

正及び負電源による 相補形非安定マルチバイブレータ

山下陸夫・山下義信・米山正雄*

(受理 昭和51年5月31日)

THE COMPLEMENTARY ASTABLE MULTIVIBRATOR WITH POSITIVE AND NEGATIVE POWER SUPPLIES

Mutuo YAMASHITA, Yoshinobu YAMASHITA
and Masao YONEYAMA

An astable multivibrator using complementary transistors is described, with positive and negative power supplies. In the multivibrator, both transistors are either conducting or cut off at the same time. In the analysis, the criteria for astable operation and the pulse repetition period are obtained, using the current amplification factor β . In this multivibrator, the shorter conducting time has lower power loss, when the period is constant. This multivibrator has both positive and negative output waveforms. The experimental results are in good accord with theory.

1. まえがき

マルチバイブレータは普通同種のトランジスタ（能動素子）により構成されているが、相補対トランジスタを用いても構成できる。単一電源による“相補形非安定マルチバイブレータ”については既に報告したので¹⁾、本文では正及び負電源による相補形非安定マルチバイブレータを提案する。この相補形非安定マルチバイブレータは、

- (1) 繰り返し周期一定のもとでトランジスタの導通期間を短くすれば、消費電力を少なくできる。
 - (2) 1つの回路で正及び負の出力電圧が得られる。
- という利点を持つが、

- (1) 正及び負電源を必要とする。
 - (2) エミッタ抵抗 (KR) を変化して周期を変えると、出力電圧が変化する。
- という欠点を持っている。

以下この相補形非安定マルチバイブレータの動作原理、直流設計条件、パルスの繰り返し周期、転移可能条件及び実験結果等について述べる。

2. 回路と動作原理

図1に正及び負電源による相補形非安定マルチバイブレータ、図2に単一電源による相補形非安定マルチバイブレータを示す。図2は正電源で動作するがトランジスタ TR_1 , TR_2 を入れかえれば負電源で動作する。単一電源による図2の回路については既に報告したので¹⁾、以後図1の正及び負電源による相補形非安

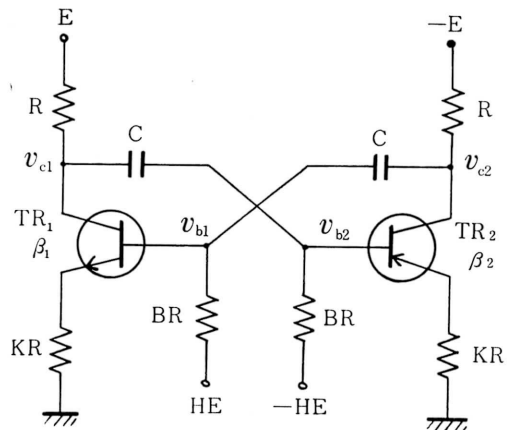


図1 正及び負電源による相補形非安定マルチバイブレータ

* 東海大学工学部通信工学科

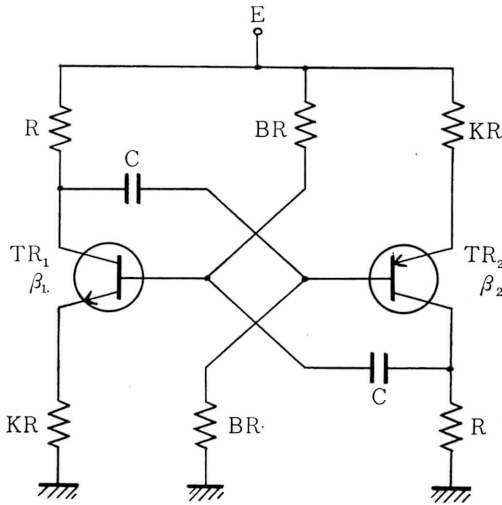


図2 単一電源相補形非安定マルチバイブレータ

定マルチバイブレータについて述べる。なお、回路は対称形とした。

相補形非安定マルチバイブレータではコンデンサCを取り除いたときトランジスタ TR_1 , TR_2 が共に能動となるように回路定数、電源電圧を定める。非安定動作時にトランジスタ TR_1 , TR_2 は共にしゃ断あるいは導通となってコンデンサCが充放電される。発振時のコレクタ及びベース電圧波形は図3のように変化する。

回路解析にあたりトランジスタの動作状態は

- (1) しゃ断, (2) 能動, (3) 導通 (飽和)

の3つとし各々の状態での等価回路を図4に示すように考える。電流増幅率 β_1 , β_2 は $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ として解析する。図4のトランジスタの等価回路を使用すると、相補形非安定マルチバイブレータのしゃ断、導通、

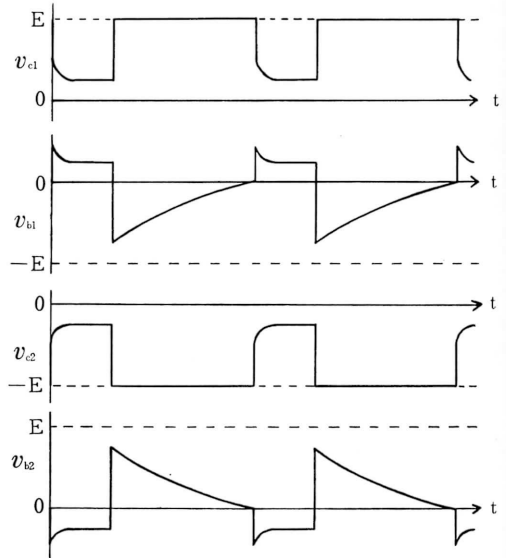


図3 コレクタ及びベース電圧波形

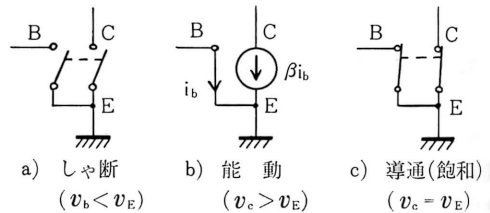


図4 トランジスタの等価回路

能動 (転移) 状態での等価回路は図5となる。

しゃ断時の等価回路は図5(a)で示され、コンデンサCは充電される。このときベース電位は負電位 (v_{b1}) あるいは正電位 (v_{b2}) となって、トランジスタは共に

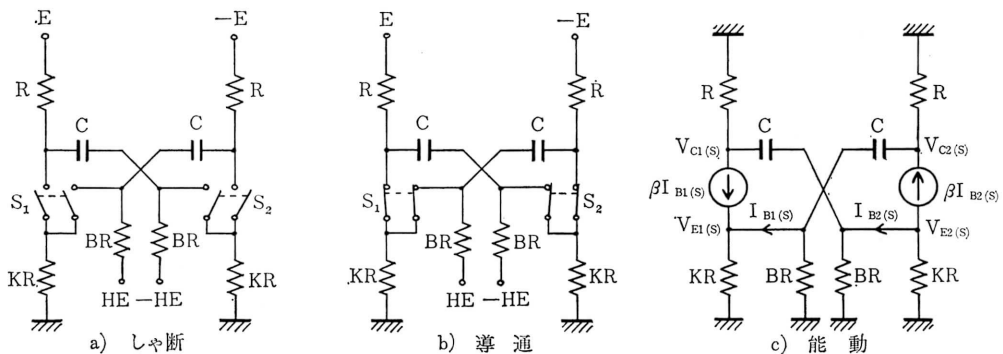


図5 相補形非安定マルチバイブレータの等価回路

しゃ断である。コンデンサ C の充電が進み充電電流が減少してベース電位がトランジスタを導通させる電位になれば、両トランジスタは能動となり（等価回路は図 5 (c)）転移が起こり、導通（飽和）状態になる。導通時の等価回路は図 5 (b) で示され、しゃ断時にコンデンサ C に充電された電荷はトランジスタ、エミッタ抵抗 KR を通して放電される。始め大きな放電電流のためトランジスタは飽和しているが、放電電流の減少に伴って飽和から能動へ変化する。トランジスタ TR_1 , TR_2 共能動になれば転移が起こりしゃ断状態になる。

3. 直流設計条件

非安定動作をするためには図 1 の回路でコンデンサ C を取り除いたときトランジスタ TR_1 , TR_2 が共に能動であることが必要で、コレクタ及びエミッタの電位を各々 V_{C1} , V_{C2} , V_{E1} , V_{E2} とすれば

$$V_{C1} > V_{E1}, \quad V_{E2} > V_{C2} \quad (1)$$

が能動の条件となる。コレクタ及びベース電流を各々 I_{C1} , I_{C2} , I_{B1} , I_{B2} とすれば能動のとき

$$\left. \begin{aligned} V_{C1} &= E - RI_{C1}, & V_{C2} &= E - RI_{C2} \\ I_{C1} &= \beta I_{B1}, & I_{C2} &= \beta I_{B2} \\ I_{B1} &= \frac{HE - V_{E1}}{BR}, & I_{B2} &= \frac{HE - V_{E2}}{BR} \\ V_{E1} &= (I_{B1} + I_{C1})KR, & V_{E2} &= (I_{B2} + I_{C2})KR \end{aligned} \right\} (2)$$

となる。(1), (2) 式より電圧、電流を消去すれば

$$B > \beta H + K(\beta + 1)(H - 1) \quad (3)$$

が直流設計条件となる。

4. パルスの繰り返し周期と出力電圧

周期を T とし、トランジスタ TR_1 , TR_2 が共にしゃ断の期間を T_1 , 共に導通の期間を T_2 とすれば

$$T = T_1 + T_2 \quad (4)$$

となる。以下各々の場合について考える。

(イ) トランジスタが共にしゃ断の期間 T_1

図 5 (a) において、 $t = 0$ でコンデンサ C の電荷を q_0 としスイッチ S_1 , S_2 を開いたとき、コンデンサ C を流れる電流を i_c とすれば回路方程式は

$$(H+1)E = (B+1)Ri_c + \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (5)$$

ただし

$$q_0 = \frac{2K(\beta+1)(B-H)CE}{B(\beta-1)+K(\beta+1)(B-1)}$$

となる。これより i_c は、 I_{01} を

$$I_{01} = \frac{\{B(\beta-1)(H+1)+K(\beta+1)(B-1)(H-1)\}E}{(B+1)\{B(\beta-1)+K(\beta+1)(B-1)\}R} \quad (6)$$

とすれば、次式となる。

$$i_c = I_{01} \exp\{-t/(B+1)CR\} \quad (7)$$

またベース電位 v_{b1} , v_{b2} は

$$\left. \begin{aligned} v_{b1} &= HE - BRI_{01} \exp\{-t/(B+1)CR\} \\ v_{b2} &= -HE + BRI_{01} \exp\{-t/(B+1)CR\} \end{aligned} \right\} (8)$$

となる。トランジスタが導通となるためには

$$v_{b1} \geq 0, \quad v_{b2} \leq 0 \quad (9)$$

が必要である。 $t = T_1$ のとき導通になれば

$$\begin{aligned} T &= (B+1)CR \ln \left[\frac{B}{H(B+1)} \right. \\ &\quad \left. \cdot \frac{B(\beta-1)(H+1)+K(\beta+1)(B-1)(H-1)}{B(\beta-1)+K(\beta+1)(B-1)} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

となる。

(ロ) トランジスタが共に導通（飽和）の期間

図 5 (b) において抵抗、コンデンサを流れる電流を i_R , i_K , i_B , i_C とする。 $t = 0$ でコンデンサ C の電荷を q_0 とし、スイッチ S_1 , S_2 を閉じると回路方程式は

$$\left. \begin{aligned} i_K &= i_R + 2i_C + i_B \\ E &= Ri_R + KRi_K \\ HE &= BRi_B + KRi_K \\ \frac{1}{C} \int i_C dt + 2KRi_K &= 0 \end{aligned} \right\} (11)$$

ただし $q_0 = -(B-H)CE/B$

となる。これより i_C は

$$\begin{aligned} i_C &= \frac{(B^2 - B^2K + BK - HK - BH - 3BKH)E}{4KB^2R} \\ &\quad \cdot \exp\{-(K+KB+B)t/4KBCR\} \end{aligned} \quad (12)$$

となる。電流の減少に伴ってトランジスタが飽和から能動になると

$$i_R + i_C = \beta(i_B + i_C) \quad (13)$$

が成立する。 $t = T_2$ のとき上式を満足すれば

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{4KBCR}{K+KB+B} \ln \left[\frac{B(\beta-1)+K(\beta+1)(B-1)}{4KB^2} \right. \\ &\quad \left. \cdot \frac{B^2 - B^2K + BK - HK - BH - 3BKH}{B - \beta H + K(\beta+1)(1-H)} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

となる。

(ハ) 出力電圧

出力電圧 V_p は導通時およびしゃ断時のコレクタ電圧を V_{CN1} , V_{CF1} , V_{CN2} , V_{CF2} とすれば

$$V_p = |V_{CN1} - V_{CF1}| = |V_{CN2} - V_{CF2}| \quad (15)$$

で示される。しゃ断時の電圧は

$$V_{CF1} = -V_{CF2} = E \quad (16)$$

であり、導通時の電圧はエミッタ電圧に等しく

$$\begin{aligned} V_{CN1} &= -V_{CN2} \\ &= \frac{K(\beta+1)(B-H)E}{B(\beta-1)+K(\beta+1)(B-1)} \end{aligned} \quad (17)$$

である。したがって出力電圧 V_p は

$$V_p = \frac{\{B(\beta-1)+K(\beta+1)(H-1)\}E}{B(\beta-1)+K(\beta+1)(B-1)} \quad (18)$$

となる。

5. 転移可能条件

コンデンサ C を含めた転移状態での等価回路を図5(c)に示す。回路の電流が $\exp(st)$ なる形で変化すると仮定すれば、ラプラス変換後のコレクタ電圧、エミッタ電圧およびベース電流を各々 $V_{C1}(s)$, $V_{C2}(s)$, $V_{E1}(s)$, $V_{E2}(s)$, $I_{B1}(s)$, $I_{B2}(s)$ として回路方程式は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_{C1}(s)}{R} + \beta I_{B1}(s) - sC(V_{E2}(s) - V_{C1}(s)) &= 0 \\ \frac{V_{C2}(s)}{R} - \beta I_{B2}(s) + sC(V_{C2}(s) - V_{E1}(s)) &= 0 \\ I_{B1}(s) + \frac{V_{E1}(s)}{BR} - sC(V_{C2}(s) - V_{E1}(s)) &= 0 \\ -I_{B2}(s) + \frac{V_{E2}(s)}{BR} + sC(V_{E2}(s) - V_{C1}(s)) &= 0 \\ \frac{V_{E1}(s)}{KR} - (\beta+1)I_{B1}(s) &= 0 \\ \frac{V_{E2}(s)}{KR} + (\beta+1)I_{B2}(s) &= 0 \end{aligned} \right\} (19)$$

これから電圧、電流を消去すれば

$$sCR = \frac{B+K(\beta+1)}{B(\beta-1)-K(\beta+1)(\beta+1)} \quad (20)$$

を得る。転移可能条件は $s > 0$ から

$$K < \frac{B(\beta-1)}{(B+1)(\beta+1)} \quad (21)$$

となる。

6. 実験結果

以上の解析を確かめるため図1の回路で、 $R = 1k\Omega$, $E = 10V$, $TR_1 = 2SC815$, $TR_2 = 2SA539$ として実験した結果を図6~10に示す。

図6は直流設計条件をベース抵抗 BR を変化させたとき発振可能なベースバイアス電圧 $HE(-HE)$ の範囲から求めたものである。 H の上限は計算値と一致し

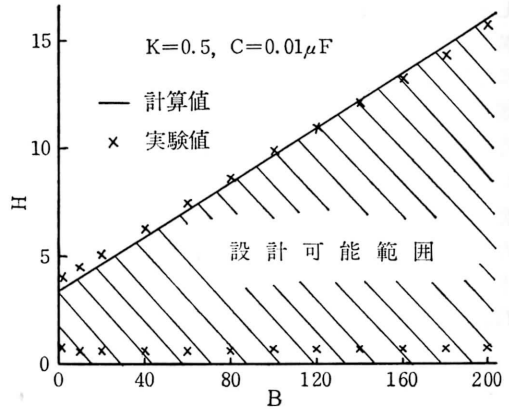


図6 直流設計条件

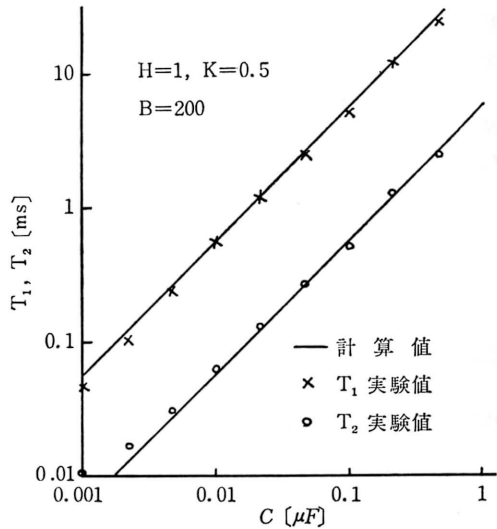


図7 コンデンサCと T_1, T_2 の関係

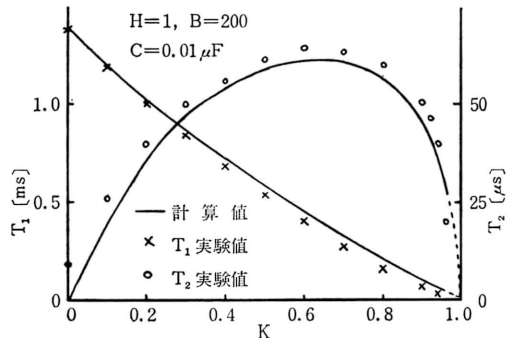


図8 Kと T_1, T_2 の関係

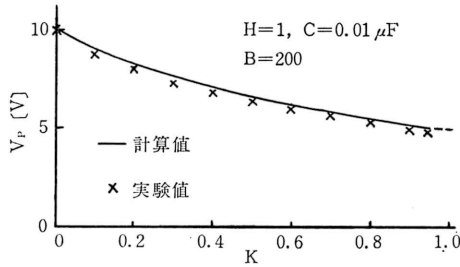
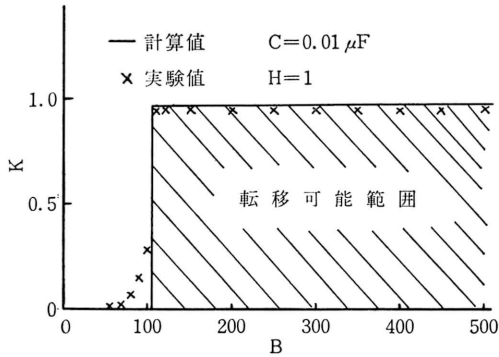
図9 Kと出力電圧 V_p の関係

図10 転移可能条件

ているが、下限に若干の差があるのは図4の等価回路でベース・エミッタ間の順方向電圧降下を無視したためである。図7はコンデンサ C を変化させたとき、しゃ断期間 T_1 、導通期間 T_2 がどのように変化するかを求めたもので、計算値と実験値は良く一致している。図8, 9はエミッタ抵抗 KR を変化させたとき T_1 , T_2 , 及び出力電圧 V_p の変化を示したものである。図10はエミッタ抵抗の上限を示す転移可能条件で発振可能なエミッタ抵抗値を実験的に求め計算値と比較して図示した。以上の結果から計算値と実験値は実用的範囲で良く一致していると思われる。

7. あとがき

正及び負電源による相補形非安定マルチバイブレータを提案し、その直流設計条件、パルスの繰り返し周期、転移可能条件等を解析的に求め、実験により確かめた。計算値と実験値は実用的範囲で良く一致していると思う。提案したマルチバイブレータは“まえがき”に述べた得失を持っているが、(1)の欠点に対しては既に単一電源によるものを文献1で報告した。(2)

の欠点に対してはコンデンサ C と直列に抵抗を入れてエミッタ抵抗を省略して導通時の期間 T_2 を調整可能である。これは別の機会に報告したい。

文 献

- 1) 山下, 山下, 米山: “相補形非安定マルチバイブレータ”, 電子通信学会論文誌 (C), J59-C, 5, p 324 (昭51-05).
- 2) 米山正雄: “パルス回路”, p 32, 朝倉書店

付 録

I q_{01} の導出

トランジスタ TR_1 , TR_2 が共に飽和と能動の境界にあると考え、抵抗 R , KR , BR 及びコンデンサ C を流れる電流を i_R , i_K , i_B , i_C とし、コンデンサ C の端子電圧を v_C とすれば、次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} i_K &= (\beta+1)(i_B+i_C) \\ E &= Ri_R + KRi_K \\ v_C &= 2KRi_K \\ HE &= BRi_B + KRi_K \\ i_R+i_C &= \beta(i_B+i_C) \end{aligned} \right\} (22)$$

これより v_C を求めると

$$v_C = \frac{2K(\beta+1)(B-H)E}{B(\beta-1)+K(\beta+1)(B-1)} \quad (23)$$

となる。このときコンデンサ C にたくわえられている電荷が初期電荷 q_{01} になるが、電流の方向を考えて

$$q_{01} = \frac{2K(\beta+1)(B-H)CE}{B(\beta-1)+K(\beta+1)(B-1)} \quad (24)$$

となる。

II q_{02} の導出

トランジスタ TR_1 , TR_2 が共にしゃ断と能動の境界にあると考え、コンデンサ C を流れる電流を i_C' , 端子電圧を v_C' , ベース電圧を v_{b1} , v_{b2} とすれば

$$\left. \begin{aligned} v_{b1} &= -v_{b2} = 0 \\ v_{b1} &= HE - BRi_C' \\ E(H+1) &= (B+1)Ri_C' + v_C' \end{aligned} \right\} (25)$$

が成立する。これより v_C' を求めると

$$v_C' = \frac{(B-H)E}{B} \quad (26)$$

となる。このときコンデンサ C にたくわえられている電荷が初期電荷 q_{02} になるが、電流の方向を考えて

$$q_{02} = -Cv_C' = -\frac{(B-H)}{B}CE \quad (27)$$

となる。