

エサキ・ダイオードを用いた確率密度関数測定回路

深 谷 義 勝

Circuit, being made use of Esaki Diodes, for Measurement of Probability Density Function.

Yoshikatsu FUKAYA

We have developed the circuit with use of Esaki Diodes for the measurement of probability density function.

This paper proposes on the fundamental principles and the action of various parts of the circuits, which are constructed to measure the probability density function, and more the results of basic experiments, etc.

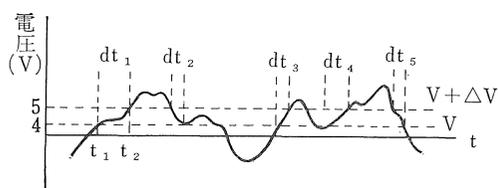
From these results in this paper, it will be expected that the improvement of accuracy of the measurement, and the simplifications of the device and its operation with these methods, will be possible in the future.

【I】ま え が き

最近における高度な社会組織と科学技術の発展により、確率統計の考察が要請される場合が多くなってきた。特に工学なかでも通信工学や電子工学の分野では、以前からこの考察概念は不可欠のものとなっている。さて通信系の場合では、Noise とか不要 Random 信号が、連続型確率密度関数を与えることが極めて多い。従って、この関数測定は重要なものとする。また自動制御の分野でも、非線形制御系や最適制御系の動作を評価する場合にも、不規則事象を取り扱う Random process などにおいて、その重要性を増している。著者は、エサキ・ダイオード (E・D) を主体として用いる確率密度関数の測定回路方式を提案している。ここでは、その方式の回路動作と、基本原理についてのみ述べる。従来の測定回路構成と比較すると、本方式では、回路と取り扱いの簡易化、および精度向上を期待されるものとする。そして確率分布も測定できる利点もある。

【II】測 定 原 理

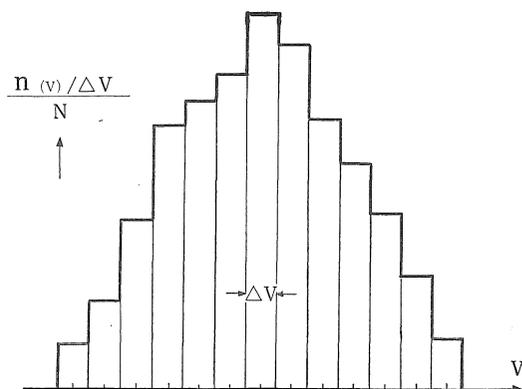
一般に増巾器出力には、雑音電圧が表われることを誰しも知るところである。第1図は、その出力電圧はプロ



【第1図】 ランダム波形

ットして作った連続曲線である。ある瞬間 t_1 で $4[V]$ 、他の t_2 では $5[V]$ というように値を持っている。ここで、ある電圧を基準として、これを越える事象について問題を進めることができる。あるレベルを越える事象(A)の生起確率は、他の事象の生起確率には依存していない。従って独立試行であって、(A)の生起確率で言えば、一定 $p=1$ である。また起こらない確率 $q=1-p=0$ ということである。これはベルヌーイの試行となる。このような事象について、十分長い時間 T の間に電圧波形が、あるしレベル V をこえる時間の総和を $\sum \tau_n$ とすると、定量的表現法の時間率 $\frac{\sum \tau_n}{T}$ が多く用いられる。第1図について、波形が任意の期間 T において、 V と $(V + \Delta V)$ に存在する時間は $(dt_1 + dt_2 + \dots + dt_n)$ であるので、その時間割合は、確率と言えるが次式で表現される。

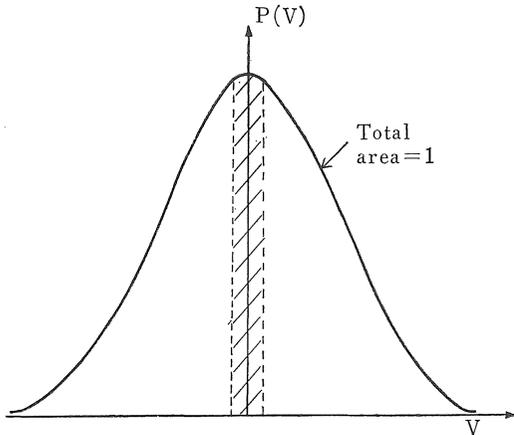
$$\frac{dt_1 + dt_2 + \dots + dt_n}{T} = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^n dt_n \dots \dots (1)$$



【第2図】 ヒストグラム

この比は T を大きくすると、一定値に近づいてくる。

ランダム・ノイズについては、その振巾分布はガウス分布に従っている。第1図でみると、 dt_1, dt_2, \dots, dt_n は確率変数に、 T は試行回数に対応させることができる。本測定方式では、時間に比例したパルス数に変換して、カウントするので、(1)式の時間関数 $n(V)$ 、ランダムプロセスを表わす時間関数 N とおく。そして、 ΔV 中に存在する頻度 $\frac{n(V)}{N}$ を V について ΔV 間隔でグループとして表わすヒストグラムを、第2図のように作れる。 $\frac{n(V)}{N}$



【第3図】 ヒストグラムの平滑曲線

は $(V_j - \frac{\Delta V}{2})$ と $(V_j + \frac{\Delta V}{2})$ の間にあるだらう確率 $P(V_j)$ を表わすことになる。 $P(V_j)$ は ΔV の間隔の大きさの選択に、依存するが、 $\Delta V \rightarrow 0$ のように高さを平滑近似すれば、確率密度は連続である仮定ができ、考察は容易である。先の正規分布の確率密度関数は次式で示される。

$$dp = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{r^2}{2}} \cdot dr \dots \dots (2)$$

ただし E : 振巾実効値 $r \equiv V/E \dots (3)$

$$\text{確率 } P(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_r^\infty e^{-\frac{r^2}{2}} \cdot dr = \frac{1}{2} \left(1 - \text{erf} \frac{r}{\sqrt{2}} \right) (4)$$

ただし $\text{erf} x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-x^2} \cdot dx \dots \dots (5)$

一方前述の考え方によると確率素分は

$$p(V) \cdot dV = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{K \cdot n(V)}{K \cdot N} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{n(V)}{N} \dots \dots (6)$$

確率密度関数は $p(V) \equiv \frac{1}{\Delta V} \cdot \frac{n(V)}{N} \dots \dots (7)$

ただし K は $E \cdot D$ パルス周期発振の出力パルスに対する比例定数

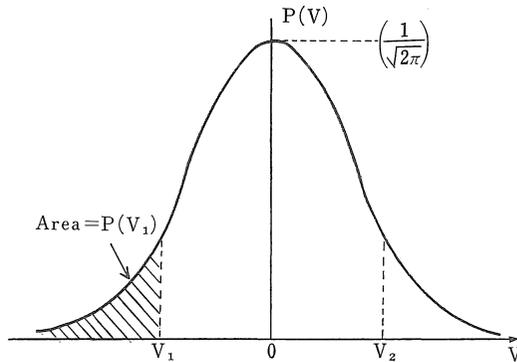
$N \rightarrow \infty$ のとき相対度数は P に確率収束すること

結局 (4) と (6) から次の関係が得られる。

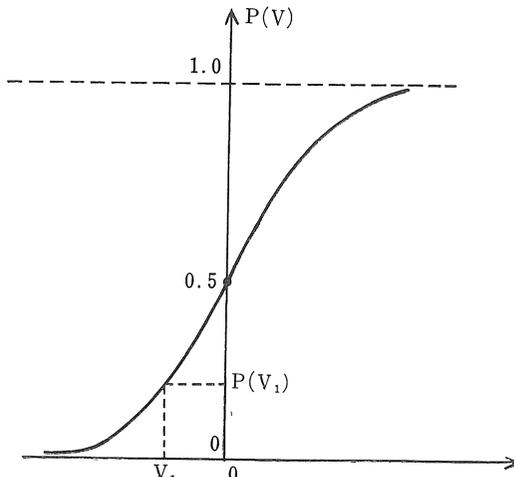
$$p(V) = \frac{n(V)}{N} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int \left(\frac{v}{V}\right) \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) dv = F(V/E) \dots \dots (8)$$

$v = \text{瞬時値}$
 確率論から $\int_{-\infty}^{\infty} p(v) \cdot dV = 1$ } ... (9) の関係がある。
 $p(v) \geq 0$

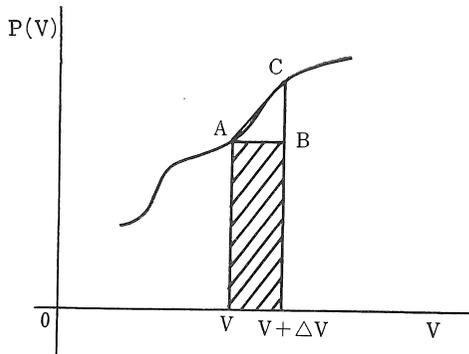
これから、許容変動の中でどこでも、波形が存在する確率は1であらなければならない。また V が V_1 と V_2 の範



【第4図】 (a)



第4図 (b)



【第5図】 誤差範囲

囲にある確率は次式で求められる。

$$P(V_1 < V < V_2) = \int_{V_1}^{V_2} p(V) \cdot dV \dots\dots(10)$$

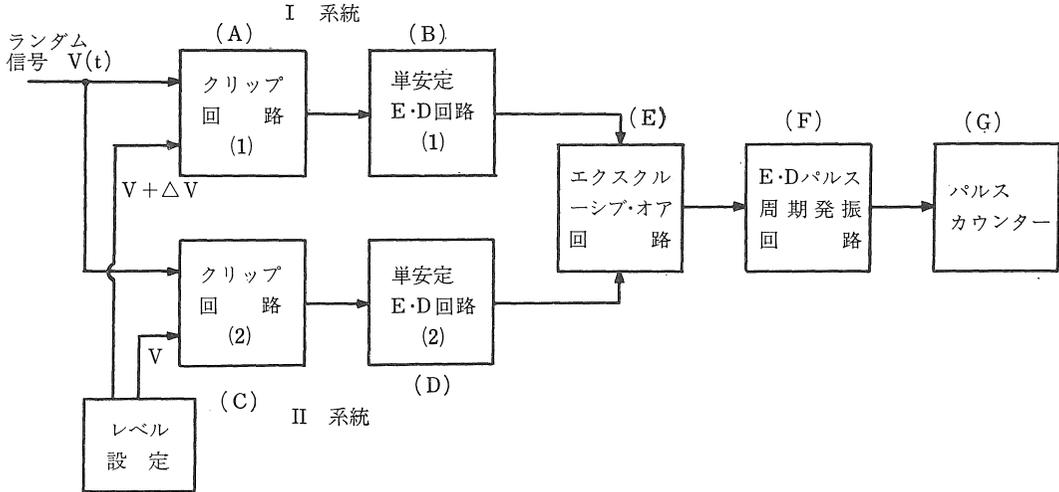
また $= P(V_1) - P(V_2) \dots\dots(11)$

ある密度関数と相応分布関数を第4図 (a), (b) に示すが、 $P(V_1)$ はクロスハッチングの面積である。さらに $P(V)$ は0から1までくる連続あるいは単調増加関数である。〔第4図 (b)〕 われわれは実験値から、確率密度関数を求める場合に $p(V)$ の分布曲線を近似しているか

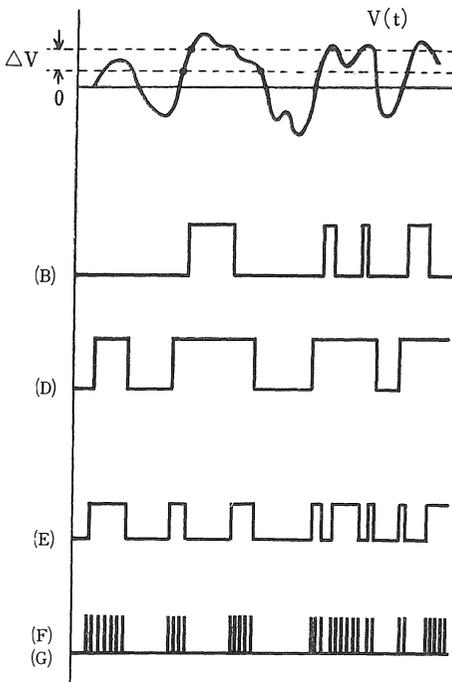
ら、第5図の ΔABC に相当する部分は誤差となることは、注意しなければならない。また十分小さい ΔV に対し十分大きい T を持って測定する程、Gaussian-Shaped 確率密度関数に対して良い近似をうることができる。

【Ⅲ】回路構成

回路構成上の主要部は、クリップ、単安定 E・D 回路、合成回路、E・D パルス周期発振回路、カウンタである。概略について述べると、Random 信号電圧 $V(t)$ を



【第6図】 確率密度関数測定回路構成図



【第7図】 各部関連波形

必要なレベルでクリップを行うが、I 系統、II 系統でレベル差 ΔV をつけて取出すことにする。 $\Delta V \rightarrow 0$ にすることは容易である。実験上 $\Delta V = 0.5(V)$ がよく用いられているが、ここでは $0.2(V)$ 以下の方が良いといえる。各クリップ出力は、E・D の単安定動作に必要なトリガ電圧 (約 $70mV$) の最小値に設定する。(B), (D) の出力パルスは方形波となり、(E) の禁止—OR 回路に加える。(B), (D) の出力パルス電圧に多少の相異があっても、(E) においてトランジスタの飽和性を利用して、一定パルス電圧が得られる。Random な巾に対して良い応答をすることが望まれる。(E) の出力は、共通入力の場合および共に零入力の場合は、出力零で、単入力時のみ方形波が出力として得られるべきものである。従って Random 電圧が、 ΔV 中に存在する時間に比例したパルス巾をもつところの方形波パルスに変換される。

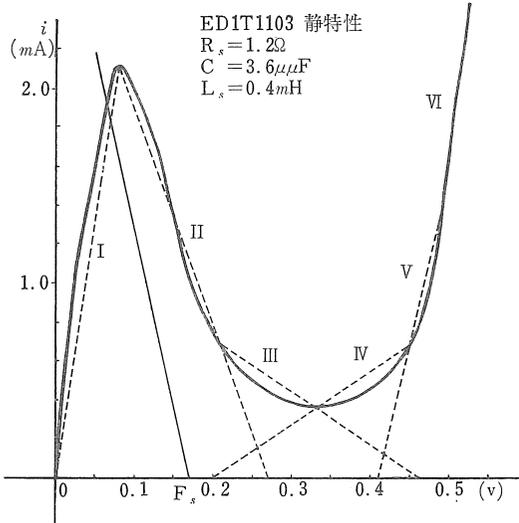
この時間巾つまりパルス巾を計測する方法には、いろいろあるが、計測を容易にするために、E・D パルス周期発振を用いて、パルス数に変換している。従来の方式では、信号発生器とアンド・ゲート回路を用いているが、本方式ではこれらを必要としない。ただ安定性は問題と

なるが、そして、それらの総パルス数は、パルスカウンタにより表示読み取る様にしている。各部の出力波形変換を第7図に示す。次に各部の基本回路と実験結果を示しながら考察を進めよう。

【IV】 基礎実験

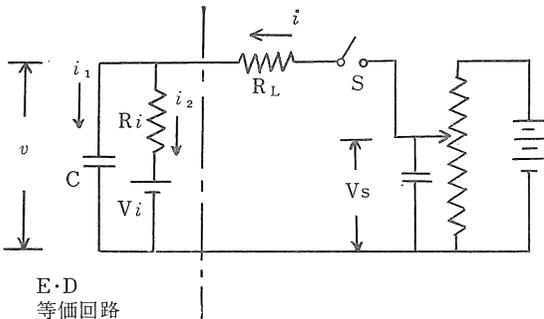
〔A〕 E・D のスイッチ特性の考察

E・D のスイッチ特性を利用しているので、この測定回路を考察上重要である。何故なら、単安定動作にしても、E・D パルス周期発振についても、そのスイッチ特



【第8図】 E・D 特性と近似

性が精度を左右するからである。E・D の電圧・電流特性は第8図に示してあるが、これを10次のチェビシエフ多項式を用いて表示することが、各種の解析によく用いられ実験と理論とよく合うことが知られている。しかしここでは6つの領域に分けた直線近似で考えることにした。また仮定として、E・D の直列抵抗、直列インダクタンスは無視し、静電容量は印加電圧に関係があるが、並列容量を接続し、合成容量としては、微小変化を無視することにする。そして等価回路を第9図の如くおくことにより、立上り特性を求めることができる。いまSを



【第9図】 スイッチ特性実験回路

閉じた場合における過渡現象を考えてみると、次の回路方程式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} R_L \cdot i + v &= V_s, & i &= i_1 + i_2 \\ v &= R_i \cdot i_2 + V_i, \\ i &= C \frac{dv}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

これらの式から次の微分方程式がえられる。

$$\frac{dv}{dt} + \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_L} \right) v = \frac{1}{C} \left(\frac{V_s}{R_L} + \frac{V_i}{R_i} \right) \dots\dots (13)$$

$$\text{解については } v = V_{ri} + A_i e^{-\frac{t}{R_i C}} \dots\dots (14)$$

$$\text{ただし } V_{ri} = \frac{R_i V_s + R_L V_i}{R_i + R_L} \dots\dots (15)$$

$$R_{ti} = \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L} \dots\dots (16)$$

$$A_i = v_i - V_{ri} \dots\dots (17)$$

A_i : 初期条件より求める積分定数 ($t=0$)

また R_i は、E・D 特性から各直線の傾斜抵抗であるし、 V_i はこの直線が電圧軸をよぎる点の電圧とする。これらの値を下表に示す。

領域	$R_i (\Omega)$	$V_i (mV)$	領域	R_i	V_i
I	37.7	0	IV	375.1	0.2
II	-89.6	0.27	V	51.3	0.413
III	-37.5	0.465	VI	32.5	0.445

いま $v=v_i$ より $v=V$ になる時間 t_i は

$$t_i = C R_{ti} I_n \frac{v_i - V_{ri}}{v - V_{ri}} \dots\dots (18)$$

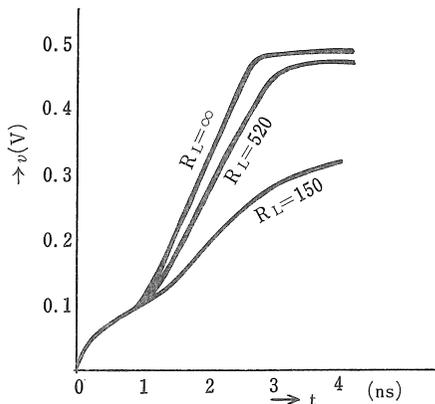
つぎにSが定常状態にあって後に開かれる場合は、同様にして、 $V=0$ とおくことにより、 v_j より V に至る時間は

$$t_j = C R_{ti} I_n \frac{v_j - V_{fi}}{v - V_{fi}} \dots\dots (19)$$

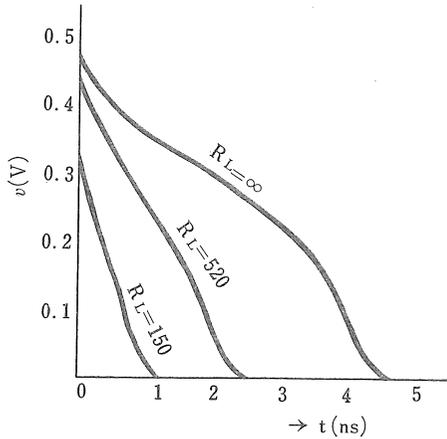
$$\text{ただの } V_{fi} = \frac{R_L}{R_i + R_L} V_i$$

(18), (19) 式から言えることは、 $C \cdot R_{ti}$ の値の小さいほど、 t_i も t_j も小さくなる事が解かる。第10図に、

$\Delta I / I_p = \text{const}$
 R_L 変化の過渡特性



【第10図】 (a) 立上り時間

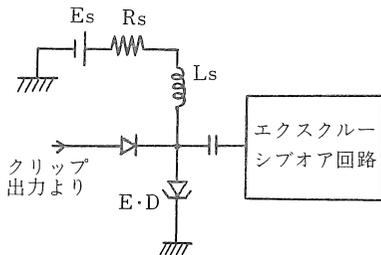


【第10図】 (b) 下降時間

V_S を一定すなわち $\Delta I/I_p$ を一定として、 R_L を変化したときの特性を示しておく。現段階としては、立上り、下降時間として問題するほどのことはない位小さい。

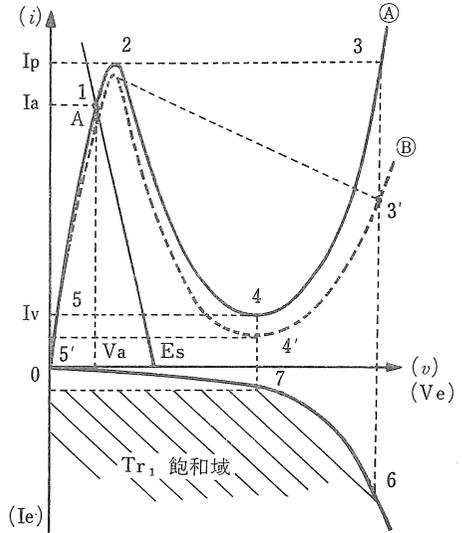
〔B〕 E・D 単安定動作

前述の様に、Random 波が適当な値でクリップされて、単安定動作のエサキ・ダイオード回路にトリガとして加えられるが、この電圧は E・D のピーク電流値を飛び越えるだけの値を持つべきである。しかし安定点として、低圧安定点であるが、直列抵抗分 R_S と E_S に依存している。そのように設定しておくが、 I_p の値に出来る限り近いことが望ましい。もしトリガのパルス巾が狭いと、 I_p を越えてもトリガ期間中に不安定点を通過できずに再び元の安定点に戻ることがある。注意すべきことは、並列容量を充電できるだけの電流容量を必要とするものと言える。波形上からは、供給電源と直列抵抗は高い程出力は、方形波に近づいてくる。すなわち、立上り時間は短く、下降時間については、直列抵抗が低いほど



【第11図】 E・D 単安定回路

短くなるが出力電圧は低下することになる。ここで測定上重要な出力パルス巾は、回路がトリガによって高圧状態に留まる時間によって決まる。新しいトリガにตอบสนองして、スイッチサイクル(1—2—3—4—5—1)を許容できる安定点が必要で、A点で示す(第12図)。電源供給分

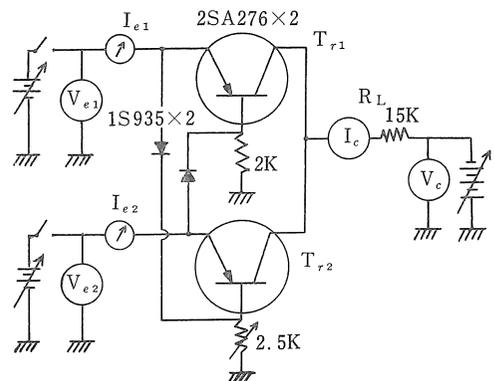


【第12図】 E・D 特性と次段の動作関係

路 E_S, R_S, L_S は高い動的インピーダンスを持つようにしてある。 R_S については $R_S < |-R_i|$ の関係になるよう選らび、 L_S は過渡的インピーダンスは高い効果を持っている。

この単安定マルチ出力は、次段のエキスクレーシブ・オア回路を作るトランジスタの、エミッタに結合されるから、この負荷としての、次段入力インピーダンスが出力に影響を与える。第12図にその関連を示してあるが、破線は E・D 特性が動作時に変わると考えられることを示した。よってこの回路の出力が低下することは勿論で、条件によっては出力がなくなることも起こり得る。また出力パルス波形の平且部がくずれる(サグではないが)状態になる可能性もある。けれども、トランジスタの V_e-I_e 特性上飽和領域にくる様に、設定することにより、出力波形は改善される。

〔C〕 エスクレーシブ・オア回路



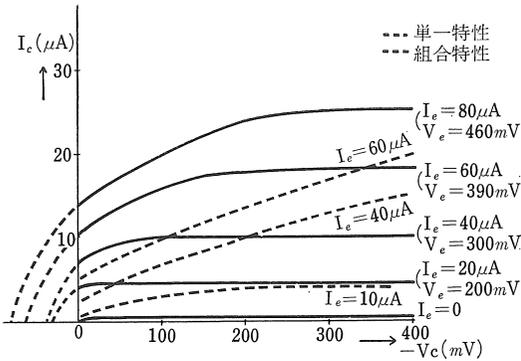
【第13図】 エスクレーシブ・オア回路

[B]の出力パルスは、表記の回路の2入力端子に与える。この回路は、デジタル演算動作をせしめるもので、出力をEとすると、

$$E = B \cdot \overline{D} + \overline{B} \cdot D \dots\dots\dots (20)$$

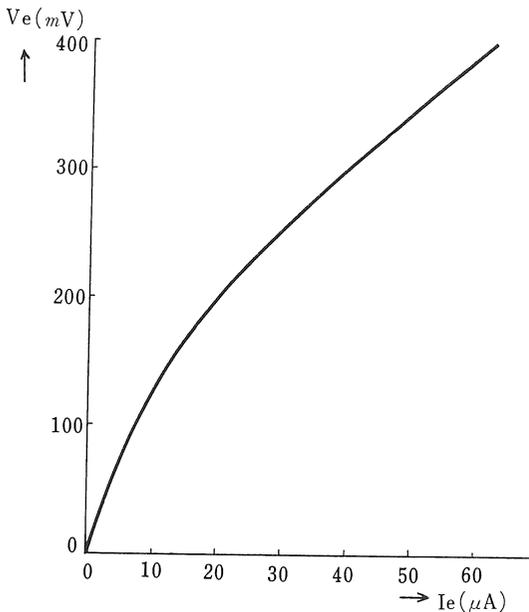
の記号動作をすることができる。この実験では、超高速スイッチング T_r の 2SA276 を用いて回路を作成した(第13図)。エミッタ接地方式を採用できないので、ベース接地方式を用いている。従って、入力はエミッタとするが、電流利得が大きく望めない欠点がある。実験回路

た。これは、低電圧・電流特性と言えるが、エミッタ接地の特性よりは直線性がよいと思われる。スイッチング特性については、Cを用いていない。とりまなおさず時定数を持たないことから、高速性を有している。E・D単安定マルチの立上り下降時間は、超高速性をもつが、この回路のために多少悪化することは、止むを得ないと考える。特にベースに接続したインヒビット・ダイオードのために、B, D 入力が別別の“1”出力を得ている場合よりは、ある時間共通入力となり“1”-“0”-“1”-“0”となるような出力では、上記の時間の伸びが多くなり易い傾向をもっている。

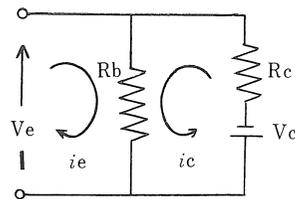


【第14図】 出力特性

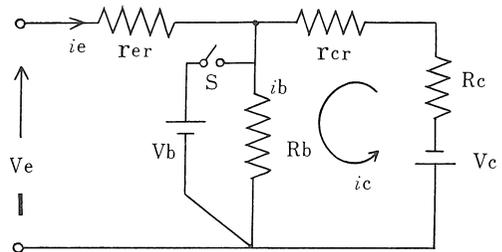
については、入力(B), (D)が電圧で0.35~0.5(V)であるから、この範囲における出力特性を求めてお



【第16図】 入力特性



【第15図】 (a)



【第15図】 (b) 等価回路

出力特性から $I_e \neq 0$ で $I_c \neq 0$ あるいはダイオードを通して(D)パルスが存在するとき(B)の出力はしや断状態であって、 I_e をパルスの増加し $(-V_c/R_L)$ の値になると飽和し“1”出力が得られる。また負荷抵抗 $R_L \neq 15(k\Omega)$ に選んだとき、出力電圧最大でエミッタ入力電圧に影響を与えず安定している。それぞれ次の等価回路(第15図)がえられ、各定数の間に次の関係がある。まず(a)は飽和領域でエミッタ入力電圧 V_e は

$$V_e = \frac{R_b(R_c + r_{cr}(1-\alpha))}{R_b + R_c + r_{cr}} i_e - \frac{R_b}{R_b + R_c + r_{cr}} V_c \dots\dots\dots (21)$$

コレクタ電流 i_c は

$$i_c = -R_b / (R_b + R_c) \times i_e - \frac{V_c}{R_b + R_c} \dots\dots\dots (22)$$

ただし r_{cr} : 逆方向コレクタ抵抗

- α : $-I_c/I_e \doteq r_m/r_{cr}$
- r_e : エミッターベース間順方向抵抗
- r_{er} : 逆方向エミッタ高抵抗
- r_m : 相互抵抗

次にしや断時については、 T_{r1} のベース抵抗にダイオードを通して、 T_{r2} の入力パルス V_B が印加される場合、エミッタ電流の制御が行われる。次の条件を満足する必要がある。

$$\left(\frac{1}{R_b} + \frac{1-\alpha}{r_e}\right)V_B \geq \frac{1-\alpha}{r_e}V_e \dots\dots\dots(23)$$

なお、入力インピーダンスは、E・D 出力パルスを供給する関係で、出来る限り大きいことが望まれるが、約 0.5~1 (kΩ) 程度が得られる。次の関係式が成り立つ。

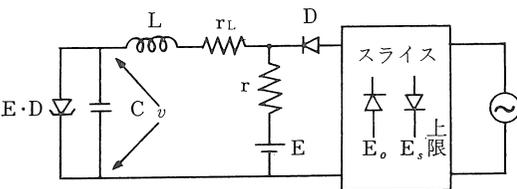
$$R_i = r_e + \frac{r_b + R_b}{1+\beta} \dots\dots\dots(24)$$

r_b : ベース抵抗

実験では、電圧利得は 17(db) 位、電力利得 8 (db) 程度のものである。実際には、E・D 単安定パルス出力を、レベル・アップして入力供給することによって、一層よい結果がえられた。

〔D〕 エサキ・ダイオードパルス周期発振回路とその考察

E・D パルス周期発振には、正方向および負方向（反転）発振がある。いずれの場合も動作については、単安定動作と自走発振動作との転移を、トリガにより行う方法を用いるものである。これら発振出力パルスはトリガのパルス周期によって、同一パルス数の断続周期をなすことが特長である。すなわちトリガに方形波パルスを用いるならば、そのパルス巾の関数として、出力パルス数が得られる。



【第17図】 E・D パルス周期発振回路

(D-1) E・D パルス周期発振回路は第17図に示してあるように、自走発振回路の直列抵抗 r を通して、E・D に供給する電流を、信号 $E(t)$ を適当にスライストリガパルスとして、これにより制御を行う動作である。E・D 特性の低圧安定点に動作点を設定できるように、 E, r を決める。ただし E はトリガ回路のない単独自走発振としてみた場合、負性領域にくることになる。いま回路方程式から

$$E_0 + Be(t) - E < 0, \quad v = V_1 \text{ として次式がえられる,}$$

$$r = \left| \frac{r_L(E - E_0)}{E_0 - V_1} \right| < \left| -\frac{1}{g} \right| \dots\dots\dots(25)$$

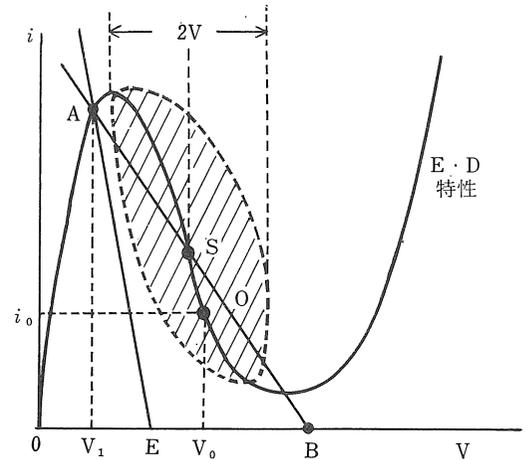
なお、トリガ入力により 負荷線が、負性領域に転移し、自走発振状態と低圧安定点の継続は、2 階の非線形微分方程式となり次式で示される。

$$\ddot{v} + \omega_0 z \dot{v} + \omega_0^2 v = \omega_0^2 \{ R_t E_e(t) - R_u E \} \dots\dots(26)$$

ただし

$$\left[\begin{array}{l} \omega_0^2 = \frac{1}{LC}, \quad z = \frac{L}{C}, \quad R_u = \frac{r_L}{r} \\ R_t = 1 - r_L \{ 1 + r(\omega C + g) \} + \frac{r_L}{r} \\ -E_e(t) = E_0 + Be_p(t) \end{array} \right]$$

この方程式は、Duffing 方程式と同一形であって、 $E_e(t)$ によって振動が制御される。すなわち振動状態と停止状態を作れることを示すものである。さて振動状態は



【第18図】 E・D 特性と負荷線

第18図に示すように、開始時は S 点で、振動の中心は 0 である。次にパルス周期発振回路のトリガによる出力の上立ち、下降関係は(13)式と同じ形をなしている。

$$\frac{dv}{dt} + \frac{1}{C} f(v) = \frac{B}{r} e(t) + k \dots\dots\dots(27)$$

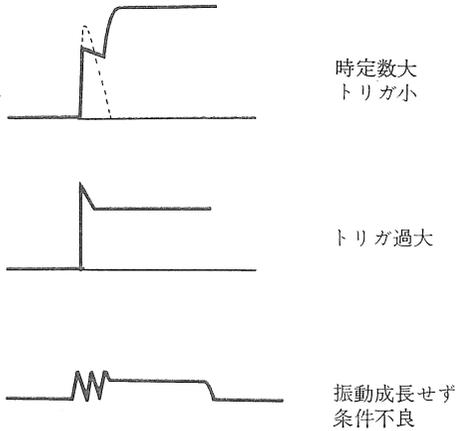
なお実験により振動領域を第19図 (b) の如く求められた。縦軸はトリガ電流を示すもので $\frac{eb}{r}$ をとって画いてあるが、1つのループを形成することは、他の発振領域と同じといえる。けれども1つの負荷線に相当する線で(発振負荷線とよぶことにする)切断された形状を示している。発振不能領域と発振領域は明確に分かれている。

この負荷線は

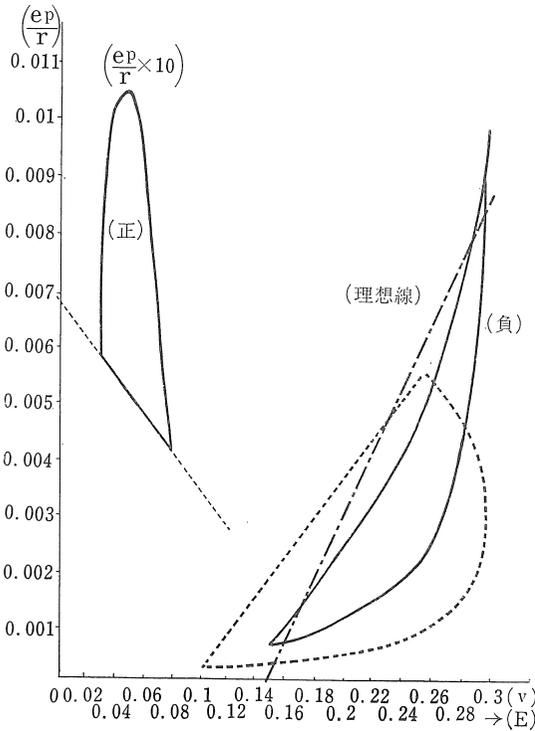
$$e_p(t) = b \cdot r \left(1 - \frac{E}{a} \right) \dots\dots\dots(28)$$

ただし E・D 1T1103 について $a=0.1985$
 $b=0.0695$

トリガメカニズムについて考察すると、Build up 出力波形と振動方程式からみて、平衡状態が3つある相軌道なして、状況点の運動は結節点の安定条件から求められる。安定第Ⅰにある系が、外部からトリガをうけ第Ⅱの系にうつると、初めの安定状態には戻ることができない。これはトリガにより C を一定の正電圧まで、強制

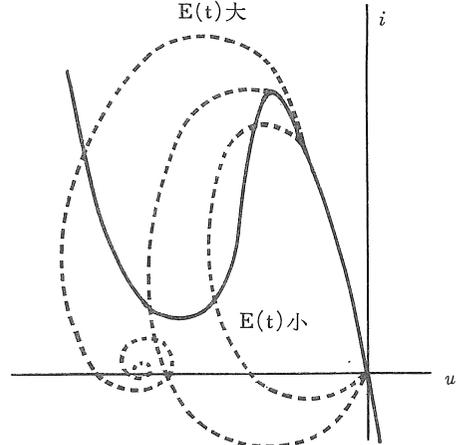


【第19図】 (a) 起動時各種波形



【第19図】 (b) パルス周期発振領域図

充電するが、終端で放電する。回路時定数が、割合大きくしてあるので、残留電荷が残り、状況点を平衡状態に移している。しかし、入力回路時定数が大きすぎる場合、Cの電圧は系を第Ⅱ領域に移すだけの大きさにならないうちに、トリガが終って、転移は起こらないで、一種のパルス増巾器として働らくわけである。第Ⅱの平衡状態から初めの安定点に戻る転移の時には、回路が開放状態とみなしてよく、L、Cによるリングング現象が発生する。rの選定を出来るかぎり大きくすれば、この現象は大きく起こらない。この種の振動は、減衰振動であ



【第20図】 位相軌道変化 (デルタ法)

る。その周波数は〔第19図(a)参照〕

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4} \left(\frac{rL}{L} - \frac{g}{C} \right)} \dots \dots \dots (29)$$

(29)式は自走発振時の繰り返し周波数と異っていることは申すまでもない。入力トリガのパルス巾Tと自走発振周期τとすると

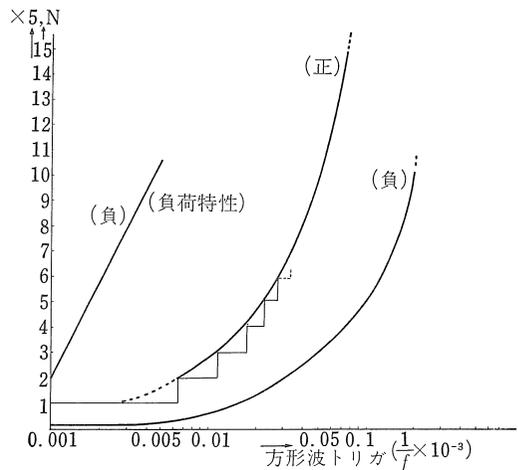
$$n \cdot \tau = T \text{ or } (n+1) \tau - \tau_1 > T > n \cdot \tau \dots \dots \dots (30)$$

$$n \cdot \tau \geq T \geq n \cdot \tau - \tau_1$$

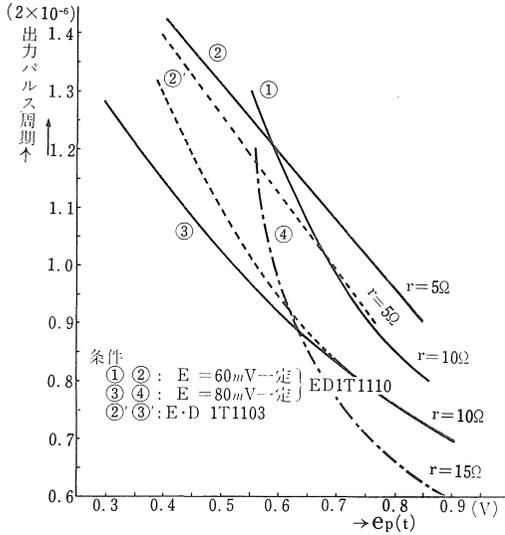
ただし $\tau_1 = \frac{L}{R} I_n \frac{E - I_V R}{E - I_P R}$, $R = R(r + r_L) e_p / I_p$

(30)式でないと、出力パルスの最終パルスは不確定状態になる。

しかし、ランダムなTについて、レベルVを越える回数nであるが、レベルを越しても、パルス周期発振の起動立上り不能のものも存在するとしてみれば、長時間率で考えると、平均値0としてよい。Tが非常に狭くても、起動せしめる条件のトリガならばn=1が限界点で、これが自走発振周期に等しい。



【第21図】 トリガ周期と出力パルス数関係



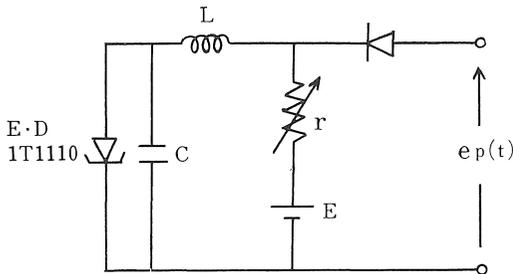
【第22図】 トリガ電圧とパルス周期の関係

第21図は、トリガ周期と出力パルス数の関係を示しているが、正負両発振状態でいずれも同じく比例関係にある。

$$n = K T \dots\dots\dots (31)$$

ただし 正発振 $K = 204 \times 10^3$ }
 反転発振 $K = 251.53 \times 10^3$ }

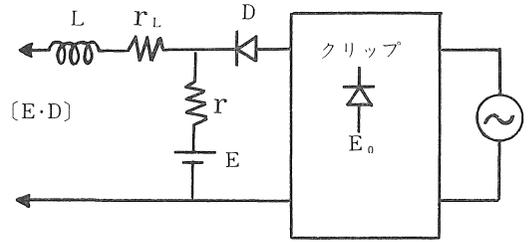
第22図でEとrをパラメータとした(スライスによる上限は決めていない) $e_p(t)$ の電圧変化により出力パルス周期がどう変化するかを示した。これにより、rの小さい程、Eの小さい程、直線性を持つことが知られる。



【第23図】 実験回路

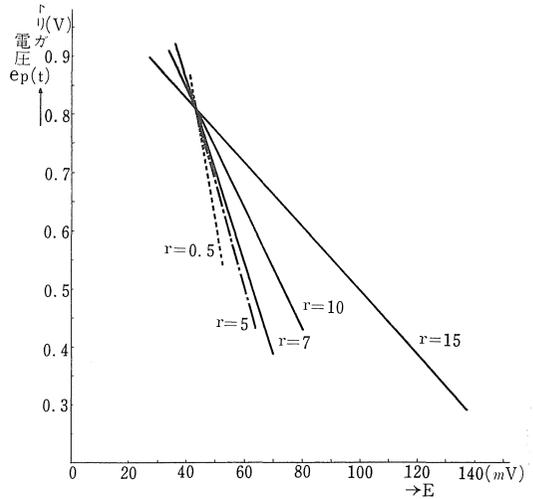
また第25図は、rをパラメータとしたE・Dパルス周期発振の起動最小限界を求めたものである。この実験では、スライス用レベル電源は取除いてあるが、rの選定如何にかかわらず、発振起動点は決まっていることを、示すものと言える。第18図の振動開始S点にあることを裏付けるものと考えられる。

(D-2) E・Dパルス周期反転発振は、正発振回路と対照的な点が多い。この発振回路は第24図のとおりで、クリップの上限は決めていないが、r、Eの設定如何により発振条件を満足させる。E・D特性の高圧安定点を決めることが、先決問題である。(第8図参照)



【第24図】 E・Dパルス周期反転発振回路

E_0 は定電流源であるが、トリガ $e(t)$ は谷電流V点を越えて、さらにB点にいくような大きさがなければならない。BV間は不確定領域であるからこの間は、出力として不安定である。そして $r+r_L < \frac{1}{g}$ を満足させておくべきである。

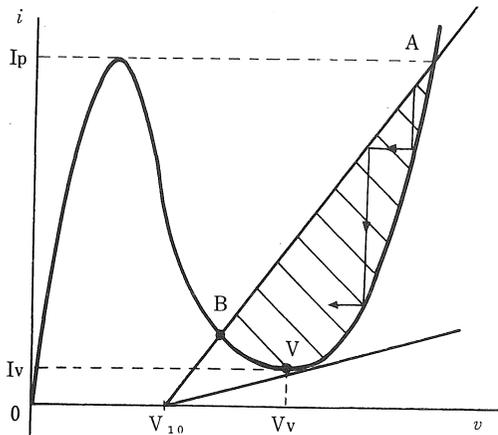


【第25図】 rをパラメーターとした発振起動限界

発振負荷線はA-Bの傾きをもつ様に決められる。第19図に発振領域を示したが、正発振と、対称な発振領域をもち、発振負荷線を境界としてループ状をなす。この直線を表わす式は次のとおり E・Dは1T1103として、
 $r = e_p / (0.0529E - 0.00757) \dots\dots\dots (32)$

実験値には多少の誤差を含むので、図示の如く彎曲している。第26図に示すABVA領域が反転発振可能領域に同一であると考えてよい。さらに $e(t)$ トリガにより、 E_0 の変動を考慮しない場合には、第19図破線領域のように多少発振領域が拡がるのが解かる。

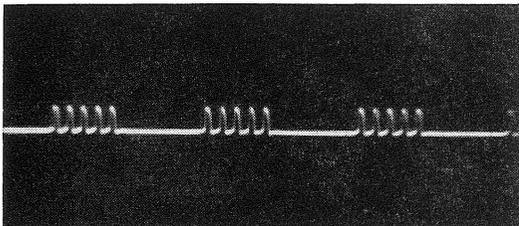
出力パルスの下降時間は、E、rに関係し正発振より長くなる。出力パルス数と、入力トリガ周期は比例関係をもっている。(第21図) 次段の結合負荷を持つときには、抵抗負荷で600(Ω)以上ならば、出力に影響は少いが、



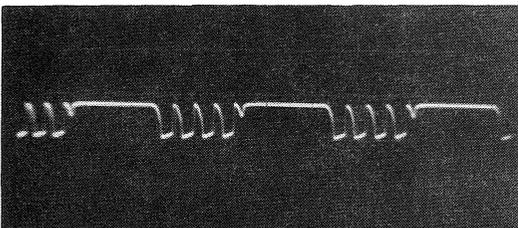
【第26図】 E・D 特性と負荷線

時定数をもつ負荷では、出力パルス数とトリガ周期はある指数関係になってくることを知った。また発振領域も狭くなることが確められている。この反転発振については、トランジスタと組合せ増巾する場合に好都合であるが、バイアス電源による回路能率が悪い欠点を持っていると言うべきでせう。しかし E・D の静特性の谷電流を利用する発振としては、一般に述べられているような、不安定さはなかった。今後単一 E・D 発振として、谷電

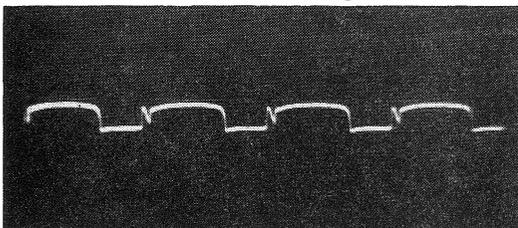
出力波形 ①



出力波形 ②



出力波形 ③



流を利用してもよいことについて考えを新にした。終りに出力波形の写真について説明しておく。

- ①：正のパルス周期発振出力波形
- ②：反転パルス周期発振の出力波形（Eの値が不適当）
- ③：入力トリガを正弦波（条件①と同じでトリガ振幅過大）

む す び

本方式は、E・D の重要な性質の1つであるスイッチング動作を利用して、ランダム波形から設定レベルに対する識別を行い、抽出し、しかる後その時間を、パルス周期発振によりパルス数に変換した上で、カウントするものである。各レベルにおける確率分布をパルス数で求め、その関数を求めようとするものと言える。測定対称波が方形波パルスであるときは、測定誤差は殆どなくなる可能性を持っている。ここでは、エクスクルーシブ・オア回路をトランジスタで行ったが、E・D による回路を開発中である。その完成はより精度向上を持たらすものであらう。さて E・D パルス周期発振の安定性であるが、周囲温度変化内では、安定と言えるし、電源電圧のドリフトの方がむしろ注意すべきである。また E・D の自走発振周波数を上げることにより、精度を上げうると考えている。それらは今後の研究にかかっている。さらに不十分な点は、あらたな考察実験により解決したいと思う。ここで報告した事項が何か御参考になれば幸いである。終りに電子工学科竹松教授・新美助教授の日頃の御援助と稲垣助手補の協力に深謝す。

参 考 文 献

- (1) “Information transmission modulation and noise” McG H.B.C. by Miska Schwartz.
- (2) Electronic Eng. 1965, May, p.316
- (3) エサキダイオード オーム社 福井著
- (4) 電気通信学会誌 Vol. 49, No.5, p.851 1966 Nov.
- (5) 東海連大, 5a-A-10, 1965, Nov. 深谷, 後藤
- (6) “ ” 5p-D-6, 1966 Nov. 深谷, 加納
- (7) 通信全国大 720 1966 深谷
- (8) 四連大 1792 1965 新美, 深谷