

負性抵抗スイッチ回路について

佐藤 武治
佐藤 淳

要約 本論文はパルス技術の基本であると考えられる単安定マルチバイブレータ、双安定マルチバイブレータ、非安定マルチバイブレータを教材研究の立場から、駆動点インピーダンスとして負性抵抗を示すスイッチ回路としてその値を測定し、特に単安定マルチについては理論的な解析を行なったものである。

1. ま え が き

電子工学におけるスイッチングというのは、厳密性をもったオン・オフではなく回路状態の著しい抵抗変化を意味する。この点では真空管とトランジスタとではオンとオフの条件は非常に異なっているが、筆者等は今回トランジスタ回路について検討した。

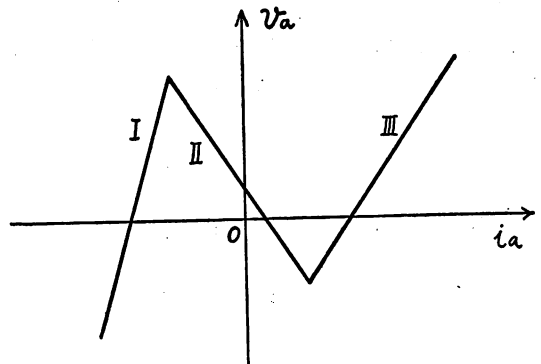
単安定マルチバイブレータは非安定マルチの二つの交流結合のうち、その一つを直流結合としたもので、トリガ入力により一定時間巾の矩形波を発生する。この場合の時間巾は交流結合の時定数で定まりワンショットマルチと呼ばれるように、トリガ入力がないと安定点に静止している点にその特徴をもっている。

また双安定マルチは非安定マルチの二つの交流結合をともに直流結合としたもので、一つのトリガに一つの安定点に対応する。大別するとフリップフロップ回路とシュミットトリガ回路になる。

以上述べたマルチはエネルギー蓄積素子と共に、その動作領域に於て駆動点インピーダンスとして負性抵抗を示すスイッチ回路として使用される。次に筆者等の行なった回路の解析した結果について述べる。

2. 基本回路について

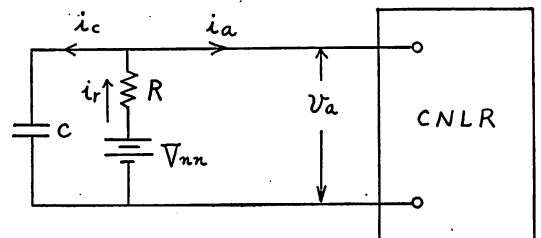
負性抵抗特性は能動素子によって生じ、その負性抵抗部分は常に二つの正抵抗領域によって境され、電流制御形非線形抵抗 (CNLR) と電圧制御形負性抵抗 (VNLR) とに分類される。CNLR では端子電圧が電流の一価函数であるから 1 図の特性をもつ。



1 図 電流制御形負性抵抗特性

この場合電流だけは制限されないのであるから、スイッチング過程における瞬間的な電流変化を許容するエネルギー蓄積素子として、コンデンサを使用しなければならない。同様の考え方から、VNLR においては制御用のコンデンサの代わりに、インダクタンスが急激な端子電圧の変化を可能にする為に用いられる。

さて負性抵抗素子として電流制御形素子を使用した基本的なスイッチング回路を 2 図に示す。この回路で考慮



2 図 基本の CNLR スwitching 回路

すべき事は、一点において安定に動作するための条件と、一安定点から他の安定点への跳躍の機構である。先ず回路について節の方程式をたてる。即ち

$$i_r = i_a + i_c = i_a + C \frac{dv_a}{dt} \quad (1)$$

$$V_{nn} - i_r R = v_a \quad (2)$$

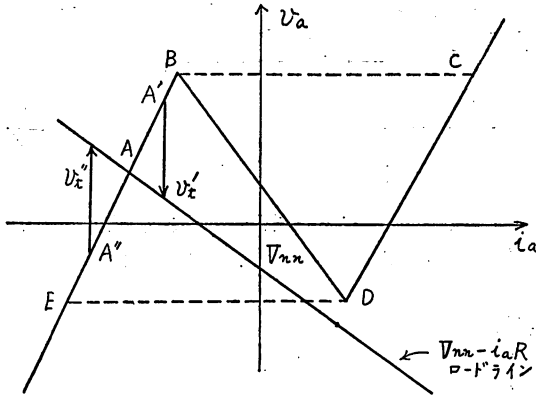
(1)式と(2)式とから

$$(V_{nn} - i_a R) - v_a = V_t \quad (3)$$

$$\text{ただし } V_t = CR \frac{dv_a}{dt} \quad (4)$$

しかし乍ら、 $V_{nn} - i_a R$ は単なる 静的ロードラインであり電圧・電流特性上に重畳出来る。

したがって既知の曲線からロードラインまでのたての距離は V_t に相当し、ベクトルとして取扱える。このことはグラフによる解法として3図に示した。

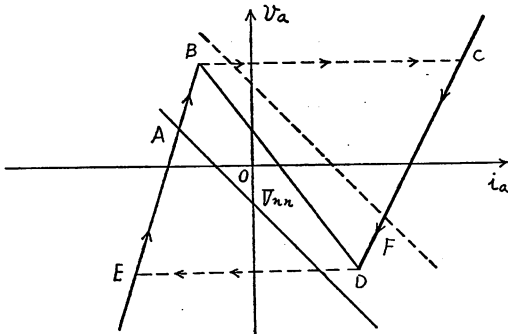


3図 2図の回路のグラフによる解法

ロードラインと特性曲線との交点つまり定常状態の動作点は、瞬間的な擾乱が原点に復帰する条件をつくるならば安定である。(4)式はベクトル V_t を定義し、特性上の任意点からロードラインまで v_a の時間的な変化の割合に比例するように画かれる。即ちA'点ではこのベクトルは負であり、コンデンサ両端の端子電圧が時間と共に減少しなければならないことを示している。若しまた外部擾乱がAからA''になるように与えられたとすれば、この際のベクトルは正であって、端子電圧はA点に向かい時間と共に増加する。A点においてのみ V_t は零でありこれが安定動作点になる。

(2・1) 単安定スイッチング回路

4図は CNLR を使用した単安定回路の一例を示す。



4図 単安定動作

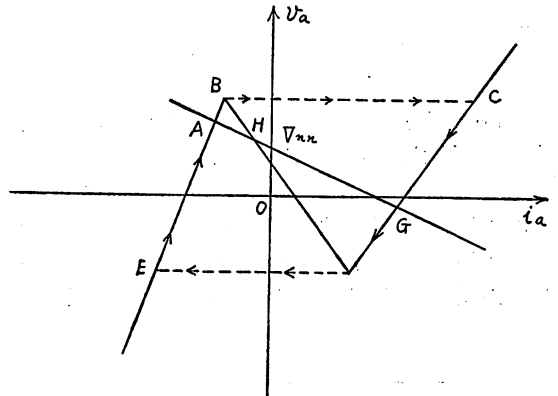
今ロードラインが4図のようにCNLRの特性曲線と正抵抗領域の一点で交わるとする。この場合A点がこの回路の唯一の安定点である。いま

$V > V_B$ (V_B はB点におけるピーク電圧)

なる正のパルスを加えると、電流はB点から負性抵抗のため急激に増大するが、コンデンサの両端の電圧は瞬間的に変化しないので、C点に跳躍する。それからコンデンサの放電にともないF点までゆるやかに下降し、D点に向って移動する。それから負性抵抗のため電流は急激に減少するが、電圧は線分DBを上向きに移動する事は許されず、D点からE点に跳躍する。この跳躍にしたがって V_t は正になり、コンデンサの充電によって徐々に安定点Aに復帰する。

(2・2) 双安定回路

CNLRを用いた双安定回路の一例を5図に示す。今ロードラインが図に示すように、特性曲線と3つの点A、GおよびH点に交さるようにする。ここではH点は第

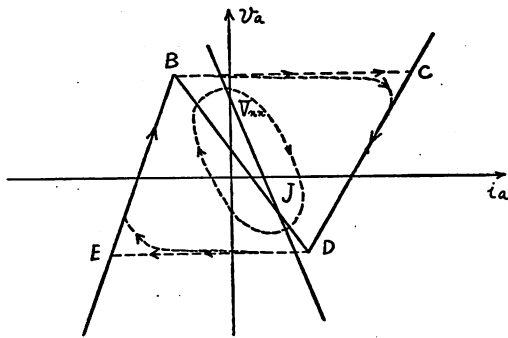


5図 双安定動作

3の安定点のように見えるが、H点は負性抵抗部分にあるため、不安定となり、電流、電圧は安定出来ない。したがって正抵抗領域におけるA点とG点だけが安定点となり、双安定になる。これは一度スイッチングがおきると正のトリガに対してはA点からG点へ、負のトリガに対してはG点からA点へ跳躍する。この場合の動作経路は矢印の方向である。

(2・3) 非安定回路

CNLRの負性抵抗部分にのみ、ロードラインが交さるように調整された時には、安定点は存在しない。この場合の一例を6図に示す。図において交差点Jの近傍では、CNLRによって与えられるエネルギーが負荷抵抗で消費されるエネルギーより大きいことがわかる。コンデンサに貯えられたエネルギーはB点或いはD点のいずれかに向って電圧のビルドアップを生ずる。一度ピークに達すると動作経路はBCDEになり、BからCへと、DからEへと瞬間電流の跳躍が生ずる。実際の素子では、瞬間電流の跳躍は多少丸味をおびた動作経路となり、極



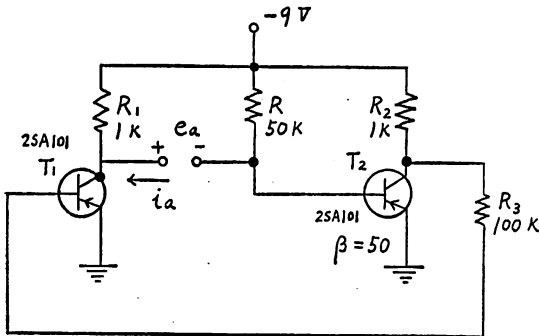
6図 非安定動作

めて低いVLF動作では跳躍時間は十分に小さいのでその経路は理想に近いものになる。またVHFでは、その経路は小さい楕円になることを6図に点線で示してある。

3. 解析結果

スイッチ回路におけるエネルギー蓄積素子が、その負性抵抗特性の立場からどのように取扱われるかの一例としてコレクタ・ベース結合の単安定マルチを検討した。

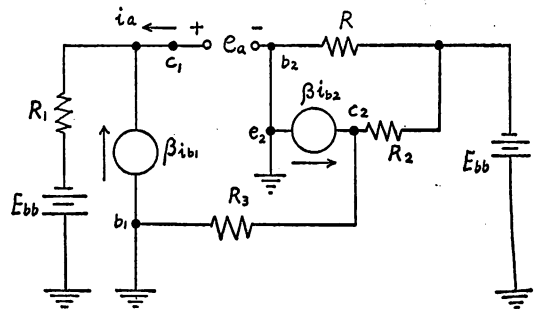
負性抵抗を示す理論的な場所は、エネルギー蓄積素子の両端子であるから、スピードアップコンデンサを除いた基本回路を7図のように定め、解析では8図の等価回



7図 単安定マルチバイブレータ回路

路を使用した。回路は今T₂がオンでT₁はカットオフにあるものとし、飽和したトランジスタにおけるキャリアの蓄積効果は一応無視した。更に簡単化するために次の条件をおいた。

1. β が非常に大きいので $\beta + 1 \cong \beta$
2. $R \gg R_2$, そして $R_3 \gg R_2$



8図 単安定マルチ等価回路

第8図の回路の電圧・電流特性は次の領域から成立つ。

- (1) T₂が飽和でT₁がオフに相当する領域
- (2) T₁もT₂もオンである時に生ずる負性抵抗領域

抵抗領域

- (3) T₂オンでT₁が飽和に相当する領域
- (4) T₂オフでT₁がオンに相当する領域
- (5) T₂オフでT₁が飽和に相当する領域

以下それぞれの場合について解析するが、トランジスタの各領域においては、電圧、電流間に直線的な関係が成立するものと仮定する。各領域で e_a は i_a の函数として次の形をとる。

$$e_a = E_1 + R_1 i_a \tag{5}$$

ここで R_1 は増分駆動点抵抗である。

最初に前述の如く仮定する。即ち

- (1) T₂が飽和でT₁がある場合

この場合 T₁のベース電流 $i_{b1} = 0$, T₂のコレクタ電圧 $e_{c2} = 0$ であるから

$$e_a = -E_{bb} + i_a R_1 \tag{6}$$

ここでT₂のベース電流 i_{b2} は次式で与えられる。

$$i_{b2} = \frac{E_{bb}}{R} + i_a \tag{7}$$

よってトランジスタの飽和条件から

$$e_{c2} > 0$$

即ち $\beta i_{b2} R_2 > E_{bb}$

$$\beta R_2 \left(\frac{E_{bb}}{R} + i_a \right) > E_{bb}$$

よって

$$i_a > \frac{E_{bb}}{\beta R_2} - \frac{E_{bb}}{R}$$

しかるに $R < \beta R_2$ であるから

$$i_a < 0 \text{ となる。}$$

- (2) T₁もT₂もオンにある場合

回路についてループの方程式を求めると

$$e_a = -E_{bb} + R_1 (i_a + \beta i_{b1}) \tag{8}$$

しかるに $i_{b1} = \frac{e_{c2}}{R_3}$, (7)式から i_{b2} の値は既知であ

り

$$e_{c2} = E_{bb} - \beta i_{b2} R_2 \quad (9)$$

であるから

$$i_{b1} = \frac{E_{bb}}{R_3} - \frac{\beta R_2}{R R_3} E_{bb} - \frac{\beta R_2}{R_3} i_a$$

i_{b1} を (8)式に代入すると

$$e_a = -E_{bb} + i_a R_1 + \beta R_1 \left(\frac{E_{bb}}{R_3} - \frac{\beta R_2}{R R_3} E_{bb} - \frac{\beta R_2}{R_3} i_a \right)$$

即ち

$$e_a = -E_{bb} \left[1 - \frac{\beta R_1}{R_3} \left(1 - \frac{\beta R_2}{R} \right) \right] - \left(\beta^2 \frac{R_1 R_2}{R_3} - R_1 \right) i_a \quad (10)$$

両方のトランジスタの利得を考慮した動作経路に注目すると、この電圧・電流特性のスロープは負になることがわかる。この負性抵抗領域は T_2 が $i_{b2} = 0$ でオフに変化する点で制限され、 i_a は次の制限範囲におかれる。

$$\frac{E_{bb}}{\beta R_2} - \frac{E_{bb}}{R} \geq i_a \geq -\frac{E_{bb}}{R} \quad (11)$$

(3) T_2 がオンで T_1 が飽和にある場合

T_1 のコレクタ、ベースダイオードと、 T_2 のエミッタ、ベースダイオードの回路が導通をもつので、入力端子は短絡回路を形成し

$$e_a = 0 \quad (12)$$

(4) T_2 がオフで T_1 がオンにある場合

この領域における条件から

$$i_{b1} \cong \frac{E_{bb}}{R_3}$$

したがって

$$e_a = \beta E_{bb} \frac{R_1}{R_3} + i_a (R + R_1) \quad (13)$$

T_1 の飽和に対しては

$$i_a = -E_{bb} \left(\frac{\beta}{R_3} - \frac{1}{R_1} \right)$$

(5) T_2 がオフで T_1 が飽和にある場合

T_2 がオープン回路で T_1 は短絡回路であるから、この領域における方程式は次のようになる。

$$e_a = E_{bb} + i_a R \quad (14)$$

4. 実験結果

7図および9図の回路について（ただしコンデンサは除く）実測した駆動点抵抗特性と理論式による計算結果とをそれぞれ10図, 11図に示してある。7図に掲げた単安定マルチの特性の計算値を参考として述べると次のようになる。

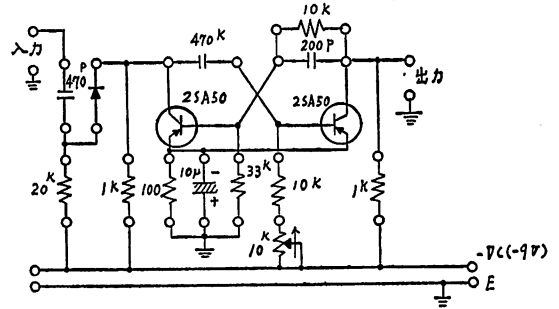
領域(1) $e_a = -9 + (1K) i_a$ (6)式による

領域(2) $e_a \cong -9 - (25K) i_a$ (10)式による

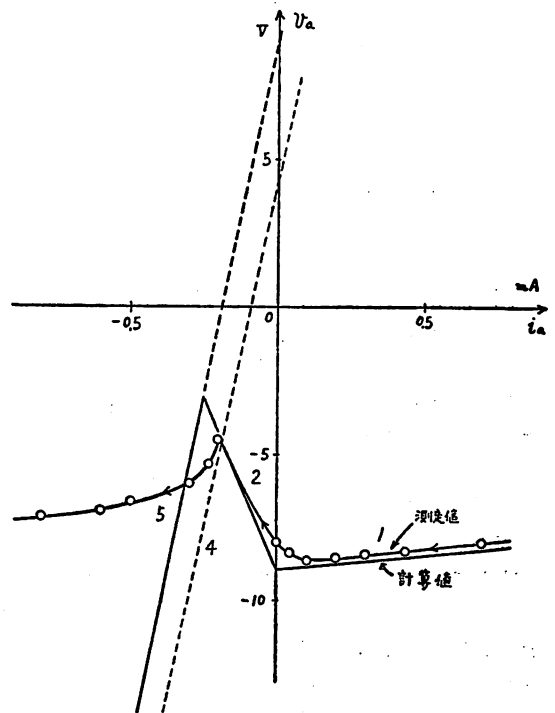
領域(3) $e_a = 0$ (12)式による

領域(4) $e_a = 4.5 + (51K) i_a$ (13)式による

領域(5) $e_a = 9 + (50K) i_a$ (14)式による

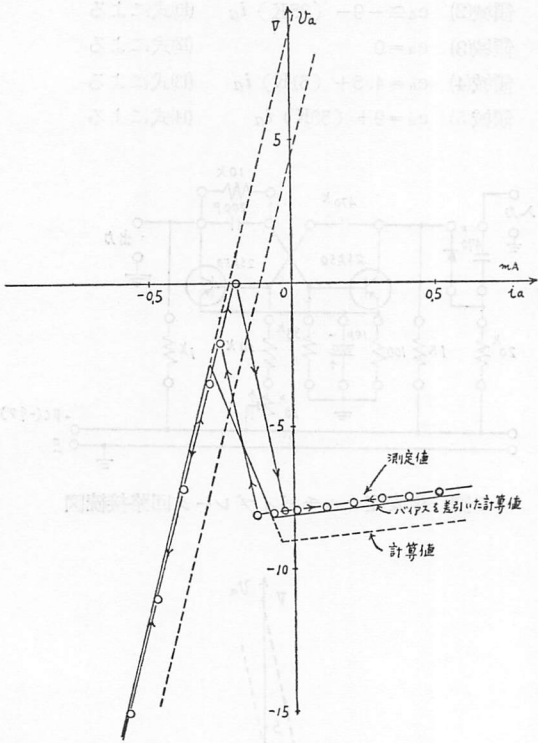


9図 単安定マルチバイブレータ回路接続図

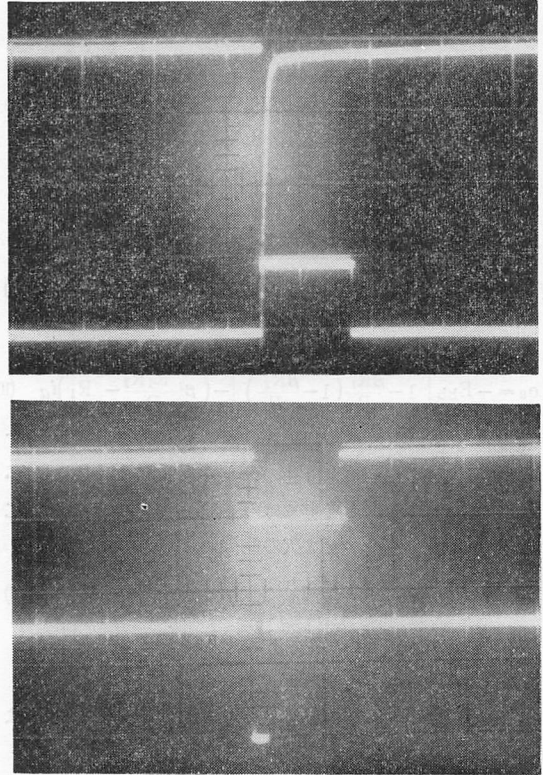


10図 7図の回路による

単安定マルチバイブレータ電圧電流特性



11図 9図の回路による
単安定マルチバイブレータ電圧電流特性

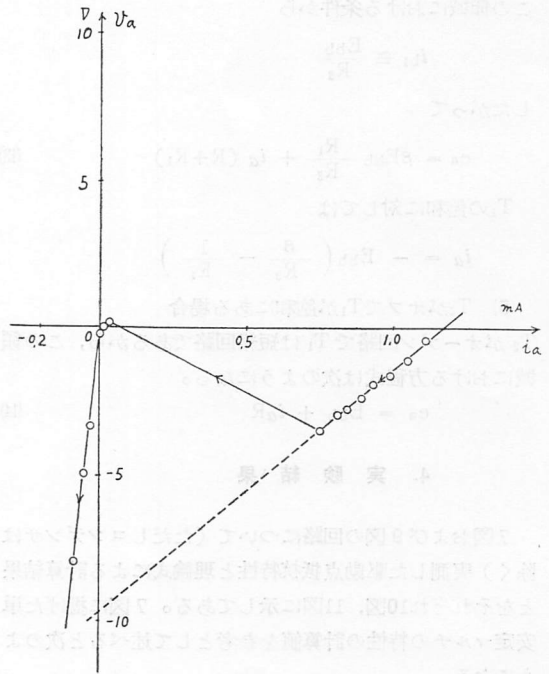


12 図

7図の回路では(5)の領域は理論と実験とは必ずしも一致しなかったが、その他の点では相当よく一致していることがわかる。また11図は10図の回路（学生実験のために購入したセット）を使用して実験をした結果であるが、これは理論と実験とが可成りに一致していることがわかる。いずれの実験においても履歴現象が見られたが、参考までに11図にはそれを矢印で示しておいた。

以上のことからこのような回路の駆動点抵抗特性は全体としては非直線性であって、これらを直線的な各領域に分割して回路解析を行なったが、ほぼ妥当なものと考えられる。12図は、9図の回路に実際に外部から負のトリガパルスを加えて、コレクタにおける矩形波を写真に撮ったものであるが12図からわかるように、負のパルスをベースに加えたところコレクタの出力波形は完全な矩形波であった事を参考までに附記しておく。

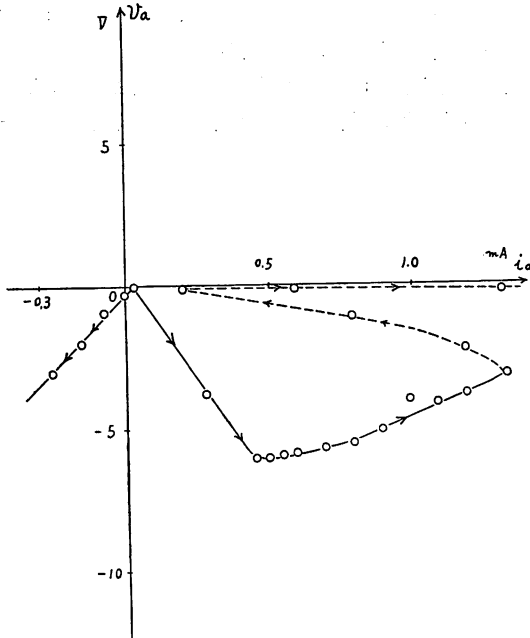
なおトリガパルス中は $150\mu\text{s}$ で、出力波形のそれは $650\mu\text{s}$ であり、出力電圧は 9V である。ただしこれらの値に関しては負性抵抗特性から解析したわけではなく、唯実験結果のみを述べたものである。



13図 単安定マルチバイブレータ電圧電流特性(参考1)

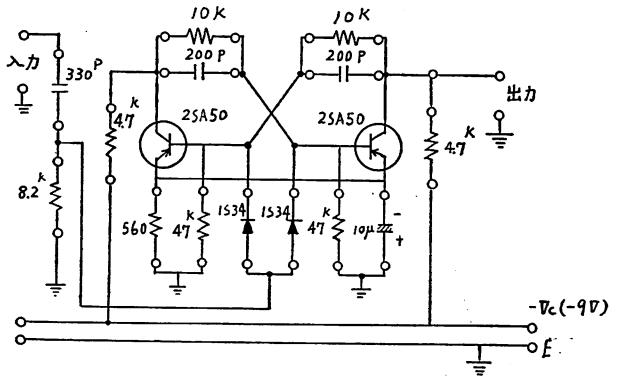
5. 補足実験および考察

単安定マルチについて9図の回路で、駆動点抵抗特性は測定の方法によっては、13図のようにプロットされた場合がある。目下いろいろ検討中であるので、その解析については本論文では割愛したい。また同じ回路でスピードアップコンデンサとしての200 P.F.の両端からみた駆動点抵抗特性を求めると14図のような結果が得られた。ここではグラフには明確に表わし得なかったが、原点で多少の不安定な特性がみられ、なお正抵抗領域の一端から急激にかつ不安定に原点のちかくに復帰して後は電流軸に並行して電流増加が観測された。

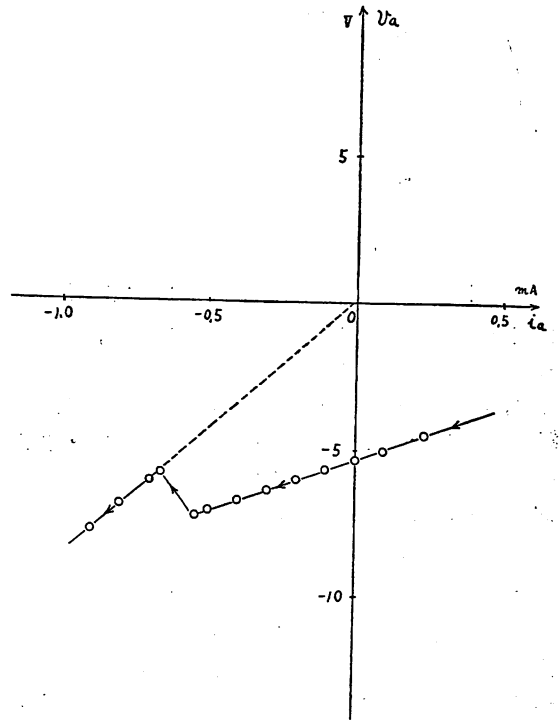


14図 単安定マルチバイブレータ電圧電流特性 (参考2)

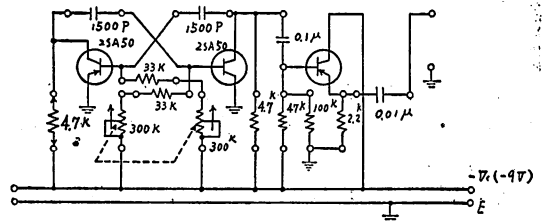
次に時間の都合で理論的に十分解析したわけではないが、学生の実験用に購入したセットの中で、双安定マルチ、非安定マルチについてその回路および実験結果をそれぞれ15図、



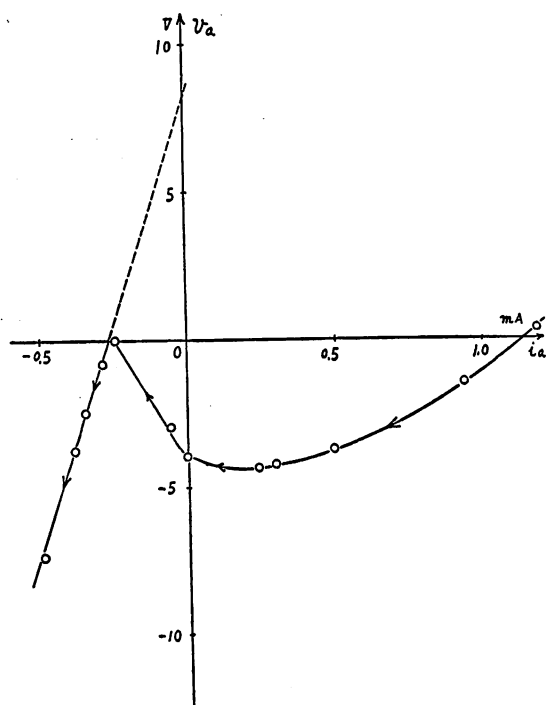
15図 双安定マルチバイブレータ回路接続図



16図 双安定マルチバイブレータ電圧電流特性



17図 非安定マルチバイブレータ回路接続図



18図 非安定マルチバイブレータ電圧電流特性

16図および17図, 18図に示した。双安定マルチ, 非安定マルチについても単安定マルチの基本回路で考察したように, エネルギー蓄積素子の両端からみた駆動点抵抗特性は単安定回路で得られた結果にほぼ類似の電圧・電流特性であることがグラフから考察される。この結果の検討については今回は割愛させていただいた。

6. むすび

以上甚だ不完全ながら単安定, 双安定, 非安定マルチについて基本回路の考察と実験結果をまとめ, 特に単安定マルチについては, 理論的な解析を行なった。5で述べてあるように検討し且つ解析しなければならぬ問題が残されて居り, 加えて実験中に得られた本論文に発表しなかった測定結果もあるのでこれらについては今後の研究にまつことにしたい。

文 献

- (1) 青柳健次, 宮脇一男, 佐々木次郎: “不飽和トランジスタ・フリップフロップ回路について”, 信学誌, 40, 11, P. 1196, (昭和32-11)
- (2) 米山正雄著: “パルス回路”, 朝倉書店(昭和41-05)
- (3) L. Strauss: “Wave generation and Shaping” McGraw-Hill Book Company, Inc. (1960)

- (4) 太田諦二: “トランジスタカウンタフリップフロップの解析”, 信学誌, 48, 8, P. 1400, (昭和40-08)
- (5) 平崎孝: “接合トランジスタ双安定回路の転移条件とトリガパルス条件について”, 信学誌, 45, 12, P. 1656 (昭37-12)
- (6) 川上彰二郎: “二つの状態のみ有する可変回路の一般理論”, 信学誌, 49, 2, P. 220 (昭41-02)
- (7) 宮田武雄, 三浦努, 真野国夫: “非線形性を考慮したトランジスタの大振幅ターンオフ応答”, 信学誌, 50, 1, P. 115 (昭42-01)
- (8) 川上正光著: “電子回路”, 共立(昭和40-01)
- (9) イ・エム・カプチンスキー著, 関根智明訳: “電子回路と振動論”, 東京図書(1962-12)
- (10) 新美吉彦: “負性抵抗の種々な特性近似による発振特性の解析”, 信学会非直線理論研究(1967-06)