

# EXCLUSIVE-OR 回路について

— E · D 確率密度関数測定回路 (続) —

深 谷 義 勝

## Exclusive—Or Circuit

—E·D Circuit for Measurement of Probability Density Functions (series)—

Yoshikatsu FUKAYA

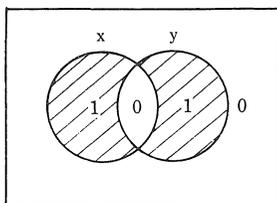
We could have found out the method of negating the action of periodical oscillator with Esaki diode, and developed the Exclusive-or circuit of logic one, which operates dynamically.

Concerning above the facts, I have tried the experiment using these circuits, and have considered the fundamental properties for it.

E·D周期発振器における否定動作の方法を見付けて、動的排他論理回路を作成した。その回路について、実験と考察を述べる。

### 〔I〕 ま え が き

デジタル論理回路における排他(反一致)論理回路: Exclusive-Or 回路は、論理回路の中でも重要性が高い。その意味については Venn 図表により第1図の如く示され、回路のとりうる状態は出力が2進符号であり、そしてその確率は1である。著者はエサキ・ダイオード周期発振器の否定操作を考究して、Exclusive-Or回路の新回路方式を実現し、それについて検討した。とくに本方式はダイナミック動作を行うもので、他の方式と比較検討すると、種々の点で優れていることが判明した。またこの様な回路の E·D 単安定動作は、負荷線に対しどんな振舞いをするか考察を行った。

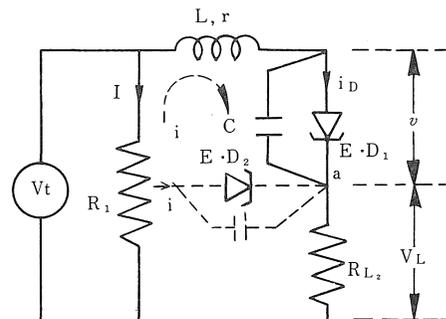


第1図 反一致動作状態

### 〔II〕 E·D 発振における否定動作

先に E·D パルス周期発振回路について発表しているが、今回は無バイアス回路を採用している。このため本

方式はダイナミック動作で、かつ出力はパルス数として得られる。さて E·D 無バイアス周期発振器を情報信号により励振すると、パルス周期発振を行うが、この発振状態を否定(停止)させる自動化法を考えた。一方否定状態が除かれた瞬間から、周期発振が同一条件のもとに Start できる必要がある。トランジスタや E·D 回路では、リセット入力を加えることにより否定作用を行わせる方法が多くみられる。ここで提案しているのは、それが必要がなく、次に述べるように簡易化されその上信頼性の高いものである。すなわち E·D 周期発振器の直列抵抗を分割して否定用とし、共有負荷抵抗 ( $R_{L2}$ ) とした点が特長である。そして否定入力としては互に他の E·D



第2図 基本否定対回路  $V_t$ : 信号電流源

周期発振出力電流を  $R_{L2}$  に与えて動作させるものである。実際の回路は第2図の基本回路で示される。その回路方程式を作ると次のとおり

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di}{dt} &= IR - i(r + R_{L1} + R_{L2}) - v \\ C \frac{dv}{dt} &= i - i_D(v) \end{aligned} \right\} \dots\dots(1)$$

これは非線形2階微分方程式であるので、線形取り扱いをして解くと、周期発振条件として次式を満足させる必要がある

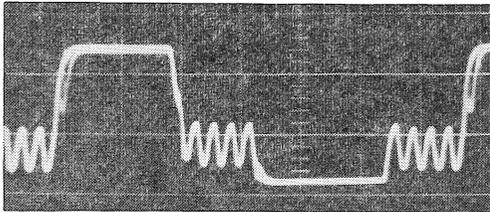
$$R_D < L / (r + R_{L1} + R_{L2}) C \quad \dots\dots(2)$$

$$R_D < L / [2\sqrt{LC} - (r + R_{L1} + R_{L2}) C] \quad \dots\dots(3)$$

$$R_D > (r + R_{L1} + R_{L2}) \quad \dots\dots(4)$$

$$+ V_t > V_{m1} \quad \dots\dots(5)$$

つぎに否定動作すなわち周期発振の停止の場合は、 $i$ と $i'$ が $R_{L2}$ に重畳されるときに限定する。単一入力においては周期発振状態にあって、 $R_{L2}$ にも発振電圧が得られる。次式の $V_L$ で示されて、 $a$ 点におけるパルスとは逆極性の波形となることは当然である。



写真①  $R_{L2}$  a点波形 0.1V/cm  
(x, y 方形波入力の場合)

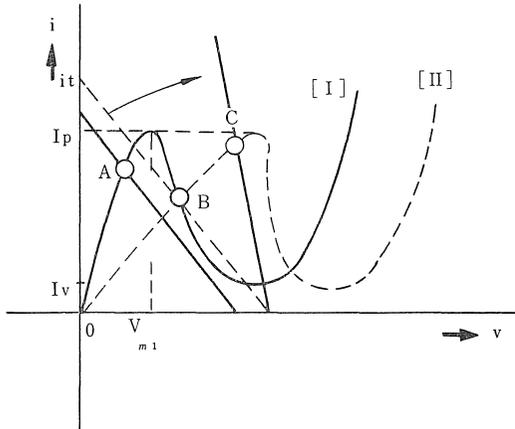
$$V_L = \frac{KR_{L2}}{\lambda} \varepsilon^{-at} \sinh \lambda t \quad \dots\dots(6)$$

ただし  $V_t$  = 信号電圧 ( $IR_{L1}$ )  $K = \left[ \frac{di}{dt} \right]_{t=0}$

$$2a = \frac{r + R_{L1} + R_{L2}}{L} - \frac{1}{CR_D}$$

$$b = \frac{1}{LC} - \frac{r + R_{L1} + R_{L2}}{LCR_D}$$

$$\lambda = \sqrt{a^2 - b} \quad R_D : E \cdot D \text{ 負性抵抗}$$



第3図 特性曲線

なお否定条件は各E・Dについて特性から

$$v = IR_{L1} - 2V_L \leq V_{m1} \quad \dots\dots(7)$$

$$v = V_t - 2I_V R_{L2} \leq V_{m1} \quad \dots\dots(8)$$

ただし  $i = i'$  ,  $i'$  : ED<sub>2</sub>回路電流

しかし、 $R_{L2}$ の逆極性電圧が否定動作をするのではなく、上式の条件で周期発振を起動せしめるに必要な情報信号振巾の不足状態に持込んで否定するという方法である。単安定回路では低圧安定Aに設定するが、本方式はO点にある。従って信号入力印加によってOから立上ることになる。この場合の Rise time( $t_r$ )について、次の関係から得られる。また下降時間( $t_f$ )も同じく求められる。

$$\left(1 - \frac{2}{R + R_d}\right) V_t + \frac{2V_t}{R + R_d} \cdot e^{-at} (1 + at - CR_d a^2 t) \leq V_{m1} \quad \dots\dots(9)$$

ただし  $R_d$  : E・D順方向抵抗 (ピーク点まで)

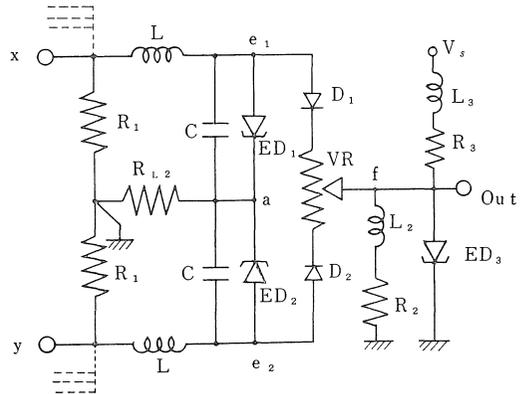
$$R : r + R_{L2}$$

$R_d$ は直線近似で計算しても殆ど誤差はない。

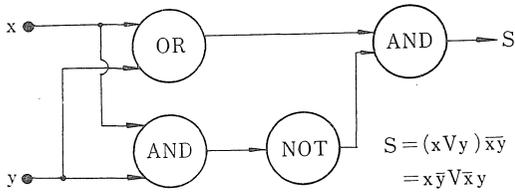
第3図の特性の〔II〕曲線は総合特性を示す。ここでx, y 単一入力ではB点に動作点があり周期発振を継続しているが、共有入力になると〔II〕のC点に転移する。この点は低圧動作点であるから、発振を否定することになる。依って発振パルスを1に否定を0に対応させると、反一致論理回路の動作が得られる。

〔III〕 回路と実験

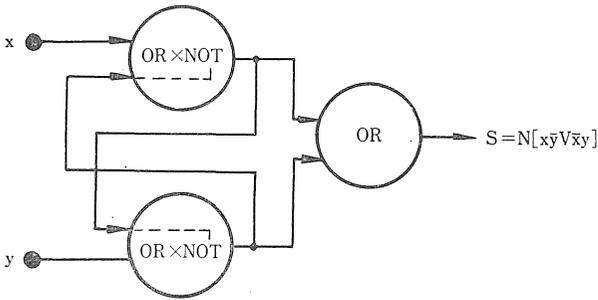
一般の Exclusive-Or 回路構成は第5図に示した。この構成によると、真空管や Transistor 素子を用いる回路では複雑化は妨がれない。一方提案する等価回路構成は第6図、また第4図は結線図である。前述の如く、主要な Daynamic 動作を行う E・D 無バイアス周期発振器における夫々の出力を合成して、次段に単安定回路を設けてある。合成部においては、振動のレベル差とかレベ



第4図 Connection Diagram of E.D Exclusive-or Circuit.



第5図 Exclusive-or 回路構成 (注1)



第6図 E.D Exclusive-or 回路構成 (注2)

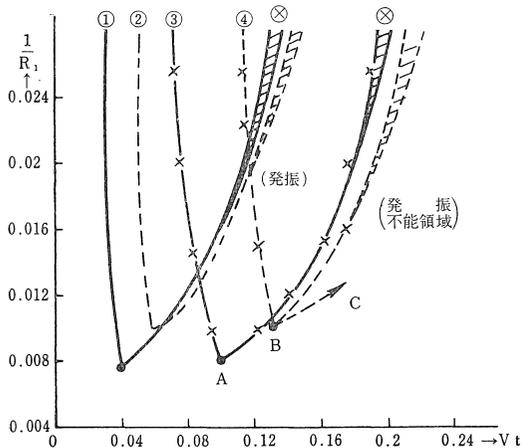
ル変動が伴うので、Low level で動作しない様にするためには単安定回路を必要とする。また否定対回路の E・D<sub>1</sub> と E・D<sub>2</sub> の不揃いによる発振正パルス振巾の相異から生ずるミスカウントもあるので、VR で調整する様にした。

つぎに Majority exclusive-Or 回路としても動作が可能である。

この場合の出力は N をパルス数として

$$S = N \{ \sum x_n \cdot \bar{y}_n V \sum \bar{x}_n \cdot y_n \} \dots (10)$$

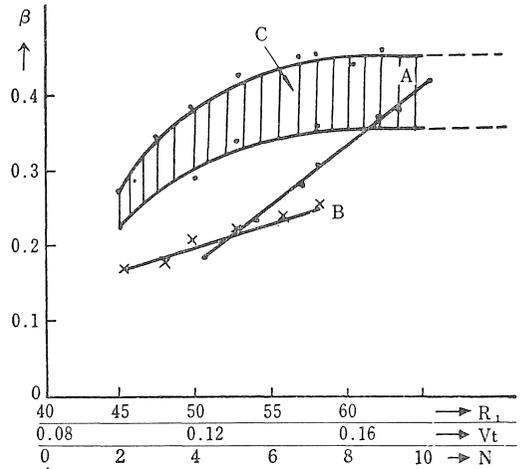
また一方、Fan-In としては情報入力自体の電流容量に關係して、この回路に無關係に多くとれる利点がある。



- ① sine wave                      ④ 方形波 (RL<sub>2</sub> 有り)
- ② 同上 (RL<sub>2</sub> 有り)              ⊗ パルス周期不揃領域
- ③ 方形波

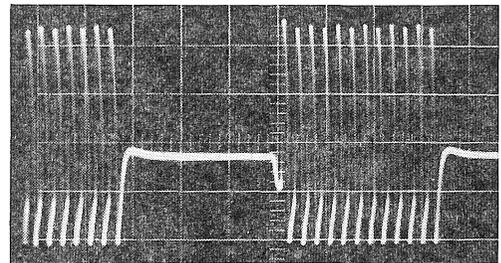
第7図 無バイアス E・D 周期発振領域

さて実験として発振領域特性を得た (第7図), それは第2図の基本回路により求めたが,  $R_{L2}$  の存在は  $V_t$  の増大かつ  $R_1$  を増さないと動作領域が広く採れない. 図示のようにAからBに移行する. けれども  $R_1$  の設定については, 入力回路との Matching を考慮し, 且つ信号電力の節約の面から決めるべきである. ここで斜線部のパルス周期が不揃いとなる領域が存在することが判明

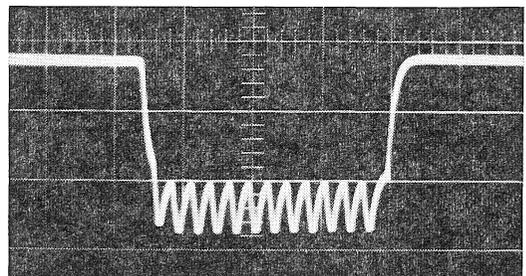


- A:  $\beta - V_t, \beta = \frac{T_0}{\tau}$
- B:  $\beta - R_1$
- C:  $\beta - N$

第8図  $\beta$  の変化特性



写真② ED<sub>1</sub> 単一出力波形 (e<sub>1</sub> 点)  
入力方形波 f=30KC



写真③ ED<sub>1</sub> 発振時 (e<sub>2</sub> 点)  
波形 f=30KC

した. 故に  $V_t$  も考慮して決めなければならない. 第8図は  $\beta$  が依存する各種の Factor について特性を求めた. いずれにしても一定条件下において, 出力パルス数は入力信号時間中に比例して増加することを知る. また実際の回路の各部波形は写真①~④に示した. そのうち  $R_{L2}a$  点波形写真①から3つの Level を持つことを示し, 振動 Level に存在する時間は  $x \cdot y$  時間である. 写真②と③からは,  $ED_1$  の周期発振時に a 点の Level up により  $ED_2$  の  $\ominus$  極を電位上昇せしめることが解り. 第3図特性 C 点え転移することを実証している. そして  $ED_1$  パルスは  $D_1$ , VR を通り, かつ  $D_2$  の順方向電流を阻止しながら  $ED_3$  をトリガするのである.

第4図 における諸元基準値表

信号	値	記号	値
$x, y$	0.13 V	$R_2$	40Ω
$V_s$	0.185V	L	50μH
$ED_1, ED_2$ $ED_3$	1T1103	C	300pH
$D_1, D_2$	SD-34	$L_2$	100μH
$R_1$	45Ω	$L_3$	50μH
$R_{L2}$	26Ω	$R_3$	45Ω
VR	3KΩ	d点	約0.035V

〔IV〕 Monostable Multivibrator のトリガ・スレシホールド

第4図 f 点では,  $N[x \cdot y V \bar{x} y]$  出力がえられるが, 減衰のためこのまま Out として利用し難いので, E・D<sub>3</sub> 回路でパルス整形増巾する. この部では, 不要振動分あるいは変動, noise 等により誤動作しないことが肝要である. bias 電流は低圧点  $P_0$ (第9図)に set する. いま考察を行うため(1)式の  $dt$  を消去して次式が得られる.

$$\frac{L}{C} \frac{di}{dv} = \frac{IR_1 - iR - v}{i - i_D(v)} \quad \dots\dots(11)$$

ただし  $R = r + R_1 + R_{L2}$

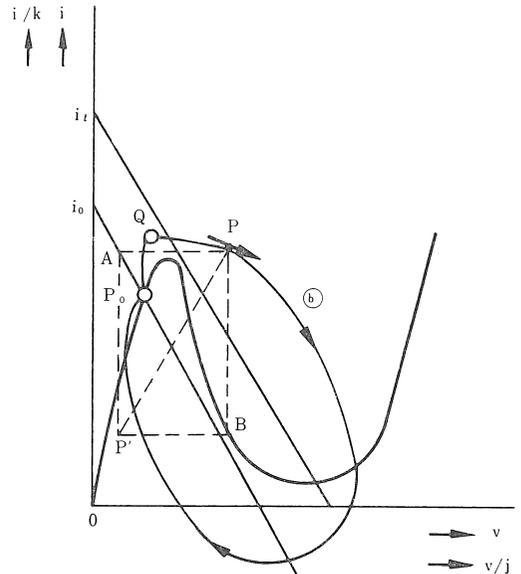
$i-v$  平面の軌道微分方程式を示すものである. ところで E・D 特性と Load Line に関しては  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  で選んだ scal でプロットすることが便利であるから変数変換する.

$$v = jx, \quad i = ky, \quad \frac{j^2}{k^2} = \frac{L}{C} \quad \dots\dots(12)$$

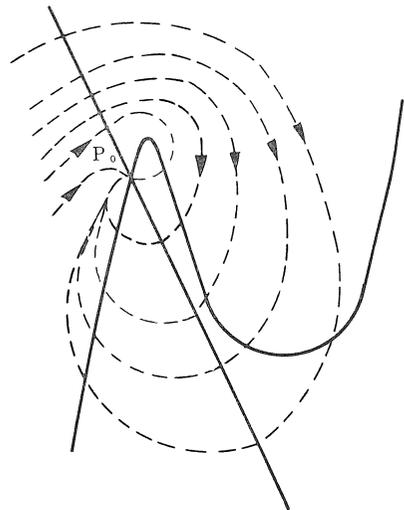
として P 点の軌跡は第10図の如く得られる. また, 点間の時間増加については (1) について, 電圧, 電流の増加分を代入すれば求められる.

$$(\Delta t)_1 = \frac{L \Delta i}{IR_1 - iR - v}, \quad (\Delta t)_2 = \frac{C \Delta v}{i - i_D(v)} \quad \dots\dots(13)$$

これらのセグメントを Total すると, 軌跡上の時間値から波形を知ることができる. この軌跡は Stable node と Unstable focus を持つことを示している. E・D<sub>3</sub>



⑨ 方形波トリガの場合  
第9図 特性と軌跡 (I)



第10図 軌跡 (II)

のトリガパルス中は  $i$  と  $v$  についてパルス波形と振巾によって決まった軌跡上で平衡値をとりながら動くのである. 第9図⑨曲線は, 方形波トリガが加えられた場合を示す. 第4図の回路においては, 前段も E・D 発振波形であるから, 実際のトリガ波形は複雑化している. しかし一般単安定回路にあっては, 第10図の軌跡となり所謂観念的スレシホールドとしてはないことになる. 一方 noise 等の様な微小振動電圧は, 安定点から僅か回路状

各種排他論理回路の比較表

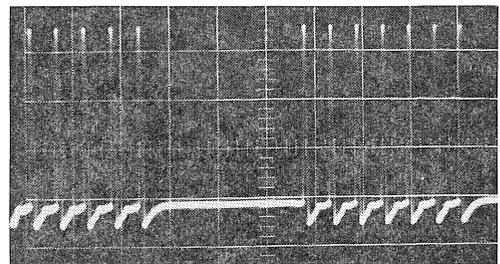
比較 回路名	回路構成	E・D 箇 数	直 流 バイアス	特 長	備 考
単一フリップ フロップ方式	双安定動作により 行う。 M結合用いリセッ ト法	1	有	静的動作。 出力のマーク・ス 低速用。 ベース比大きい。 調整容易。 逆極性の出力も得 られる。	
反一致回路	2 特性上に 3 安定 点をおき入力によ り移らせる。 リセット法	2	有	静的動作。 高速化できる。 安定点設定に難かしき Fan-out 大 出力マーク、スペース比 小さい	他への応用可 能
DALC 回路	2 つの E・D 発振回 路の組合せ、M結 合法	2	有	動的動作 低速向き 複雑で調整難しい Fan-out マーク・スペース比 小さい	
対 称 形 否 定 回 路	対回路 2 組用いる 2 線式である。 M結合法	4	無 (自己整流 を利用)	一般に無接地形 接地形では励振必要 高速性に限度 三相励振可能 複雑なるも調整容易 E・D特性のバラツキ不可	
提 案 エクスクルー シブオー 回 路	E・D周期発振 2 組 と単安定回路の組 合せ	3	有	動的動作 高速化可能 Fan-out Fan-in 大きい 調整容易 動作マージン良い マーク・スペース比大きい 否定対一特性バラツキ可	多方面の応用 の途あり

態を乱すに届まるし、逆に過大トリガ電圧では高圧点に届まる時間を長くしてしまい、結局は Duty factor を悪くしたり不揃いとなる。

これらの事から適当なトリガを行い、かつ高速化を要する場合第11図の如く、負荷線が  $P_0-P_1-P_2$  において特性と交差するよう調整すると良いことが推定できる。\* ここにおける回路方式は、前述の如く E・D<sub>3</sub> のトリガ波形が、E・D<sub>1</sub>、E・D<sub>2</sub> の合成振波形を形成して、Rise time が短かく独特な波形をなす。E・D<sub>3</sub> で波形を整形して、本来の E・D 出力波形を得る目的もあって、3 点交差方式を採用して行っている。

〔V〕 E・D排他論理回路の比較

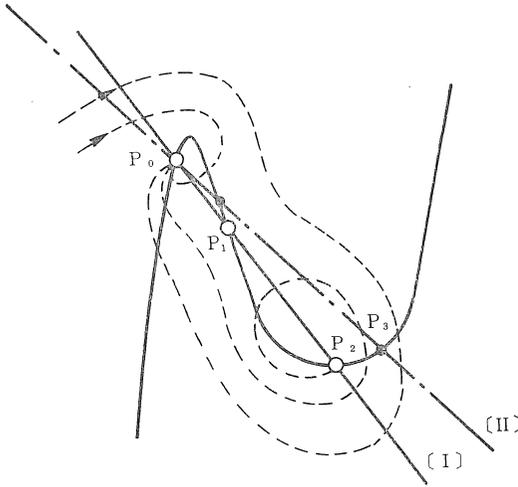
E・Dを用いた否定演算の原理別による分類をし次の4



写真④ 出力 0.1V/cm 波形

{ x: 直流  
y: 方形波入力 30KC

種類になる。一般に相互インダクタンス結合を用いる方法は、肯定、否定出力を取り出すのに容易である。けれ



第11図 軌跡 (III)

説明 (I) 最低限界負荷線  
 (II) 最高限界負荷線  
 $P_2, P_3$  の間隔は僅少

ども変成器結合特有の過渡電圧を生ずる欠点を持つため、耐圧が問題になり電源電圧を犠牲にして決めることになる。我々の方法はMを避けつC, L, Rを用いている。比較表の如く幾多の優れた点を持っていることが知れる。

〔VI〕 応 用

① 確率密度関数測定回路における問題点

先に報告した確率密度関数測定回路のうちTransistorを用いたExclusive-Or回路を、今まで述べてきたE・D方式に置換えるのである。先号で述べている様に、測定対称の情報入力電圧がある $V_1$ から $\Delta V$ 中に存在する時間Totalを $\sum \Delta t_n$ とし測定全時間 $t_m$ ならば、密度関数は次式である。

$$p(V_1) \equiv \frac{1}{\Delta V} \cdot \frac{n(V_1)}{t_m \cdot f} \quad \dots\dots(14)$$

ただし  $n$ : パルス数 (整数)

$f$ : E・D周期発振固有周波数

ここで誤差原因となる rise time ( $t_r$ ) は第9式から計算される。簡単な近似では

$$t_r \approx \frac{1}{a} \sqrt{\frac{(V_t - V_{m1})(R + R_d)}{2V_t}} \quad \dots\dots(15)$$

$t_r$  はバイアス方式に比べると少し大きくなる。しかし  $t_n \min \gg t_r$  の条件を満足は難しいが測定対称繰り返し周波数を割合に低くすれば良い。下降時間についても同様であるが、継続パルスのうち最終パルスは

$n\tau_0 < \{\beta \sum \Delta t_n\} \leq (n-1)\tau_0$  ならば不確定  $n=1$  を生起する。これらのことは  $t_m$  を大きくとれば無視できよう。一方、情報入力電圧の許容変動範囲はきびしくな

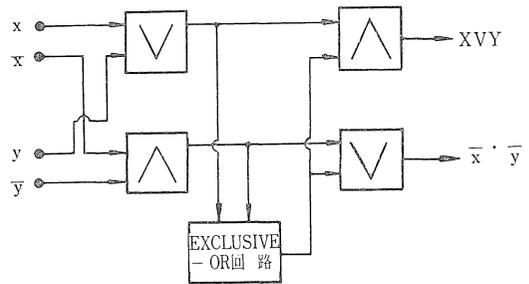
る。そのことは  $\Delta V$  を可能な限り小さく採ると同時に、安定した値を取ることと相応している。変動については  $f$  の変化またはその変化を伴うから重要である。前段回路の  $V_1$  と  $\Delta V$  が安定していることは絶対必要である。いま  $\Delta V$  の変動を  $\Delta v$ 、回路定数や Noise 等によるもの  $\Delta v_{cn}$  として

$$\pm \Delta v \pm \Delta v_{cn} < \Delta V_n \quad \dots\dots(16)$$

ただし  $\Delta V_n \approx 8(mV)$  pulse 数を変える最小電圧この条件を満足することが、小さい誤差で測定でき精度向上が可能となる。

② Fail Safe 論理系について

最近 Fail safe 論理系が注目されてきた。いくつかの基本論理系があって、何らかの障害が生起しても、常に正常動作かまたは予め定められた誤り状態出力を2進符号で発生させる方法である。実例としては、保安設備、信号系等では重要性が深い。このような機能を持つ主要論理回路としては、矢張否定回路とか Exclusive-Or 回路が用いられる。Weakly fail safe 回路は系の入力変



第12図 Fail Safe 論理和例

数そのものを入力として構成するから、E・D Exclusive-Or 回路が最も適当ではないかと考えている。また回路の誤動作チェックにも用いると良い方法といえる。第12図はこの様な系の一部に応用してみることを提案しているものである。

〔VII〕 む す び

前述の考察から E・D 否定論理回路として、新しい考え方を示していると自負する。従って附随して各種の E・D 回路の簡易化が実現できそうである。この研究では 20bit/sec 位の情報処理を考えたものであるが、高速化は可能である。そしてデジタル加算回路や位相測定回路等の応用の途が開かれる。しかし確率密度関数測定回路の一貫として行っているので、E・D Exclusive-Or 回路実現により、早急に本来の目的回路を作成したいと考えている。尚詳細に解析を進めなければならないし、考察不十分の点も今後解明して報告するつもりである。

終りに御協力頂いた諸氏に感謝し、今后共御指導を賜ります様に念願して結びとする。

## 参 照 文 献

- ① William, C.G. Ortel  
“Mono. tunnel diode trigger circuit”  
I.E.E.E Vol. 54, No.4, 1966
- ② 渡辺, 浦野: 昭42信誌第513号第53巻第2号
- ③ 川村: 昭42 連大 1970
- ④ 田島, 土肥: 昭40 通全大 662
- ⑤ 宮川, 賛川: 昭41 通全大 716
- ⑥ \*深谷, 後藤: 1965. 東海連大 5a-A-10
- ⑦ 深谷: 1966 通全大 720
- ⑧ 深谷: 1966 愛工大紀要第2号 Vol.2
- ⑨ 深谷: 1967 通全大 857

(注1)

Boolean Algebra により ド・モルガンの定理を用いて証明

$$\begin{aligned}
 S &= \bar{X} \cdot Y + X \cdot \bar{Y} \\
 &= X\bar{X} + \bar{X}Y + X\bar{Y} + Y\bar{Y} \\
 &= \bar{X} \cdot (X+Y) + \bar{Y} \cdot (X+Y) \\
 &= (X+Y) \cdot (\bar{X} + \bar{Y}) = \underline{(X+Y)(\bar{X} \cdot \bar{Y})}
 \end{aligned}$$

故に第5図の論理回路構成が得られる。これは二つの2進数の1桁を加算するところの半加算器 (half adder) として用いられている。

(注2)

第6図の等価 E・D 論理回路は複合動作になり否定作用が少し異なり, 次の如き計算で示される。

$$\begin{aligned}
 S &= X(\bar{X} + \bar{X} + \bar{Y}) + Y(\bar{Y} + \bar{Y} + \bar{X}) \\
 &= X\bar{X} + X\bar{X} + X\bar{Y} + Y\bar{Y} + Y\bar{Y} + Y\bar{X} \\
 &= \underline{\bar{X}Y + X\bar{Y}}
 \end{aligned}$$