

TTL-NANDゲートを用いた無安定マルチバイブレータの動作モード解析

正員 為貞 建臣[†] 正員 山本 博資[†]

Analysis of Operation Modes of Astable Multivibrator Using TTL-NAND Gates

Takeomi TAMESADA[†] and Hirotsuke YAMAMOTO[†], Regular Members

あらまし 近年、各種のマルチバイブレータが論理ゲートにより構成される傾向にある。本論文では、最も広く用いられているTTL-NANDゲートを用いた無安定マルチバイブレータの解析を行う。本無安定マルチバイブレータは、二つの準安定状態を交互に転移するが、その動作モードは多く存在し、各モードの生ずる条件、およびその準安定期間の計算法は一部のモードを除いて知られていない。転移は二つのNANDゲートの入力電圧 v_{i1} 、 v_{i2} の一方がしきい値 V_T に達すると生ずるが、 v_{i1} 、 v_{i2} が高電位から V_T に向うか、低電位から V_T に向うか、及びどちらが先に V_T に達するかなどの組合せにより、多くの動作モードがある。解析の結果、素子の対称性を考慮すれば本質的に異なる正常発振モードは5個（形式的には7個）あることが分かり、各モードの準安定期間 T_a 、 T_b の計算式が得られた。又、外付抵抗が過小または過大の場合に異常発振または発振不能状態が生ずる理由も解明した。なお、 T_a 、 T_b がそれぞれ外付容量に比例するのは、ただ一つのモードにおいてのみである。解析結果は実験結果とよく一致している。本論文は、TTL-NANDゲートを用いた無安定マルチバイブレータの設計に極めて有用である。

1. ま え が き

パルス発振器として広く利用されている無安定マルチバイブレータ（以下、マルチと略す）は、近年、電子回路のIC化に伴い、TTL-NANDゲート（以下、TTLと略す）を用いて構成する場合が多い。その代表的な回路構成を図1に示す⁽¹⁾。従来のトランジスタを用いた無安定マルチにおいては、既知のごとく、その二つの準安定期間 T_j ($j=1, 2$)は外付抵抗 R_j と外付容量 C_j を用いて、 $T_j \approx 0.7 C_j R_j$ と簡単な式で与えられる。しかし、TTLを用いた無安定マルチにおいては、多くの動作モードがあり、一部のモードを除いて^{(2),(3)}、各動作モードの生ずる条件、および各準安定期間が R_j 、 C_j のどのような関数になるか知られていない。

本論文では、上述の点を解明する目的で、まず、TTLの静特性を折線近似した等価回路を用いて、発

振モードの解析を行い、素子の対称性を考慮すれば本質的に異なるモードは5個（形式的に異なるのは7個）存在することを示す。又、異常現象についても考察し解析結果を実験により確かめた。

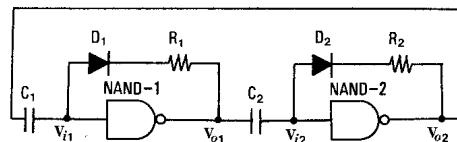


図1 TTL-NANDゲートを用いた無安定マルチバイブレータ

Fig.1 - Astable multivibrator using TTL-NAND gates.

2. 等 価 回 路

図2(a)は通常のTTLの内部構造で、同図(b)は入力電圧 v_i が増し、 v_o が高レベル V_{oH} から降下し始めるときの v_i を V_{iS} とし、同図(a)の Tr_4 が十分飽和し、 v_o が低レベル V_{oL} に達するときの v_i を V_{i2} と表す。又、 v_i が高い方 V_{iH} から低い方 V_{iL} へ向って減少す

[†]徳島大学工学部電子工学科，徳島市
Faculty of Engineering, Tokushima University,
Tokushima-shi, 770 Japan
論文番号：昭 57-論96[D-26]

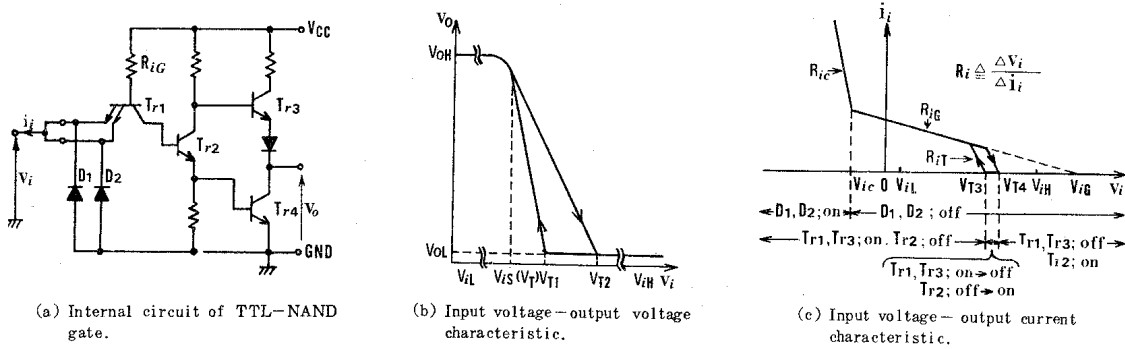


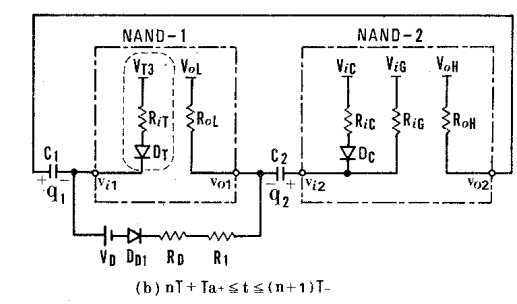
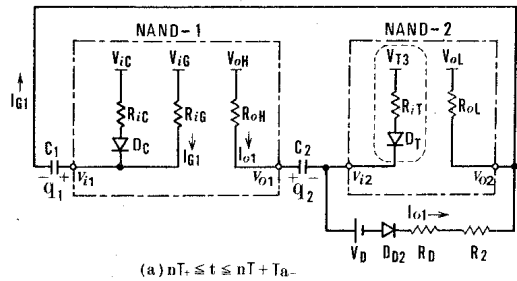
図2 TTL-NANDゲートの内部回路と静特性
Fig.2 - Internal circuit and static characteristics of TTL-NAND gate.

るとき Tr_4 の飽和が解け、 v_o が上昇を始めるときの v_i を V_{T1} と表す。

図2(c)は、入力電圧 v_i - 入力電流 i_i (入力インピーダンス R_i) 特性と内部構成素子の状態との関連を示す。マルチでは v_i は負方向にも励振されるので、負方向の特性も必要である。 $v_i < V_{iC}$ ではゲート保護ダイオード D_1, D_2 が導通するため、 R_i は低い。これを R_{iC} と表す。 $V_{iC} < v_i < V_{iS}$ では、 R_i は内部構成素子の R_{iG} に等しい。 $V_{iS} < v_i < V_{T4}$ の狭い範囲で、 Tr_1, Tr_3 on \rightarrow off, Tr_2 off \rightarrow on となる領域があり、このときの R_i は低く、 $V_{T4} < v_i$ では $R_i = \infty$ である。 v_i を V_{iH} から降下させると、 V_{T3} からわずかの電圧範囲内で Tr_1, Tr_3 off \rightarrow on, Tr_2 on \rightarrow off となる R_i の低い領域がある。このときの R_i を R_{iT} と表す。通常のTTLではきん少な差であるが、 $V_{T1} < V_{T2} < V_{T3} < V_{T4}$ の関係がある。このように、 v_i が $V_{iL} \rightarrow V_{iH}$ と変化するときと、その逆の場合とでしきい値が異なるために、複雑な発振モードが生ずるのである。但し、 V_{T4} は直接転移条件に関与しないので、等価回路には記入されていない。

図3は、入力特性を図2(c)のごとく折線近似したときの、図1の動作中の等価回路で、図3(a)はNAND-1の入力電圧 v_{i1} が V_{iS} より低く、その出力電圧 v_{o1} が V_{oH} の状態である。ここで、 R_{oH} は出力が V_{oH} のTTLの出力インピーダンス、 V_{iC} は、図2(c)の $\tan^{-1} R_{iC}$ の延長と横軸の交点の値で、電源供給電圧 V_{CC} から、入力ゲートダイオード(図2(a)の Tr_1 のマルチエミッタ)の順電圧を差し引いた値である。

又、NAND-2は、入力電圧 v_{i2} が V_{T3} より高く、その出力電圧 v_{o2} が V_{oL} にある状態であり、その出力インピーダンスを R_{oL} で表す。ここで、 D_C, D_T は入



TTL NAND ; HD74LS00P, D_1, D_2 ; 1S1588
 $V_{iG} = 4.75\text{v}$, $V_{oH} = 3.56\text{v}$, $V_{oL} = 0.195\text{v}$, $V_{iC} = -0.42\text{v}$
 $V_{T1} = 1.08\text{v}$, $V_{T2} = 1.11\text{v}$, $V_{T3} = 1.19\text{v}$, $V_{T4} = 1.22\text{v}$
 $V_{iS} = 0.92\text{v}$, $V_D = 0.59\text{v}$, $R_{oL} = 30\Omega$, $R_{iT} = 500\Omega$
 $R_{iG} = 17.4\text{k}\Omega$, $R_{iC} = 64.5\Omega$, $R_{oH} = 40\Omega$, $R_D = 26\Omega$

図3 図1の等価回路
Fig.3 - Equivalent circuits of Fig.1.

ラインピーダンスを折線近似するための理想ダイオードである。又、外付ダイオードは順抵抗 R_D 、オフセット電圧 V_D 、理想ダイオード D_D の直列回路で近似した。なお、二つの準安定期間を T_a, T_b 、発振周期を T ($\cong T_a + T_b$) と表すと、図3(a)は $nT_a \leq t \leq nT + T_a$ 、図3(b)は、 $nT + T_a \leq t \leq (n+1)T$ の期間で成立するここで、 n は整数で添字の-, +はそれぞれ直前, 直

後を意味する。図3には実験に用いた TTL の上記特性パラメータの値を併記してある。又、両 NAND ゲートの特性は等しいものとして解析をする。

3. 発振モード解析

まず、図3の破線で囲まれた (V_{T3}, R_{iT}, D_T) を除いて発振機構を考え、後でこれの影響を考慮する。図3(a)において、ゲート電流 I_{G1} は $V_{iC} \rightarrow V_{oL2}$ 、又、出力電流 I_{o1} は $V_{oH1} \rightarrow V_{oL2}$ の方向に流れ、図5のように v_{i1} は低電位から、 v_{i2} は高電位からしきい値電圧 (V_T) に向う。そして、 v_{i1}, v_{i2} の一方がしきい値電圧に達したときに転移が生じ、他の準安定状態である図3(b)の状態になる。ここで、添字の数字は TTL の番号を示す。 v_i が V_{iH} から下降するときのしきい値電圧は4.で示すように V_{T1} となるが、 V_{iL} から上昇していくときのしきい値は V_{iS} と V_{T2} の中間の値 V_T' となる。これは図3(a)の v_{i1} が V_{iL} から上昇して V_{iS} を超えると、 v_{o1} と v_{i2} が降下し始めるが、 $v_{i2} > V_T'$ である限り、 v_{o2} は一定で、再生作用が生じないからである。このように $V_T' \neq V_{T1}$ であるが、 V_T' と V_{T1} の差はきん少であり、以後は $V_T \cong V_T' \div V_{T1}$ とする。

図3において、一般に $R_{iC} \ll R_{iG}, R_{oL} \ll \min(R_1, R_2, R_{iC})$ (R_1, R_2, R_{iC} のうちの最小値を示す) であるから、解析を簡単にするために、以下 R_{iC}, R_{oL} を0で近似する。図3(a)の成立する時刻 $nT_+ \leq t \leq nT + T_{a-}$ における電荷 $q_1(t), q_2(t)$ は次式で与えられる。

$$q_1(t) = C_1(V_{iC} - V_{oL}) - \{-q_1(nT_+) + C_1(V_{iC} - V_{oL})\} \cdot e^{-\frac{t-nT_+}{C_1 R_{iC}}} \quad (1)$$

$$q_2(t) = C_2(V_{oH} - V_D - V_{oL}) - \{-q_2(nT_+) + C_2(V_{oH} - V_D - V_{oL})\} e^{-\frac{t-nT_+}{C_2(R_{oH} + R_D + R_2)}} \quad (2)$$

ここで、 $q_1(nT_+), q_2(nT_+)$ は初期値で、共に負の値となる。式(1), (2)を図4(a)にグラフで示した。図3(a)の v_{i1}, v_{i2} がそれぞれ V_T になるまでに要する時間 t_{a1}, t_{a2} を式(1), (2)より求めると次式となる(図4(a)参照)。

$$t_{a1} = C_1 R_{iC} \ln \frac{-q_1(nT_+) + C_1(V_{iC} - V_{oL})}{C_1(V_{iC} - V_T)} \quad (3)$$

$$t_{a2} = C_2(R_{oH} + R_D + R_2) \ln \frac{-q_2(nT_+) + C_2(V_{oH} - V_D - V_{oL})}{C_2(V_T - V_D - V_{oL}) k(R_2)} \quad (4)$$

ここで、 $k(R_2) \cong 1 + R_{oH} / (R_D + R_2)$ で、一般に

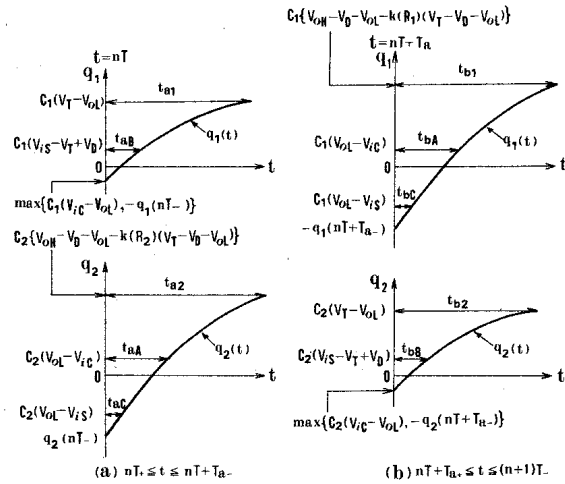


図4 各準安定期間における $q_1(t)$ と $q_2(t)$
Fig.4 - Waveforms of $q_1(t)$ and $q_2(t)$ in each quasi-stable state.

$R_{oH} \ll R_1, R_2$ であり、 $k(R_2) \cong 1$ である。

図3(a)において、 $q_2 \geq C_2(V_{oL} - V_{iC})$ ならば、図3(b)の状態に転移したときダイオード D_C が導通する。そして、 $q_2 = C_2(V_{oL} - V_{iC})$ になるまでの時間 t_{aA} (図4(a)参照) は次式で与えられる。

$$t_{aA} = C_2(R_{oH} + R_D + R_2) \cdot \ln \frac{-q_2(nT_+) + C_2(V_{oH} - V_D - V_{oL})}{C_2(V_{oH} + V_{iC} - V_D - 2V_{oL})} \quad (5)$$

図3(b) ($nT_+ + T_{a+} \leq t \leq nT_-$) に対しても、同様に t_{b1}, t_{b2}, t_{bA} を定義すると(図4(b)参照)、 $q_1(t), q_2(t), t_{b1}, t_{b2}, t_{bA}$ はそれぞれ式(2), (1), (4), (3), (5)の添字1と2を交換し、 nT を $nT_+ + T_{a+}$ で置換すれば求まる。

$t = nT$ と $t = nT_+ + T_{a+}$ で転移が瞬時に生ずるものとするれば、電荷保存則より式(6)が、発振の定常性より式(7), (8)が成立する。

$$q_1(nT_+) = \begin{cases} C_1(V_{iC} - V_{oL}) & (t_{bA} \leq t_{b2} \text{ のとき}) \\ -q_1(nT_-) & (t_{bA} > t_{b2} \text{ のとき}) \end{cases} \quad (6)$$

$$q_1(nT_+) = q_1((n+1)T_+) \quad (7)$$

$$q_1(nT_+ + T_{a+}) = q_1((n+1)T_+ + T_{a+}) \quad (8)$$

又、明らかに次式が成り立つ。

($T_a = t_{a1}$ のとき)

$$q_1(nT_+ + T_{a-}) = C_1(V_{oL} - V_T) \quad (9)$$

($T_b = t_{b1}$ のとき)

$$q_1(nT_+) = C_1 \{V_{oH} - V_D - V_{oL} - k(R_1)(V_T - V_D - V_{oL})\} \quad (10)$$

なお、 q_2 についても、式(6)~(10)と同様の式が成り立つ。

式(6)~(10)及び同様の q_2 の条件式と、式(3), (4)及び同様の t_{b1}, t_{b2} に関する式より、準安定期間 T_a, T_b は、 $T_a = \min(t_{a1}, t_{a2}), T_b = \min(t_{b1}, t_{b2})$ となる。しかし、図3の破線で囲まれた (V_{T3}, R_{iT}, D_T) の影響を考えると、 $v_{ij} (j=1, 2)$ が高電位 $v_{ij} > V_{T3}$ から降下し、 $v_{ij} < V_{T3}$ になると D_T が導通し、 v_{ij} は次式の定常値 $V_{j\infty}$ に向い降下する。

$$V_{j\infty} \cong V_{T3} - \frac{R_{iT}(V_{T3} - V_D - V_{oL})}{R_{iT} + R_D + R_j}, \quad (j=1, 2) \quad (11)$$

ここで、 $V_{j\infty} > V_T$ ならば、 v_{ij} は高電位から V_T に達することができず、低電位からのみ V_T に達する。この条件 $V_{j\infty} > V_T$ を $R_j > R_t$ の条件に書き直すと次式を得る。

$$R_j > R_t \quad (j=1, 2) \quad (12)$$

ここで、

$$R_t \cong R_{iT}(V_{T3} - V_D - V_{oL}) / (V_{T3} - V_T) - R_{iT} - R_D \quad (13)$$

以上の議論より、 R_1, R_2 と R_t の大小関係により準安定期間 T_a, T_b は次の4とおりに分類される。

$$\left. \begin{array}{l} \text{(A)} (R_1 > R_t, R_2 > R_t) : T_a = t_{a1}, T_b = t_{b2} \\ \text{(B)} (R_1 > R_t, R_2 < R_t) : T_a = \min(t_{a1}, t_{a2}), \\ T_b = t_{b2} \\ \text{(C)} (R_1 < R_t, R_2 > R_t) : T_a = t_{a1}, \\ T_b = \min(t_{b1}, t_{b2}) \\ \text{(D)} (R_1 < R_t, R_2 < R_t) : T_a = \min(t_{a1}, t_{a2}), \\ T_b = \min(t_{b1}, t_{b2}) \end{array} \right\} \quad (14)$$

なお、 $v_{ij} (j=1, 2)$ が高電位から降下するとき、 $v_{ij} = V_{T3}$ の前後で v_{ij} の変化の時定数が異なる。し

表1 発振モードの分類

条 件	(A)	(B)	(C)	(D)
$t_{b2} < t_{bA}$	$t_{a1} < t_{aA}$	α	α	α
	$t_{aA} < t_{a1} < t_{a2}$	β	β	β
	$t_{a2} < t_{a1}$	β	γ_2	β
$t_{bA} < t_{b2} < t_{b1}$	$t_{a1} < t_{aA}$	δ	δ	δ
	$t_{aA} < t_{a1} < t_{a2}$	η	η	η
	$t_{a2} < t_{a1}$	η	γ_1	η
$t_{b1} < t_{b2}$	$t_{a1} < t_{aA}$	δ	δ	ϕ_2
	$t_{aA} < t_{a1} < t_{a2}$	η	η	ϕ_1
	$t_{a2} < t_{a1}$	η	γ_1	ϕ_1

(注) $\alpha \sim \phi$ は発振モード名、[A]~[D] は式(14)による。 γ_1 と γ_2 、 ϕ_1 と ϕ_2 の区別は、異常発振と発振不能の生じる条件が異なることによる(4. 参照)。

かし、 $R_j < R_t$ のとき、 v_{ij} が V_{T3} から V_T に達するまでに要する時間 T_0 は $V_{T3} \div V_T$ であるので、一般に t_{aj}, t_{bj} に比べて十分短く、式(14)では無視されている[†]。

以上より、式(6)~(10)及び同様の q_2 の式と、式(3), (4)及び同様の t_{b1}, t_{b2} の式より $t_{a1}, t_{a2}, t_{b1}, t_{b2}$ を求め、式(14)を用いれば準安定期間 T_a, T_b が求まることになる。その結果、 R_1, R_2 と R_t の大小関係による [A]~[D] の条件、および t_{a1} と t_{a2}, t_{aA} 、又は t_{b2} と t_{b1}, t_{bA} の大小関係の組合せにより、 T_a, T_b の計算式が異なる。この T_a, T_b の計算式の相異に基づいて発振モードを分類すれば、表1の $\alpha \sim \phi$ の7とおりのモードになる。例えば、表1のすべての η と記されている場合は、式(14)より $T_a = t_{a1}, T_b = t_{b2}$ となる。そして、式(6)より得られる $q_1(nT_+) = C_1(V_{iC} - V_{oL})$ を式(3)に代入して、 T_a は式(18)を得る。 T_b も同様である。このようにして求めた各モードの準安定期間 T_a, T_b を以下に示す。

(モード α) 次の連立方程式の解

$$\left. \begin{array}{l} T_a = C_1 R_{iC} \ln \frac{V_{iC} - V_a e^{-\frac{T_b}{C_1(R_{oH} + R_D + R_1)}}}{V_{iC} - V_T} \\ T_b = C_2 R_{iC} \ln \frac{V_{iC} - V_a e^{-\frac{T_a}{C_2(R_{oH} + R_D + R_2)}}}{V_{iC} - V_T} \end{array} \right\} \quad (15)$$

(式(20)参照)

(モード β)

$$\left. \begin{array}{l} T_a = C_1 R_{iC} \ln \frac{V_c - V_a (V_b / V_c) e^{-\frac{C_2 R_{iC}}{C_1(R_{oH} + R_D + R_1)}}}{V_{iC} - V_T} \\ T_b = C_2 R_{iC} \ln \{(V_{iC} - V_{iC}) / (V_{iC} - V_T)\} \end{array} \right\} \quad (16)$$

(式(20)参照)

(モード γ_1, γ_2)

$$\left. \begin{array}{l} T_a = C_2 (R_{oH} + R_D + R_2) \ln \{V_a / (V_T - V_D - V_{oL})\} \\ T_b = C_2 R_{iC} \ln \{(V_T - V_D - V_{oL}) / V_b\} \end{array} \right\} \quad (17)$$

(式(20)参照)

(モード δ) 式(16)において、 (T_a, C_1, R_1) と (T_b, C_2, R_2) とを交換した式。

(モード η)

[†] $V_{j\infty} \leq V_T$ 、すなわち $R_j \leq R_t$ の場合には、 T_0 は無視できず、実際の T_a, T_b は式(14)の値より大きくなる。

$$\left. \begin{aligned} T_a &= C_1 R_{iC} \ln \left\{ (V_{iC} - V_{iC}) / (V_{iC} - V_T) \right\} \\ T_b &= C_2 R_{iC} \ln \left\{ (V_{iC} - V_{iC}) / (V_{iC} - V_T) \right\} \end{aligned} \right\} (18)$$

(モード ϕ_1, ϕ_2) 式(17)において, (T_a, C_1, R_1) と (T_b, C_2, R_2) を交換した式.

(モード ϕ) 次の連立方程式の解

$$\left. \begin{aligned} T_a &= C_2 (R_{oH} + R_D + R_2) \ln \frac{V_d - V_c e^{-\frac{T_b}{C_2 R_{iC}}}}{(V_T - V_D - V_{oL}) k(R_2)} \\ T_b &= C_1 (R_{oH} + R_D + R_1) \ln \frac{V_d - V_c e^{-\frac{T_a}{C_1 R_{iC}}}}{(V_T - V_D - V_{oL}) k(R_1)} \end{aligned} \right\} (19)$$

ここで,

$$\left. \begin{aligned} V_a &\triangleq V_{oH} - V_D - 2V_{oL} - V_T, \quad V_b \triangleq V_{iC} - V_T \\ V_c &\triangleq V_{iC} - V_{iC}, \quad V_d \triangleq V_{oH} - V_D - 2V_{oL} + V_{iC} \end{aligned} \right\} (20)$$

上記の7個の発振モードのうち, (C_1, R_1) と (C_2, R_2) の対称性を考えると, 本質的に異なるのは5個である. このうち, 最も望ましいモードは T_a, T_b がそれぞれ C_1, C_2 に比例するモード η であろう. 又, T_a, T_b の一方のみが一つの容量値に比例するモード β , δ , 及び T_a, T_b が共に一つの容量値に比例するモード $\tau_1, \tau_2, \phi_1, \phi_2$ も興味深い.

一例として, 図5にモード τ_1 ($T_a = t_{a2}, T_b = t_{b2}$, (B)) の場合の発振波形を示す. 図5の*印の箇所に見られるように, この場合は v_{i1} が高電位から降下しても, しきい値電圧 V_T の直前の $V_{i\infty} (> V_T)$ までであり, 転移は v_{i2} が低電位から V_T に達することによって生じている.

表1においては, 各モードの成立条件を t_{aj}, t_{bj} ($j=1, 2$), t_{aA}, t_{bA} の大小関係により表しているが, 設計資料としては, 外付抵抗 R_1, R_2 , 及び外付容量 C_1, C_2 を用いて表す方が有用である. そのためには, 準安定期間 T_b, T_b を求めたときと同様にして, t_{aj}, t_{bj} を求め, それらを $t_{aj}, t_{bj}, t_{aA}, t_{bA}$ を用いた条件式に代入すればよい. 例として, モード η の場合を考える. [A]の場合にモード η が生ずる条件は表1より, $t_{aA} < t_{a1}$, 且つ, $t_{bA} < t_{b2}$ と要約できる. 又, 式(14)より, [A]の場合では, $t_{a1} = T_a, t_{b1} = T_b$ であり, 式(18)で与えられる. 他方, t_{aA} を与える式(5)を計算するには, $q_2(nT_+)$ の値が必要である. モード η では, $q_2 = C_2(V_T - V_{oL})$ となる時点 nT (図4(b)参照)で転移が生じ, 次式が成立する.

$$\left. \begin{aligned} q_2(nT_+) &= -q_2(nT_-) = -C_2(V_T - V_{oL}) \\ \text{式(21)を式(5)に代入して整理すれば次式を得る.} \end{aligned} \right\} (21)$$

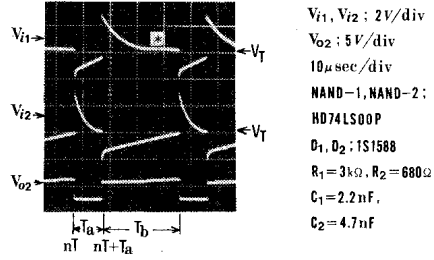


図5 式(14) (B) の場合の発振波形 (モード τ_1)

Fig.5-Oscillation waveforms of v_{i1}, v_{i2} and v_{o2} for type (B) with $T_a = T_{a2}$ and $T_b = T_{b2}$ (Mode τ_1).

$$t_{aA} = C_2 (R_{oH} + R_D + R_2) \ln (V_a / V_e) \quad (22)$$

ここで,

$$V_e \triangleq V_{oH} - V_D - 2V_{oL} + V_{iC} \quad (23)$$

従って, 式(18), (22)を用いて, 条件 $t_{aA} < t_{a1}$ を整理すると次式を得る.

$$C_1 / C_2 > g(R_2) \quad (24)$$

ここで,

$$g(R_2) \triangleq \frac{R_{oH} + R_D + R_2}{R_{iC}} \cdot \frac{\ln (V_a / V_e)}{\ln (V_c / V_b)} \quad (25)$$

同様に, 条件 $t_{bA} < t_{b1}$ から, $C_1 / C_2 < 1 / g(R_1)$ が得られ, 結局, [A] ($R_1, R_2 > R_t$) の場合のモード η になる条件は次式で与えられる.

$$g(R_2) < C_1 / C_2 < 1 / g(R_1) \quad (26)$$

次に, [B]の場合のモード η の条件を考える. この条件は, 表1より, $t_{aA} < t_{a1} < t_{a2}$, 且つ, $t_{bA} < t_{b2}$ と要約され, [A]の場合の条件に条件 $t_{a1} < t_{a2}$ が加わる. t_{a2} は式(4), (21)より, 次式で与えられる.

$$t_{a2} = C_2 (R_{oH} + R_D + R_2) \ln \frac{V_a}{V_f \cdot k(R_2)} \quad (27)$$

ここで, $V_f \triangleq V_T - V_D - V_{oL}$. (28)

従って, 条件 $t_{a1} < t_{a2}$ より, 次の条件式を得る.

$$C_1 / C_2 < K_1(R_2) \cdot g(R_2) \quad (29)$$

ここで,

$$K_1(R_2) \triangleq \frac{\ln \{ V_a / [V_f \cdot k(R_2)] \}}{\ln (V_a / V_e)} \quad (30)$$

であり, R_2 が十分大きくて, $k(R_2) \div 1$ となる場合には $K_1(R_2)$ は R_2 に依存しない. 又, 通常の TTL においては $K_1(R_2) > 1$ である.

式(26), (29)より, [B] ($R_1 > R_t, R_2 < R_t$) の場合のモード η になる条件は次式で与えられる.

$$g(R_2) < \frac{C_1}{C_2} < \min \left\{ \frac{1}{g(R_1)}, K_1(R_2) g(R_2) \right\} \quad (31)$$

同様に、〔C〕 ($R_1 < R_t, R_2 > R_t$), 〔D〕 ($R_1, R_2 < R_t$) の場合のモード η の成立条件を求めれば、それぞれ式(32), (33)となる。

$$\max \left\{ g(R_2), \frac{1}{K_1(R_1)g(R_1)} \right\} < \frac{C_1}{C_2} < \frac{1}{g(R_1)} \quad (32)$$

$$\max \left\{ g(R_2), \frac{1}{K_1(R_1)g(R_1)} \right\} < \frac{C_1}{C_2}$$

$$< \min \left\{ \frac{1}{g(R_1)}, K_1(R_2)g(R_2) \right\} \quad (33)$$

他のモードについても解析が多少複雑になるが、同様にして、成立条件を容量比 C_1/C_2 と、 R_1, R_2 の関数との大小関係で表せる。ここでは、紙面の都合上、上述のモード η に加えて、次に示すモード β の成立条件を示すことに止める。なお、モード δ の成立条件は、モード β の条件において、(C_1, R_1) と (C_2, R_2) とを交換したものである。

〔モード β の成立条件〕

〔A〕 ($R_1, R_2 > R_t$), 及び 〔C〕 ($R_1 < R_t, R_2 > R_t$) の場合

$$\max \left\{ g(R_2), \frac{1}{g(R_1)} \right\} < \frac{K_2}{g(R_1)} \quad (34)$$

且つ

$$\max \left\{ \frac{1}{g(R_1)}, f_1(R_1, R_2) \right\} < \frac{C_1}{C_2} \quad (35)$$

〔B〕 ($R_1 > R_t, R_2 < R_t$) 及び 〔D〕 ($R_1, R_2 < R_t$) の場合

$$\max \left\{ g(R_2), \frac{1}{g(R_1)} \right\} < \min \left\{ \frac{K_2}{g(R_1)}, K_1(R_2)g(R_2) \right\} \quad (36)$$

且つ

$$\max \left\{ \frac{1}{g(R_1)}, f_1(R_1, R_2) \right\} < \frac{C_1}{C_2} < f_2(R_1, R_2) \quad (37)$$

ここで、

$$K_2 \triangleq \frac{V_a}{V_b} \cdot \frac{\ln(V_a/V_e)}{\ln(V_c/V_b)} (> 1) \quad (38)$$

$f_1(R_1, R_2)$ は次の x の方程式の正の解。

$$x = h(x, R_1, R_2) \quad (39)$$

$f_2(R_1, R_2)$ は次の y の方程式の正の解 ($y > 0$ が存在しない場合は $f_2(R_1, R_2) = \infty$ とする)。

$$y = K_1(R_2) \cdot h(y, R_1, R_2) \quad (40)$$

但し、 $h(x, R_1, R_2) \triangleq$

$$\frac{(R_{oH} + R_D + R_2) \ln(V_a/V_e)}{R_{iC} \cdot \ln \left\{ \frac{V_{iC} - V_a(V_b/V_c)}{x(R_{oH} + R_D + R_1)} \right\} / V_e} \quad (41)$$

4. 異常現象の解析

3. においては、外付抵抗 R_j ($j=1, 2$) の値によらず、常に正常な発振が生ずるものとして解析した。しかし、実際には、抵抗 R_j の値が過小および過大の場合には、それぞれ異常発振および発振不能になる。ここでは、これらの異常現象が生ずる条件を求める。

〔 R_j が過小の場合の異常発振〕 R_j が小さくなると R_j を通して C_j を充電する時定数が小さくなり、その結果、期間 $nT_+ \leq t \leq nT + T_{a-}$ では v_{i2} の方が先に、期間 $nT + T_{a+} \leq t \leq (n+1)T_-$ では v_{i1} の方が先にしきい値 V_T に達する。期間 $nT_+ \leq t \leq nT + T_{a-}$ (図 3(a)) の場合を考えると、 v_{i2} が高電位から降下して V_T に達した後、 v_{o2} は V_{oH} に向って急激に増加し始める。そして、 $v_{o2} = v_{i2} - V_D$ ($\equiv V_T - V_D$) になるとダイオード D_2 がシャ断になり、 C_2 が充電されなくなり、 v_{o2} は変化しなくなる。すなわち、 v_{i2} が V_T に達した直後に、 v_{o2} は $V_T - V_D - V_{oL}$ だけ増加する。この v_{o2} の増加により、 R_2 が過小のため、 v_{i1} が V_{iS} (図 2(a)参照) に達することができなければ、正常発振に必要な再生作用が生じない⁽³⁾。この場合は v_{i2} が V_T に達した時点で個々の NAND ゲートの入出力間結合による高周波発振が始まり、再生作用が生じるまで続く。この場合の v_{o1}, v_{o2} の波形は正常発振時の波形の $V_{oH} \leftrightarrow V_{oL}$ の転位の間に一時的に高周波が重畳したようになる。

この異常発振が生ずる条件を $q_1(nT + T_{a-})$ の条件として表すと、次式で与えられる。

$$q_1(nT + T_{a-}) \triangleq C_1 \{ v_{i1}(nT + T_{a-}) - V_{oL} \} < C_1(V_{iS} - V_T + V_D) \quad (42)$$

図 3(a)において、 q_1 が式(42)の右辺に等しくなるまでに要する時間を t_{aB} (図 4(a)参照) とすれば、 t_{aB} は次式で与えられる。

$$t_{aB} = C_1 R_{iC} \ln \frac{-q_1(nT_+) + C_1(V_{iC} - V_{oL})}{C_1(V_{iC} + V_T - V_{iS} - V_D - V_{oL})} \quad (43)$$

この t_{aB} を用いて異常発振の条件式(42)を表すと、 $t_{aB} > t_{a2}$ となる。

同様に図 3(b)において、 $q_2 = C_2(V_{iS} - V_T + V_D)$ となるまでに要する時間を t_{bB} (図 4(b)参照) とすれば、もう一つの異常発振条件として $t_{bB} > t_{b1}$ が求まり、結局、異常発振の生ずる条件は次式となる。

$$t_{aB} > t_{a2} \text{ 又は } t_{bB} > t_{b1} \quad (44)$$

〔 R_j が過大の場合の発振不能現象〕 R_j が大きくなると、 R_j を通して C_j を充電する時定数が大きくなる。その結果、期間 $nT_+ \leq t \leq nT + T_{a-}$ では v_{i1} の方

が先に、期間 $nT+T_{a+} \leq t \leq (n+1)T_-$ では v_{i2} の方が先に V_T に達するようになる。そして、例えば R_1 の値が過大になると、図3(b)の状態において、 v_{i2} が V_T に達する間に容量 C_1 にほとんど充電されなくなり、図3(a)の状態に転移したとしても、 $V_{iS} < v_{i1}(nT_+) < V_T$, $v_{i2}(nT_+) \doteq V_{oH} + V_T - V_{oL}$, $v_{o1}(nT_+) < V_{oH}$ が成立するようになる。このようになると、 $v_{i1}(nT_+) > V_{iS}$ であるから、その後 v_{i1} が V_T に向う間の v_{o1} の変化幅は $v_{o1}(nT_+) - V_{oL}$ となり、これは正常発振をする $v_{i1}(nT_+) < V_{iS}$ の場合に比べて小さく、 v_{i2} を $v_{i2}(nT_+) (= V_{oH} + V_T - V_{oL})$ から V_T まで降下させることができず、次の転移が生じなくなる。従ってこの場合は発振不能となり、 v_{o1} と v_{o2} は共に V_{oL} に固定された状態になる。

この発振不能の条件は、 $V_{iS} < v_{i1}(nT_+)$ と近似できる。この条件が成立するためには、図3(b)において、 $q_1 \geq C_1(V_{oL} - V_{iS})$ となる以前に $v_{i2} = V_T$ となる必要がある。そこで、図3(b)において、 $q_1 = C_1(V_{oL} - V_{iS})$ となるまでに要する時間を t_{bC} (図4(b)参照) とすれば、発振不能条件 $V_{iS} < v_{i1}(nT_+)$ は $t_{bC} > t_{b2}$ となる。ここで、式(2)と同様の q_2 の式より、 t_{bC} は次式で与えられる。

$$t_{bC} = C_1 (R_{oH} + R_D + R_1) \cdot \ln \frac{-q_1(nT+T_{a+}) + C_1(V_{oH} - V_D - V_{oL})}{C_1(V_{oH} + V_{iS} - V_D - 2V_{oL})} \quad (45)$$

同様に、図3(a)において、 $q_2 = C_2(V_{oL} - V_{iS})$ となるまでに要する時間を t_{aC} (図4(a)参照) とすれば、もう一つの発振不能条件 $t_{aC} > t_{a1}$ が得られ、結局、発振不能になる条件は次式で与えられる。

$$t_{aC} > t_{a1} \text{ 又は } t_{bC} > t_{b2} \quad (46)$$

〔各モードにおける異常現象の生ずる条件〕 **3.**と同様にして、式(44)と式(46)を R_1, R_2, C_1, C_2 を用いて表すと以下ようになる。

(モード α (発振不能条件))

$$T_a < C_2 (R_{oH} + R_D + R_2) \ln (V_a / V_g) \quad (47)$$

又は、

$$T_b < C_1 (R_{oH} + R_D + R_1) \ln (V_a / V_g) \quad (48)$$

ここで、

$$V_g \doteq V_{oH} - V_D - 2V_{oL} + V_{iS} \quad (49)$$

(モード β (発振不能条件))

$$C_1 / C_2 > K_3 / g (R_1) \quad (50)$$

ここで、

$$K_3 \doteq \ln (V_a / V_e) / \ln (V_a / V_g) \quad (51)$$

(モード r_1 (異常発振条件))

$$C_1 / C_2 > K_4 \cdot K_1 (R_2) \cdot g (R_2) \quad (52)$$

ここで、

$$K_4 \doteq \ln (V_c / V_b) / \ln (V_c / V_h) \quad (53)$$

$$V_h \doteq V_{iG} + V_T - V_{iS} - V_D - V_{oL} \quad (54)$$

(モード r_2)

$$A < C_1 / C_2 < B \quad (\text{異常発振条件}) \quad (55)$$

$$C_1 / C_2 > B \quad (\text{発振不能条件}) \quad (56)$$

ここで、

$$A \doteq \frac{(R_{oH} + R_D + R_2) \ln \{k(R_2) V_a / V_f\}}{R_{iG} \ln \{V_d(1-h_1) / \{V_h(1-h_2) h_2\}\}} \quad (57)$$

$$B \doteq \frac{R_{iG} \ln (V_c / V_b)}{(R_{oH} + R_D + R_1) \ln \{V_d(1-h_2) / \{V_g(1-h_1) h_2\}\}} \quad (58)$$

$$h_1 \doteq (V_b / V_c)^{C_2 R_{iG} / \{C_1 (R_{oH} + R_D + R_1)\}} \quad (59)$$

$$h_2 \doteq \{k(R_2) V_f / V_a\}^{C_2 (R_{oH} + R_D + R_2) / (C_1 R_{iG})} \quad (60)$$

(モード γ) 異常発振および発振不能は生じない。

(モード δ, ϕ_1, ϕ_2) それぞれ式(50), (52), (55), (56)において、 (C_1, R_1) と (C_2, R_2) を交換した条件式。

(モード ϕ (異常発振条件))

$$T_a < C_1 R_{iG} \ln (V_c / V_h) \quad (61)$$

又は

$$T_b < C_2 R_{iG} \ln (V_c / V_h) \quad (62)$$

5. 準安定期間の計算値と実測値の比較

図6は、準安定期間 T_a, T_b の実測値と、式(15)~(19)による計算値との比較例を示している。実験に用いた TTL-NAND ゲートは HD 74 LS 00 P で、 R_i の値は約 1.3 k Ω である。図6(a), (b)及び(c), (d)は、それぞれ式(14)の [A] 及び [B] の場合である。図6(a), (d)の N_1, N_2 の範囲は、それぞれ式(47)~(56)に示した異常発振、発振不能の領域である。各モードとも、 T_a と T_b の実測値は計算値とよく一致している。

なお、図6に現れていないモード ϕ の発振は、上記の TTL を用いた場合には、 $R_1, R_2 < R_i$ 且つ $R_1, R_2 \doteq R_i$ 且つ $C_1 \doteq C_2$ の条件下で生じ、3.の脚注で述べた理由により、その場合の T_a と T_b の実測値は計算値より数 10% 大きい。

SN 7400 N のように、図2(a)において v_i が V_{iS} 付近のときの v_o の変化が部分的にゆるい特性をもつ TTL ゲートを用いる場合も誤差は若干大きくなるが、各モードの準安定期間 T_a, T_b の計算式(15)~(19)が実用的であることを確認した。又、このような特性の TTL を用いた場合の異常現象の条件式(47)~(56)も、 V_{iS} の値

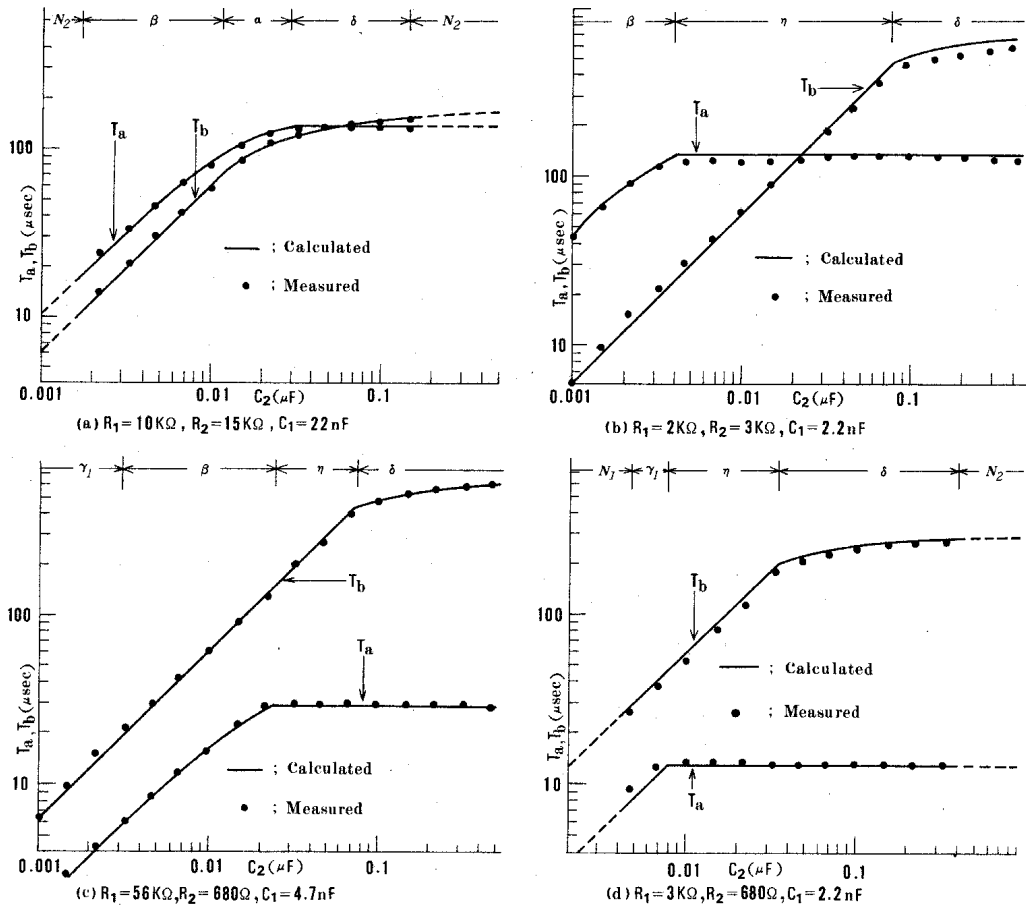


図6 準安定期間 T_a , T_b の計算値と実測値
Fig.6 - Calculated and measured values of quasi-stable durations T_a and T_b .

を v_i がゆるい変化をする部分の途中の適当な v_i の値にすれば十分実用できる。

6. むすび

本論文ではTTL-NANDゲートを用いた無安定マルチバイブレータの動作モードを、TTLの静特性に基づく等価回路を用いて解析した。その結果、本質的に異なる5個の発振モード(形式的には7個)が存在することが明らかになり、各モードの準安定期間 T_a , T_b の計算式、成立条件、異常現象(異常発振、発振不能)が生ずる条件が得られた。又、解析結果を実験により確かめた。

5個の発振モードのうち最も望ましいモードは T_a , T_b がそれぞれ容量値 C_1, C_2 に比例し、且つ、異常現象の生じないモード η であろう。本論文は、このモー

ド η が T_a, T_b の広い範囲で生ずるように外付抵抗 R_1, R_2 の値を決定するのに役立つと共に、不要なモードが生じないように回路構成を改良する際の資料としても極めて有用である。

文献

- (1) "TTLアプリケーションマニュアル", テキサスインストルメントアジアリミテッド, p.2-1(昭47).
- (2) 佐々木博文: "TTL-NAND 無安定マルチバイブレータの発振周期", 九州東海大学紀要, 2, 1, pp.1-8(昭50).
- (3) 安藤和昭: "パルス・デジタル回路", pp.109-113, 123 昭晃堂(昭53).
- (4) 為貞, 原田: "TTL-NANDを用いた非安定マルチバイブレータの動作機構", 昭53四国連大, 6-4.

(昭和56年7月8日受付, 9月4日再受付)