば

$$\left. \begin{aligned} f_2/f_1 = n_0, \theta = 2\pi f_1 t \\ e = E \sin n_0 \theta \dots 0 \leq \theta \leq 2\pi\alpha \\ = 0 \dots 2\pi\alpha \leq \theta \leq 2\pi \end{aligned} \right\} \dots (18)$$

$$e(\theta) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \dots (19)$$

係数  $a_n/b_n$  はつぎのとおり

$$a_n = \frac{E}{2\pi} \left\{ \frac{1}{n_0 - n} [1 - \cos 2\pi\alpha(n_0 - n)] + \frac{1}{n_0 + n} [1 - \cos 2\pi\alpha(n_0 + n)] \right\}$$

$$b_n = \frac{E}{2\pi} \left\{ \frac{1}{n_0 - n} \sin 2\pi\alpha(n_0 - n) - \frac{1}{n_0 + n} \sin 2\pi\alpha(n_0 + n) \right\}$$

ただし  $n_0, n$  は正の整数とす。

この様な励振方法では起動がノイズ、誘導等により影響をうける度合いが大きい。故周期発振としての安定性が問題になるが、他からの影響を受けない様なレベルに設定する必要がある。周波数スペクトラムは19式からも求められる。ここで  $n_0 \neq n, n_0 > n$  とし  $n_0 = 2n + 1$  の関係に選ぶべきである。

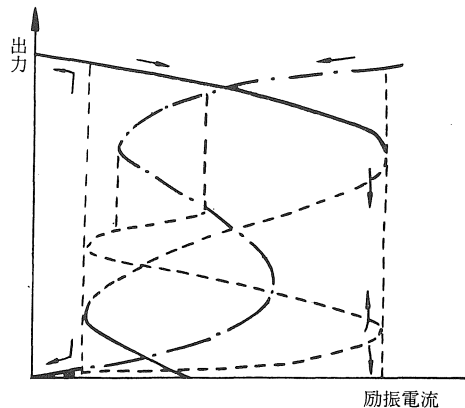
〔周期発振における励振〕 一特に E・D の場合

Ringing 回路を用いたトランジスタ周期発振の励振は、動作上の安定度を考えると、方形パルス励振が最良である。目的により正弦波励振を用いるが、Rise time や fall time を短くする様に回路定数を定めるとスイッチング素子の選定に注意を払わなければならない。パルス周期発振を行わせる場合高速化の要望の場合は。

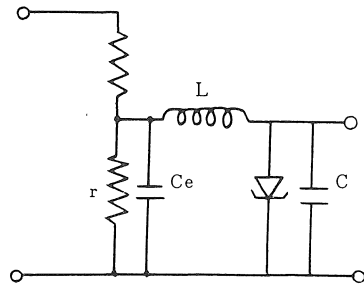
その点について E・D 素子は高速スイッチングに適している。また E・D 周期発振の励振は興味深いので述べることにする。可変周波数励振をするならば、パラメータ励振において分数調波などの発振消滅現象があるので(多く論じられている)、周期発振が可能である。これについては今後の問題として残しておくことにする。方形波パルスの場合には前号で、またその強制振動の状態は Duffing の方程式によって検討し述べている。この方程式は応答、安定性の現象分析に便利であるので多く

用いられている。さて E・D 周期発振のトリガー方法として電流源によるが、負荷線と E・D の交点が低圧点にあれば、正方向の励振によって正周期発振、高圧点にあれば負(反転)周期発振が得られる。…負方向励振で、高速度化を要求している場合正周期発振で、負荷線を3点交差法によることは先に報告している。

①ヒステリシス現象…励振電流の強さ  $I_t$  を変化することを考える。安定周期発振状態から  $I_t$  を増大すると、E・D 特性の高圧点に跳躍し、 $I_t$  のステップ時そのまま保持されて、周期発振は停止してしまう。取りも直さずパルス増巾(二安定マルチ動作)ということである。逆に  $I_t$  を減少していくと、Valley 点から低圧に跳躍し動作点に落着くが、 $I_t$  が安定発振とほぼ同一値に達すれば再度設定される。 $I_t$  として動作領域が存在することを意味する、E・D の様な非線形励振の場合、強制力の変化によってヒステリシス現象があることは解析されて、第7図の特性を求めているが、\*明らかにこの現象を確かめられる。第8図の回路において  $r$  を大にするか  $C_e$  を小にして周期発振を起りにくくすると、発振範囲は狭くなり、LC の値には余り影響を及ぼさない。発振停止、開始の位置に関して履歴現象が伴う。周期発振波形の歪の原因となる。



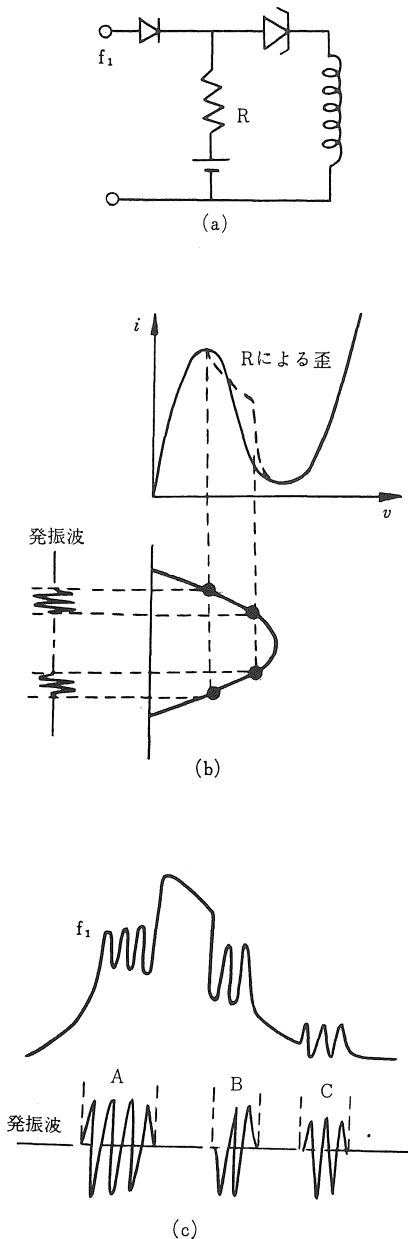
第7図



第8図

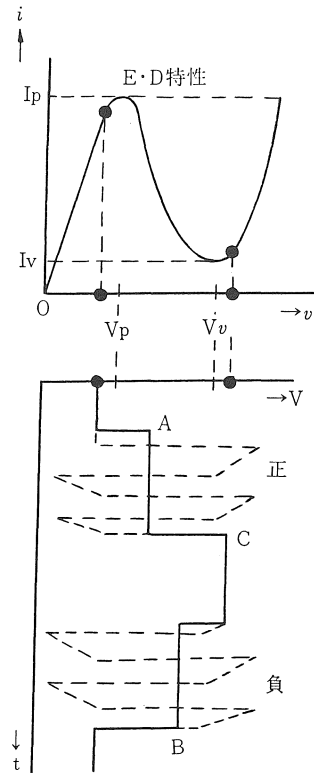
②正弦波トリガーでは正の半波において、適当な振巾の

もとにおいて、周期調和的振動が得られる。第9図において負荷 $R$ とトリガー振巾により発振状態を変化し、 $R$ の増加で発振エネルギーが減じ、同時に自己バイアス現象のため振巾立上り上部について、発振周波数、周期が著るしく縮まり、時に $B-C$ のように分離する現象も起こる。またピーク値にだけパルスを発生する様に設定もできるので応用の途として位相制御が可能である。第9図(b)の如く $R$ による歪も大きくなり、波形歪の原因を作るから、値を十分検討することが肝要である。



第9図

③二値階段波トリガーを行う場合には、レベルを正しく保たないと、正負の周期発振は得られない。第10図の如く $E \cdot D$ 特性と $A, B, C$ レベルの関係が必要とする。 $A$ レベルにおいて Rise の向きは必ず正で、 $B$ レベルでは始動が必ず負である。 $A-C$ レベル差、 $C-B$ レベル差がその転移を行っている。 $A, B$ 間のレベル差は $E \cdot D$ 素子によって多少違っている。階段波はこのレベル調整が可能のものでなければならない。ただ正負周期発振が同時に得られる利点があるので、正弦波励振の場合でも0レベルを適当に与えると、この場合も同時発振ができる。②③の周期発振の周期はトリガーの振巾で変化されるのは、固有の発振周期は矢張バイアス現象、ヒステリシス現象の影響をうける。

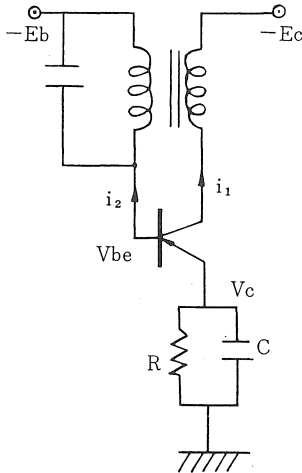


第10図

〔自走形周期発振〕— $E \cdot D$ と $Tr$ の組み合わせの場合

$E \cdot D$ 自走形周期発振を提案するが、単一構成では $C$  $R$ 時定数回路を用いても不可能である。この原因は、 $E \cdot D$ の非発振状態において電圧のジャンプは $(I_p - I_v)$ の電流変化であり、しかも正領域のみであるから、複合スイッチング動作は出来ない。従ってトランジスタなどの他の素子のスイッチ動作を借りて、それらと組み合わせる方法を用いて初めて実現できる。まず単一トランジスタ

自走周期発振については、ブロッキング発振回路方式をとって、RCタイミング回路を接続すると得られる。方法としてベースにRC回路を接ぐ場合と、エミッタに接ぐ場合とがある。その他L、Mによるリングチョークを用いるあるいはそれらによるプッシュプル形などもある。簡単に行うにはCR方法が何よりも得策である。第11図はその例である。定常状態ではCは $t_s$ の間に電荷Qは



第11図

$$Q = \int_0^{t_s} \{i_1(t) + i_2(t)\} dt$$
 ただし  $t_s \gg RC$  パルスは  $V_{be}$  が0の瞬間すなわちCに加わる  $V_c$  が  $-E_b$  に等しくなった瞬間から始まる。トランジスタがオフになると  $V_c = -V_{co} e^{-\frac{t}{RC}}$  として見出される。従って  $E_b(\epsilon RC - 1) = \frac{Q}{C}$

$$-\Delta V_c = V_{co} - V_{co} e^{-\frac{t_r}{RC}} = \frac{Q}{C}$$

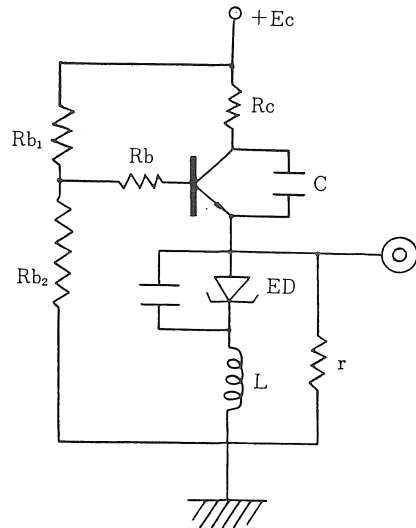
さらに  $V_{co}$  は  $-E_b = -V_{co} e^{-\frac{t_r}{RC}}$  から  $V_c(t_r) = -E_b$

として見出される。従って  $E_b(\epsilon RC - 1) = \frac{Q}{C}$

$$\therefore t_r = RC \ln \left( 1 + \frac{Q}{CE_b} \right)$$

と表わされる。この様に発振停止開始の時間はCRを選定して作成できる。そして波形継続期間中は適当なベース回路に接がれた共振回路により周期発振出力を得るものである。

つぎにトランジスタとE・Dの組合せによる周期発振回路を第12図において実現した。トランジスタによつてCの充放電動作を用いE・D自走発振回路の供給電流を断続せしめている。すなわちエミッタ側にそれが組込ま



第12図

れ、E・Dの自走発振時高圧点に転移する際の電位転移がトランジスタのベース電流を急に減少し、 $I_c$ をカットオフにする作用をさせている。自己帰還形である。しかし、トランジスタは  $R_{b2}$  によりベース電位をエミッタより正電位にして、常時導通状態にしている。したがって、 $E_c$ の印加により  $(E_c - I_c R_c)$  の電圧で過渡的にCが充電される。ベース電位が適当であると、エミッタ電流  $I_e$  のためE・Dは高圧ジャンプが起こる。するとベース電位の降下を伴い  $I_e$  が減少し、 $R_c$ の電圧降下が少なくなりCの充電が始まる。一方E・Dは低圧点に達し低圧ジャンプを起こし、出力の1パルスを形成する。 $R_c C$ の時定数を大きくとってあるし、Cの放電は指数関数的に行なわれるので、E・Dを再び高圧ジャンプに追いやることになる。このような現象を繰り返すが、E・Dパルス発振の周期が短いので、Cの放電による電位降下が次第に進行して、 $I_c$ を減少させ遂にE・D発振の停止に至る。

その間には出力としてパルス列が得られるのである。発振停止で  $I_e$  を増大させ再び前述の動作が行われる。条件として  $R_c < E_c / I_p$  かつ  $\frac{1}{R_c C} < (E \cdot D \text{ 発振周波数})$  が必要である。またE・Dの立上り波形の部分を利用しているため、周期発振波形も一般の弛張発振などの立上りより鋭いパルス波を作れる。トランジスタとしてはスイッチング速度の速いものを用いないと、この特長を生かせなくなる。現在の段階ではトランジスタやE・D

素子の温度による定数変化のために不安定さがあるので、改良研究の続行中である。

〔むすび〕

周期発振の取り扱いを、基本的に考察しようとした。電子制御系としてリング回路を対称に進めたが、詳細については結論が得られてはいないが、理論的確立を目差したものである。さらに正弦波の周期発振の周波数スペクトラムなどは、フーリエ級数や変換で計算されるが、E・D周期発振では波形そのものが複雑であるから解析に困難がある。今後研究を進めていくことにする。

また、その励振方法として興味があるし、最も重要な事項と考えるが、バイアス供給と無バイアス法とに大別される。トリガー波形としては方形パルス、正弦波、二値階段波が実用上必要と思われる。このうちでも二値階段波はパラメータ励振と似た所があるので、重要となるであろう。他の方法では周波数変化を利用した周期発振の進展が望まれて、この点を進めたい。そして自走形周期発振器の実現によって、この種の発振に対する期待と重要性が増し、なおその応用範囲を一層拡げることが出来る様になった。

終りに激励して頂いた電子工学科各先生に深く感謝しまた図面で手助け下さった池田助手補に感謝する。

参照引用文献

- 1) 川村：カプセル発振器のE・D方式  
研究会資料MBE-67-5(1967-06)
- 2) 川村：E・D発振器のバイアス履歴現象  
関西連大 昭37
- 3) 沢，本間：マイクロ波の新しい周波数標準  
信学誌 35-62
- 4) \*富安：電学誌 Vol184-3 No 906(39-16)P. 442
- 5) J. Merrett：Electronic engine. Vol 35 No. 421.  
March 1963 P. 156-159
- 6) 川又，川島，佐座，大島：デジタル回路オーム社
- 7) 当麻：パルス技術入門 丸善
- 8) M. Schmartz：Information Transmission  
Modulation and Noise McGH. 1959
- 9) 小林邦：有限時間整定の方法の提案 電学誌 第38  
巻第1冊 38-9 P. 63-68
- 10) 深谷：愛工大研究報告第2，3号