

三レベル式三安定回路の改良

川崎医科大学 物理学教室

高田和郎・国末浩

(昭和52年9月30日受理)

Improvement of 3-level tristable circuit

Kazuo TAKATA and Hiroshi KUNISUE

*Department of Physics, Kurashiki Medical School,
Kurashiki 701-01, Japan.*

(Received on Sep. 30, 1977)

概 要

三レベル式三安定回路の能動領域における安定状態の安定度を改良する目的で回路を改造し、改良した回路の設計法についてのべ、改良した回路について静的な安定度の解析を行ない、これを用いて試作した回路の性能を数量的に算出し、もとの回路との比較を行った。その結果、この回路は消費電力、電源変動に対する出力の安定性、最大負荷電流などの点で優れていることが明らかにされた。

Abstract

The improvements of 3-level tristable circuit were done in order to make the active domain which had to be fixed within a certain range more stable.

The ability of the circuit was estimated numerically from the analysis of the static stability based on our preparative program of the circuit.

The result from the comparison of our circuit with that unimproved showed the advantage of our circuit in points of the electric power consumption, and the out-put stability in cases of the power source shifting and the load changing, and the increase of the maximum current capable to be supplied to the load.

§ 1. 三安定回路の位置づけと現状

三値論理を基本とした各種のデジタル情報処理装置を製作するための三値論理回路は三値組み合わせ論理回路と三値順序論理回路に大別される。ある回路の三値論理出力が回路の論理入力との組み合わせのみに依存するものが三値組み合わせ論理回路であり、例えば、三値半加算器、三値全加算器などがこれである。一方、三値順序論理回路は論理出力や回路の内部状態が入力のみでなく、すぐ過去の回路の内部状態にも影響を受けるものを言い、一種の履歴回路であって、その例としては三値計数器や三値シフトレジスターなどが挙げられる。

この三値順序論理回路には三値情報を高速で出し入れできるところの記憶回路が少なくとも 1 trit 以上は必要となる。ここで trit とは二値の場合の bit に相当する語で三値一単位の情報

報容量を意味する。この 1 trit の情報記憶回路の本質的部分に三安定回路が用いられている。以上の事柄から推察できるように、三安定回路は三値順序論理回路を構成するにあたって、ひいては三値処理装置の製作に際して最も基本的で重要な部分であるといえる。この三安定回路にも三線式三値用のものと三レベル式三値用のものとが研究されているがここでは本格的三値であるところの三レベル式のものを取りあげた。

三レベル式三安定回路の中にもレベルの割当て方に二通りの方式がある。その一つは三値の各論理定数 0, 1, 2 または $-1, 0, 1$ を電圧の負, 零, 正の各電位レベルに対応させるもので、平衡方式とでもいふべきものである。他の一つは 0, 1, 2 を零電位, 中電位, 高電位に割当てたもので、非平衡方式とでもいふよう。これらにはそれぞれ長短があって種々の回路が開発され検討されている現状である^{1), 2), 3), 4), 5), 6)}。

特に非平衡方式のものは主電源が一つですむことと比較的回路が簡単にできるという長所があるが中電位状態の安定度に難があるとされている。この論文では三根氏らが発表している非平衡方式の三安定回路³⁾に一部変更を加えて中電位状態の安定度を大幅に改良した回路を提示した。また、この回路の直流的安定度の解析結果についても報告する⁷⁾。

§ 2. 三安定回路の改造点

三根らは図 1(a), (b) のような三安定回路を考案している³⁾。これらはいずれも Eccles-Jordan 型双安定回路に直接の帰還路を追加することによって、従来から得られているトランジスタの導通状態（以下では S_0 状態という）と遮断状態 (S_2 状態) のほかにトランジスタの能動領域にももう一つの安定状態 (S_1 状態) を作り出す方式による三安定回路の一種である。

つぎに、これら(a), (b)回路の問題点を掲げる。ここで誤動作を少なくする目的で、各真理値に対応する出力電圧を表 1 のように 0, 5, 10V と等間隔にこの程度の大きさに選ぶことにす

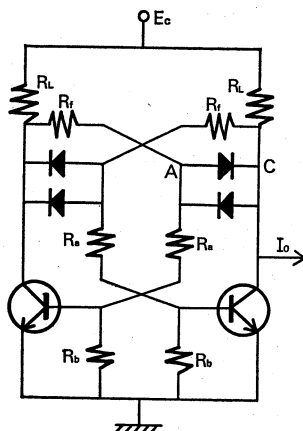


図 1 (a)

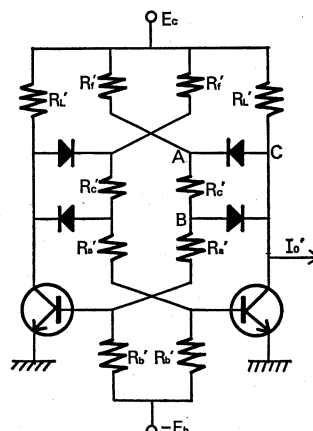


図 1 (b)

る。この場合、(a)回路には、 S_1 状態において負荷電流の変化などの原因で、A-C間の電位差がその間に存在するダイオードの障壁電圧を越えてしまうと、状態が S_0 または S_2 に移行してしまうという欠点、すなわち、(1)負荷変動による誤動作を生じやすいという欠点がある。そのうえ S_1 状態ではA点の電位 V_A が 5 V であり、トランジスタのBE間電圧 V_{BE} が約 0.6 V 程度であることから $R_a \gg R_b$ とせざるを得ない。これによって正帰還時の増巾度が減少するため、(2)転移速度が遅くなるという欠点を生じ、負帰還時の帰還量の減少のために(3)負荷変動による出力電圧変動をもたらすという欠点を生ずる。また、一方の(b)回路は R_c' を挿入したために上述の(1)の欠点は十分小さくなっており、負電源を使用することにより(2)の欠点ものぞかれているが(3)の点については S_1 時に無帰還であるために(a)の回路よりも更に悪くなっている。

著者らは上記の欠点を取り除き、(a)、(b)両回路の長所をかねそなえるようにと図 1 (c)のように三安定回路の改造を行った。改造点は(b)回路の R_c' の作用に相当するものをコレクター側に R_c として用いることにより(1)の欠点を取り去り、(b)回路の利点を保持すると共に帰還型にして(a)回路の長所も取り入れ、ベース用の負電源 $-E_b$ を用いることによって前述(2)や(3)の欠点を取り除いた。ゆえに、この回路は(a)や(b)の回路よりも S_1 の安定度がずっと優れていると推測できる。

§ 3. 改良した三安定回路の設計法

図 1 (c)の中で用いる R_c , R_f , R_a や R_b などの値の決定法について私共の試作した回路を例にとり説明する。

(1) トランジスタの選定；トランジスタは大きな電流増巾率、高速性、安価などを考慮して 2SC 373 を用いた。

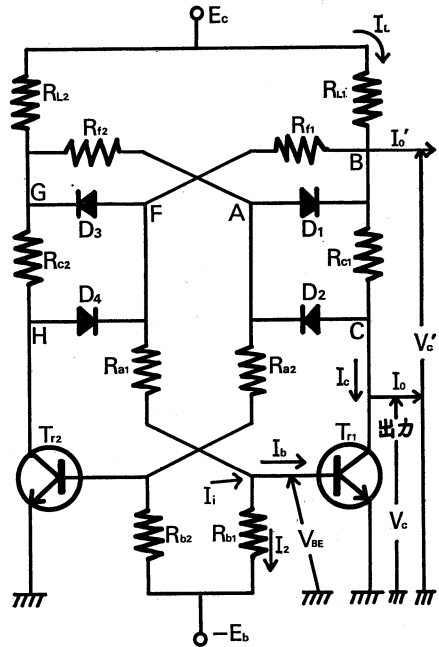


図 1 (c)

表 1 真理値割振り

真理値		出力電圧	トランジスタの状態	トランジスタの状態の呼称
対称数系	非対称系			
-1	0	0V	導通	S_0
0	1	5V	能動	S_1
+1	2	10V	遮断	S_2

(2) 電源電圧の決定；トランジスターの耐電圧，負帰還量の増大などを考慮して主電源 E_c の大きさは $E_c=12V$ とし，副電源 $-E_b$ の大きさは $E_b=6V$ とした。この結果，真理値の割振りを表1のように決定した。

(3) 負荷抵抗 R_L の決定；トランジスターのコレクター損失，許容負荷電流，電力の消費量などの考慮のもとに R_L には計算に便利な $1k\Omega$ を採用した。

(4) 隔離用抵抗 R_c の決定； R_c は S_1 時の負荷変動などの原因で誤った転移が起らぬようにするための抵抗で，約 $1V$ とダイオードの障壁電圧の和以内の出力電圧変動では転移が起らないようにするために S_1 状態の無負荷時に $V_c=5V$ ， $V_A=6V$ ， $V_B=7V$ となるように設計する。ただし V_A ， V_B ， V_C はそれぞれ図1(c)中のA，B，C点の電位である。ここで R_f を流れる電流は R_c を流れる電流より十分小さくなるように設計するとして， R_f を流れる電流を R_c を流れる電流に比して無視すると， S_1 時では図2の等価回路が得られ，これより

$$R_c = \frac{\Delta V \cdot R_L}{E_c - E_2 - \Delta V} \tag{1}$$

なる設定式を得る。私共の場合には $E_c=12V$ ， $E_2=5V$ ， $R_c=1k\Omega$ であり， ΔV の設定値は $2V$ としたからこれらを上式に代入して $R_c \approx 400\Omega$ を得た。

(5) R_f の値の決定法

R_f の値は遮断状態のトランジスターのコレクター電圧が論理値の2に対応する電圧（私共の場合には10ボルト）になるように決定したい。以下にそのための方法についてのべる。図1(c)の回路でトランジスター T_{r2} が遮断の場合の T_{r2} のコレクター電圧 V_H を求めるための等価回路は遮断している素子や電流の少ない回路を取り除いて図3のようにあらわし得る。ここで R_{a1} や R_{a2} を流れる電流は他に比して小さいとして無視している。更に導通状態の D_1 と D_4 と T_{r1} の端子電圧を無視し， $R_{L1}=R_{L2}$ ， $R_{f1}=R_{f2}$ ， $R_{c1}=R_{c2}$ とすると E_c とアース間の

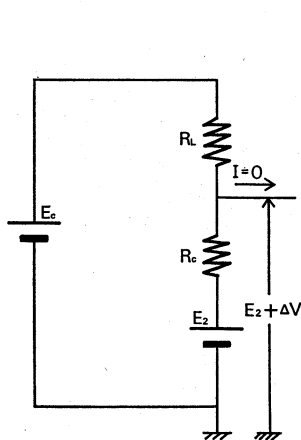


図 2

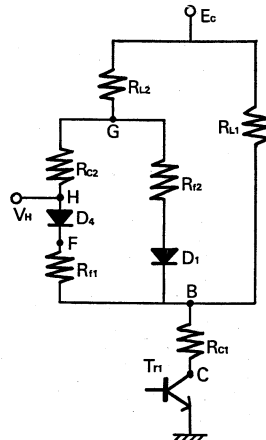


図 3

合成抵抗 R は

$$R = R_c + \frac{R_L [R_L(2R_f + R_c) + R_f(R_f + R_c)]}{2R_L(2R_f + R_c) + R_f(R_f + R_c)} \quad (2)$$

となる。また、導通の T_{r2} の C E 間電圧を無視するから

$$V_B = E_c \cdot R_c / R \quad (3)$$

であり、 $R_f \gg R_c$ と仮定すると

$$V_H \approx V_c \frac{R_f}{R_f + R_c + 2R_L} + V_B \frac{R_c + 2R_L}{R_f + R_c + 2R_L} \quad (4)$$

であるから、(2)式を(3)式に代入したものを(4)式に入れると V_H と R_f との関係式が得られ、私共の回路では $E_c = 12V$ 、 $R_c = 0.4k\Omega$ 、 $R_L = 1k\Omega$ となっているので、 $R_f = 10k\Omega$ として $V_H = 10.6V$ を得る。よって R_f は $10k\Omega$ とした。

(6) R_a と R_b の決定法

R_a は導通しているトランジスタに十分なベース電流 $I_{B\ sut}$ を供給できる値に設定する必要がある。よって、論理値 2 に対応する電圧を E_2 、 T_r の飽和電流領域での B E 間電圧を $V_{BE\ sut}$ 、直流電流増巾率を β 、コレクター電流を $I_{C\ sut}$ とすると R_a を流れる電流 $(E_2 - V_{BE\ sut}) / R_a$ は

$$\frac{E_2 - V_{BE\ sut}}{R_a} = K \frac{I_{C\ sut}}{\beta} > \frac{I_{C\ sut}}{\beta} = I_{B\ sut}$$

でなければならない。ここで

$$I_{C\ sut} = \frac{E_c}{R_c + \frac{R_L(R_L + 2R_c)}{R_f + 4R_L}}$$

である。上の条件を参考にし、 K を 5~10 に選ぶために R_a は $50k\Omega$ とした。また R_b は

$$R_b + \frac{V_{BE\ sut} + E_b}{E_2 - V_{BE\ sut} - I_{B\ sut} R_b} \quad \text{および} \quad I_{C\ sut} = \frac{I_{C\ sut}}{\beta}$$

を用いて概略値を算出できるが、 R_b は E_2 を 5 ボルトに調節するために、計算値から少し加減することにした。

§ 4. 改良した三安定回路の安定度の解析

図 1(c) に示した改良した三安定回路は S_1 状態における安定性がよいことを前に述べた。ここではその裏付けとして静的な安定度について解析し、その値を数値的に求めてみる。また、あわせて、(a) と (b) の回路についても同様の解析を行ない、比較することにする。

改良した三安定回路の安定度解析のために図 1(c) のように各部の電圧や電流の記号を定めると

$$R_1 \equiv R_f + R_a$$

$$V_c = E_c - R_L I_L - R_c (I_c + I_0)$$

$$I_c = \beta I_b - I_{c0} / (1 - \alpha)$$

$$I_L = I_c + I_2 + I_b + I_0 + I_0' - I_i$$

$$I_b = \{V_c + (I_c + I_0)R_c - V_{BE}\} / R_1 - I_2 + I_i$$

$$I_2 = (E_b + V_{BE}) / R_b$$

が成立する。これらから出力電圧 V_c と V_c' を出力電流 I_0 , I_0' , 入力電流 I_i やトランジスタの定数 V_{BE} , I_{c0} , β などの関数として表わすことができ、

$$V_c = \frac{1 - \frac{R_c \beta}{R_1}}{1 + \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta)} (E_c - R_L I_0') + \frac{1 + \frac{R_c + R_c}{R_L R_1}}{1 + \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta)} \left(\frac{\beta R_L}{R_b} E_b - \frac{R_L}{1 - \alpha} I_{c0} - R_L I_0 \right) \\ + \frac{1 + \frac{R_c}{R_L} + \frac{R_c}{R_1 + R_b} + \frac{R_b}{\beta(R_1 + R_b)}}{1 + \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta)} \left\{ \beta R_L \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_b} \right) \right\} V_{BE} - \frac{R_1 R_L + R_1 R_c + R_L R_c}{1 + \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta)} \cdot \frac{\beta}{R} I_i \quad (5)$$

$$V_c' = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta)} \left[E_c - R_L I_0' + \left\{ \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta) + \frac{\beta R_L}{R_b} \right\} V_{BE} - \beta R_L I_i + \frac{\beta R_L}{R_b} \cdot E_b \right. \\ \left. - \frac{R_L}{1 - \alpha} I_{c0} - R_L I_0 \right]$$

を得る。

(b)の回路についても同様な解析を行うと

$$R_1' \equiv R_f' + R_c' + R_a'$$

として

$$V_c = \left(1 - \beta \frac{R_L'}{R_1'} \right) E_c + \beta \frac{R_L'}{R_b'} E_b + \beta R_L' \left(\frac{1}{R_1'} + \frac{1}{R_b'} \right) V_{BE} - \frac{R_L'}{1 - \alpha} I_{c0} - R_L' I_0' - \beta R_L' I_i \quad (6)$$

と求められる。

(a)の回路について V_c を求めるには、(c)の回路において $E_b = 0$, $R_c = 0$, $I_0' = 0$ とすれば(a)の回路となることから、上の(5)式においてこれらの条件を用いればよく、結果として

$$V_c = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta)} E_c - \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta)} \left(\frac{R_L}{1 - \alpha} I_{c0} + R_L I_0 \right) \\ + \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta)} \left\{ \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta) + \frac{\beta R_L}{R_b} \right\} V_{BE} - \frac{\beta R_L}{1 + \frac{R_L}{R_1}(1 + \beta)} I_i \quad (7)$$

を得る。

これらの式を用いて数的に性能の優劣を評価する。そのためには出力抵抗 $\partial V_c / \partial I_c$ を始め、電源の変動に対する出力の変動率 $\partial V_c / \partial E_c$, $\partial V_c / \partial E_b$ や転移起動用回路を取り付けた場合

に問題となる ところの $\partial V_c/\partial I_i$ やトランジスターの特性変化に対する影響であるところの $\partial V_c/\partial \beta$, $\partial V_c/\partial V_{BE}$, $\partial V_c/\partial I_{c0}$ などを各回路について計算して比較すればよい。

数値計算にあたっての各回路の計算条件をつぎに示す。

(1) 改良した三安定回路の場合の計算条件

前述のように $R_L=1k\Omega$, $R_c=0.4k\Omega$, $R_f=10k\Omega$, $R_a=50k\Omega$, $R_b=72k\Omega$, $E_c=12V$, $E_b=6V$ とし, $\beta=340$, $V_{BE}=0.6V$ として特性値を計算した。結果を表 2 の左端に示す。

(2) 無帰還型〔(b)回路〕の場合の計算条件

この場合には消費電力を改良型のものと同じにして比較する方法と, 出力抵抗を改良型のものと同じにして比較する方法とが考えられる。

(i) 消費電力が同じ場合

この条件のために $R_L'=1.4k\Omega$ となり, 他は $E_c=12V$, $E_b=6V$, $\beta=340$, $V_{BE}=0.6V$, $R_b=72k\Omega$ のように改良型と同じとした。その場合 $R_1'=107k\Omega$ となるのでこれらの数値を用いて計算した。結果の特性値は表 2 にまとめて記した。

(ii) 出力抵抗が同じ場合

出力抵抗 $\partial V_c/\partial I_0$ を改良型のものと同じ程度にするには $R_L'=200\Omega$ でなければならない。また S_2 状態でコレクター電圧を $10V$ にし, S_1 状態の V_A を $6V$ にするためには $R_1'=2k\Omega$ でなければならない $R_b'=1.18k\Omega$ となる。これらを用いて(6)式より $\partial V_c/\partial E_c$ なども計算して表 2 に示した。

(3) 帰還型(a)回路の場合

この場合も消費電力を改良型とほぼ同じにして比較するために $R_L=1.4k\Omega$, $R_1=60k\Omega$ とした。よって $R_b=10.2k\Omega$ となる。これらを用いて(7)式より $\partial V_c/\partial I_0$ などを算出し, それらの値はやはり表 2 にあげておいた。

この表 2 から明らかなように改良した三安定回路の特性値は改良型と消費電力が等しい無帰還型の三安定回路〔(b)回路の(i)〕や出力抵抗の等しい無帰還型〔(b)回路の(ii)〕の回路のいずれよりも数値が小さく, 総合的に性能が優れていると判断できよう。特に(b)の(ii)は消費電力が大きい点でも改良型に劣る。

つぎに帰還型(a)回路との比較であるが, この表にあらわれる性能に限れば改良型は(a)とほぼ同じかやや劣る程度である。しかし, つぎにのべる許容出力最大電流については改良型は(a)よりもずっと大きく優れている。

一般に電子回路においては次段へ情報を伝達するためにその回路に何かの回路を接続する。そのために, もとの電子回路の出力に電流を流入させるか, あるいは出力から流出させることになる。この回路でもこの負荷電流 I_0 により, 電子回路の出力電圧 V_c に変化が生ずる。その程度は $\partial V_c/\partial I_0$ で見積り得るが, I_0 が大きすぎると V_c の変化も大きくなり特定の V_c を超えると誤動作の転移が生ずる。誤動作の起きない最大の負荷電流も安定度の大きな目安となる。

表2 S_1 状態における三安定回路の特性値の比較

特 性 式	単 位	回路の別		三根らによる		改 良 型
		帰還型 〔(a)回路〕	能動時無帰還型 〔(b)回路〕			
			(i)	(ii)		
$\partial V_C/\partial I_0$	[V/mA]	-0.156	-1.4	-0.2	-0.21	
$\partial V_C'/\partial I_0$	[V/mA]	—	—	—	=0.15	
$\partial V_C/\partial I_0'$	[V/mA]	—	—	—	0.19	
$\partial V_C'/\partial I_0'$	[V/m]	—	—	—	0.15	
$\partial V_C/\partial E_c$	[—]	0.11	-3.44	-3.3	-0.19	
$\partial V_C'/\partial E_c$	[—]	—	—	—	-0.15	
$\partial V_C/\partial E_b$	[—]	—	6.61	57.6	0.99	
$\partial V_C'/\partial E_b$	[—]	—	—	—	0.71	
$\partial V_C/\partial I_i$	[V/ μ A]	-0.0531	-0.476	-0.068	-0.072	
$\partial V_C'/\partial I_i$	[V/ μ A]	—	—	—	-0.051	
$\partial V_C/\partial \beta$	[V]	—	-0.021	0.021		
$\partial V_C'/\partial \beta$	[V]	—	—	—		
$\partial V_C/\partial V_{BE}$	[—]	6.08	11.1	91.6	2.17	
$\partial V_C'/\partial V_{BE}$	[—]	—	—	—	1.56	
$\partial V_C/\partial I_{c0}$	[V/ μ A]	0.0531	-0.476	-0.068	-0.071	
$\partial V_C'/\partial I_{c0}$	[V/ μ A]	—	—	—	-0.059	
$\partial V_C/\partial R_b$	[V/k Ω]	-0.306	-0.606	322.	-0.083	
$\partial V_C'/\partial R_b$	[V/k Ω]	—	—	—		

V_C : 出力電圧 I_0 : 出力電流 (外部回路に供給した電流) $V_C' \cdot I_0'$: 回路図参照 E_c : 電源電圧(+) E_b : 電源電圧(-) I_i : ベース点流入電流 β : T_r の電流増巾率 V_{BE} : 能動時の T_r の B-E 間電圧 I_{c0} : コレクター遮断電流

さて改良型では使用したダイオードの障壁電圧を V_D とすると S_1 状態においては V_C が $5 \pm (1 + V_D)$ ボルトの範囲内ならば、ダイオードは導通せず S_1 状態にとどまりうる。そして、 $\partial V_C/\partial I_0 = -0.2k\Omega$ であったから、能動領域の特性が線型であると仮定して

$$\Delta V_C \leq \pm(1 + V_D) \text{ ボルト}$$

になるまでの負荷電流 ΔI_0 を求めてみると

$$\Delta V_C \geq -0.2k\Omega \Delta I_0$$

の条件から、

$$\Delta I_0 \leq \frac{\pm(1 + V_D)}{-0.2k\Omega}$$

を得る。 $V_D=0.3$ ボルトとすると

$$\Delta I_0 \leq \pm 6.1 \text{mA}$$

となる。すなわち、 S_1 にとどまり得る限界の最大負荷電流は流入流出共約 6 mA できることがわかる。

これに対して(a)回路ではA点の電位を V_A 、ダイオード順方向電圧降下を V_D 、 R_f の両端の電圧降下を V_{Rf} として

$$V_A = 5 - V_{Rf}$$

であり、しかも、

$$V_A - V_D \leq V_C \leq V_A + V_D$$

でなければ S_1 状態を保つのはむずかしいから

$$5V - V_{Rf} - V_D \leq V_C \leq 5V - V_{Rf} + V_D$$

となる。よって、

$$-(V_{Rf} + V_D) \leq \Delta V_C \leq V_D - V_{Rf}$$

を得る。すなわち、 ΔV_C が正の場合は $\Delta V_C = V_D - V_{Rf}$ までしか許されず、もし $V_D = V_{Rf}$ ならば流入負荷は許されないというきびしい条件が生ずる。これは大きな欠点となり得る。また $V_D > V_{Rf}$ であるとしても ΔV_C は V_D より小の場合しか許されないで流入負荷が(c)の場合よりずっと小さいということは大きな欠点といえよう。流入負荷の場合も最良の場合で

$$-2V_D \leq \Delta V_C$$

であり、(c)回路の場合より良くはならない。

§ 5. 結 語

(1) 三レベル式三安定回路の能動領域での安定状態の安定度を向上させる目的で回路の改良を行って、新回路を提案した。

(2) この改良型三安定回路の回路設計法をのべた。

(3) この回路および参考とした他の回路の能動領域での安定状態の静的な安定度解析を行った。そして得た式を用いて、種々の安定度を表わすところの特性値を数値的に算出して、他の回路と比較検討した。その結果、構造上から予見できることではあるが確かに元の回路より改良されているという客観的な裏付けを与えた。特に、無帰還型との比較では負荷変動や電源変動による安定さは数倍～50倍程度良好となっている。また帰還型(a)回路に対して改良型は最大負荷電流が大きい点で優れていることを示した。

今後、この三安定回路に接続する転移用の起動回路を考案し、種々の順序論理回路を構成することも残されており、著者らの興味を寄せる事柄の一つとなっている。

文 献

- 1) D. M. Taub ; "Tristable circuit with well defined triggering threshold." PROC. IEE, Vol. 112, No. 2, pp. 285~288 (1965)
- 2) 三根久, 他 ; "FET を用いた三安定回路." 電子通信学会論文誌, Vol. 51-C, No. 11, pp. 532~533. (1968)
- 3) 三根久, 長谷川, 他 ; "三安定回路の構成, 解析および三値フィードバックレジスタへの応用." 電子通信学会論文誌 Vol. 52-C, No. 8, pp. 443~450 (1969)
- 4) 五十嵐重嘉, 山田由之 ; "三値演算回路の一構成." 名古屋大学学报, 第21巻, pp. 297~303. (1969)
- 5) 武井正 ; "高速三安定回路の一構成." 電子通信学会誌 Vol. 55-D, No. 7, pp. 480~481 (1972)
- 6) 樋口龍雄, 亀山充隆 ; "Tゲートに基づく三値論理系." 電子通信学会論文誌, Vol. 58-D, No. 6, pp. 306~313 (1975)
- 7) 昭和47年電気四学会中国支部連合大会にて発表