

110

トランジスタ回路網の状態解析

湘南工科大学 水谷 光 (Hikaru MIZUTANI)

1. ま え が き

VLSI 技術の発展に伴い、大規模回路網を高速に解析する新しいシミュレーション技術の必要性が高まってきた。本発表では、その中でも、バイポーラトランジスタ回路網の直流解を高速に求めるための状態解析とその解析アルゴリズムについて述べる。

一般的に、バイポーラトランジスタは、第1図に示されるような、エバースモデルモデルを使って解析される場合が多い。しかし、このモデルは、内部に含まれるダイオードの特性が

$$I = I_s (e^{(kV/qT)} - 1) \quad (1)$$

と指数関数を使って表現されるため、ニュートン・ラフソン法を使ってバイポーラトランジスタ回路網を解析することが、困難な場合が多い。と言うのは、指数関数のような非線形性

の強い特性を含んだ方程式をニュートン・ラフソン法を使って解析すると、初期値が解から遠い場合には、解が発散してしまうことが多いからである。しかも、この解は未知であるから、解を求めることは非常に難しいことになる。このような理由から、ニュートン・ラフソン法を使って精度の高い解を得るためには、その準備として精度の荒い解を得ることは重要なこととなる。

本発表では、このようなことを踏まえ、バイポーラトランジスタ回路網の直流解析に関し、粗解を高速に求めるための状態解析とその解析アルゴリズムについて述べる。ここで、状態解析とは、バイポーラトランジスタ回路網内の全てのトランジスタをエバース・モルモデルで表現し、モデル内の各ダイオードを on と off の 2 つの状態を有するスイッチに置換し、そのことによって形成される SR 回路網の正確なスイッチング状態を求めることである。

本発表の方法は、ダイオードの指数関数的な電圧電流特性を、傾きが 0 と ∞ の直線に区分近似する区分線形法に属すると考えられる。

また、本発表では、大局性はないが、スイッチング状態を同時に複数変えるスイッチング解析法を提案する。

2 . 状態解析の概念

2. 1 状態解析用トランジスタモデル

本発表で扱うトランジスタ回路網 N は、バイポーラトランジスタ (BJT)、ダイオードと線形素子を含む。まず、回路網 N において各 BJT の線形近似について述べる。

BJT は、第 1 図に示すように、電流制御電流源とダイオードから構成されるエバース・モルモデルで表現される。ダイオードの電圧電流特性は

$$I = I_s (e^{(kV/qT)} - 1) \quad (1)$$

である。ただし、 I_s は逆方向飽和電流、 k はボルツマン定数、 q は電子の電荷、 T は絶対温度である。

このダイオード特性に対する、区分線形法として、本発表では、on 抵抗 r が零 (完全短絡) で off 抵抗 R が ∞ (完全開放) とする方式が用いられる。このとき、ダイオードは、第 2 図に示すように、順方向電圧降下 (約 0.7 V) に対応する独立電圧源とスイッチのみで近似される。

この区分線形法では各状態により回路網のグラフ構造が変化する。そのため、各スイッチの状態により回路網の独立変数の数が異なり、方程式をたてなおして再度解析しなくてはならないという問題がある。さらに、on スwitch の両端の電圧は常に 0 となってしまう、電圧変数のみの観測からでは

スイッチの次の状態を決定できないという問題がある。このような問題を解決するために各スイッチは次に示すスイッチング制御によって制御される。

2. 2 スイッチング制御

スイッチ S_i ($i = 1, 2, \dots, m$) が on と off のときのそれぞれのスイッチ表現を $S_i(1)$, $S_i(0)$ とする。2 値変数 z_i に対して回路網 N 内のスイッチ集合を $S = \{ S_1(z_1), S_2(z_2), \dots, S_m(z_m) \}$ とする。

z_i はスイッチ $S_i(z_i)$ が on のとき 1 で、off のとき 0 である。 $S_i^-(z_i)$ の、 $-$ 記号はスイッチングの直前を意味し、 $S_i^+(z_i)$ の、 $+$ 記号はスイッチングの直後を意味する。さらに、スイッチ $S_i(z_i)$ において、記号 $[S_i^-(z_i)]$ と $[S_i^+(z_i)]$ は、それぞれスイッチングの直前および直後のスイッチ状態 z_i の値を示す。

[S 制御の定義]

スイッチ $S_i(z_i)$ のスイッチングの直前の状態が on ($S_i^-(1)$) である場合には、スイッチ $S_i^-(1)$ に流れる電流をその状態で求め、その電流の向きが、ダイオードの順方向と逆であれば、次の状態を off ($S_i^+(0)$) に変え、ダイオードの順方向に対して同じであれば、次の状態も、on ($S_i^+(1)$) とする。また、スイッチングの直前の状態

が $off(S_i^-(0))$ である場合には、スイッチ $S_i(0)$ にかかる電圧をその状態で求め、その電圧の向きが、ダイオードの順方向と同じであれば、次の状態を $on(S_i^+(1))$ に変え、逆方向であれば次の状態も $off(S_i^+(0))$ とする。（第3図参照）このスイッチング制御方式を「S制御」と呼ぶ。

3. アルゴリズム

本発表のアルゴリズムの概略を説明する。第4図に本発表のアルゴリズムでのフローチャートを示す。

1) まず、スイッチの初期状態 $S_0 \in S_T$ を決定し、 $k = 0$ とする。

2) S_k に対応する線形回路網 N_k を定め、この回路網内で節点電圧と枝電流からなる回路変数 h_k を決める。この解析法は後述するが、 N_k の修正節点方程式の係数行列を M_k とし、定電源の値を要素とする固定ベクトルを b とすれば

$$h_k = M_k^{-1} b \quad (2)$$

と表される。ただし、 $|M_k| = 0$ となる場合があるが、ここでは $|M_k| \neq 0$ として説明する。（2）式は状態 S_k での線形回路網 N_k を線形解析することを意味し、 h_k が解である。

3) 解 h_k から各スイッチ $S_i(z_i) \in S_k$ の電圧と電流を

抽出して、 S 制御を実行し、 S_{k+1} を求める。

4) ここで、 $S_i^-(z_i) \in S_k$ と $S_i^+(z_i) \in S_{k+1}$ のスイッチ状態 z_i に対して、

$$[S_i^-(z_i)] = [S_i^+(z_i)] \quad (3)$$

であるかどうかを調べる。(3) 式が全てのスイッチに成立すれば、 h_k を解とする。

5) そうでなければ、 k に 1 を加え、2) へ戻る。

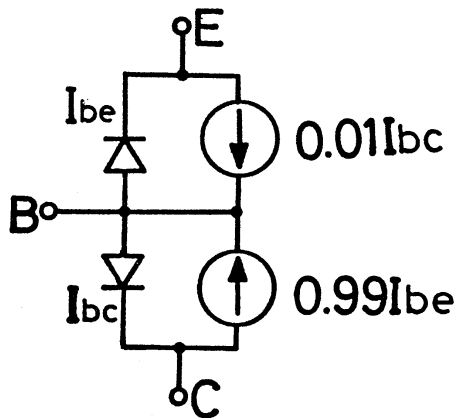
4 . 例 題

例 題 1

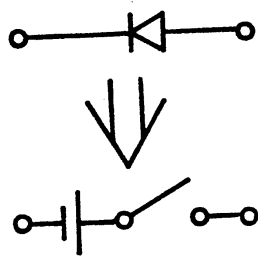
第 5 図の回路のトランジスタの状態を解析し、出力された節点電圧を第 6 図に示す。

例 題 2

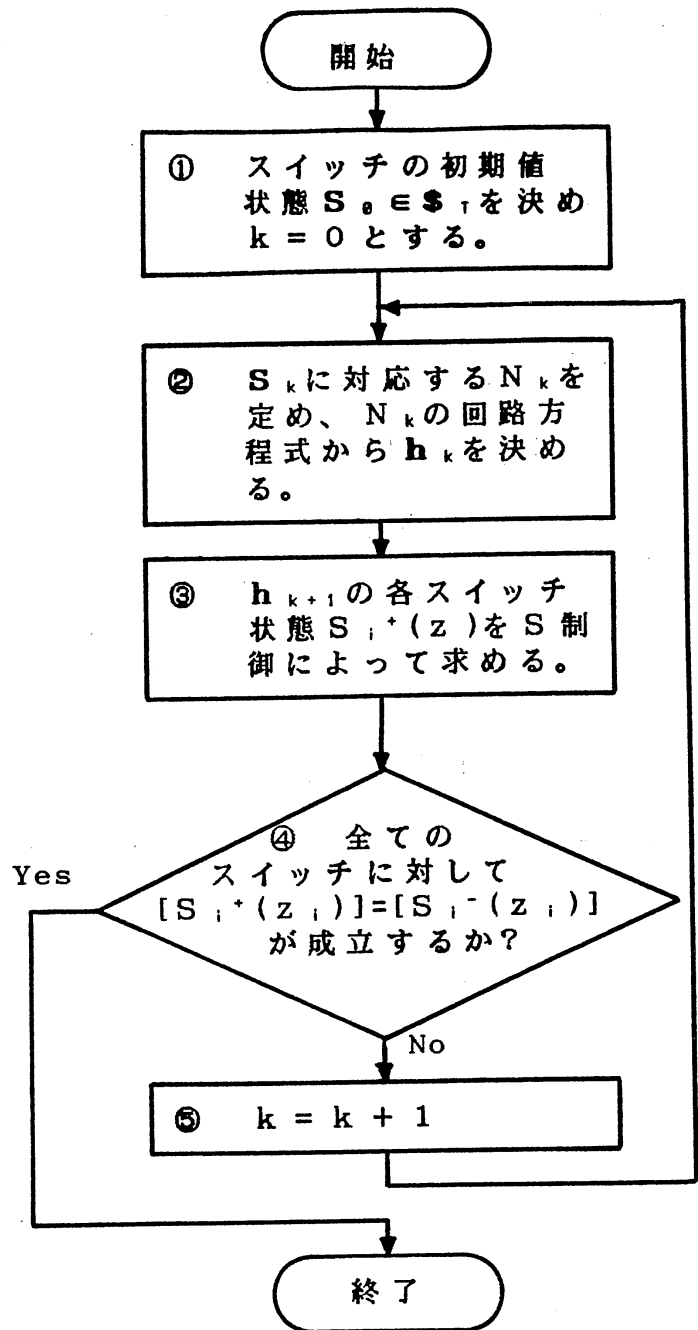
第 7 図に示す TTL の 2 段接続の回路を入力電圧が 0 V の場合に対して状態解析を実行した結果を第 8 図に示す。



第1図 トランジスタのエバース・モル等価回路



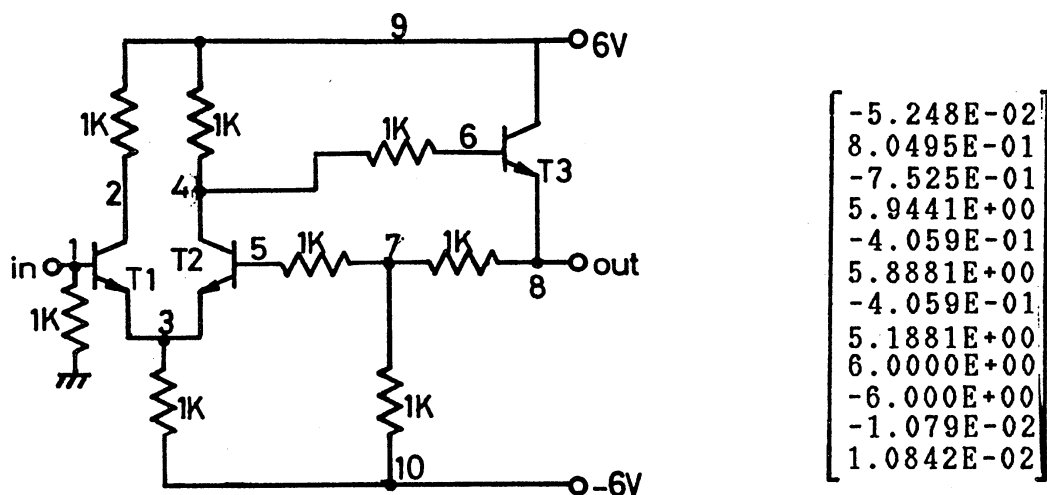
第2図 S制御におけるダイオードの等価回路



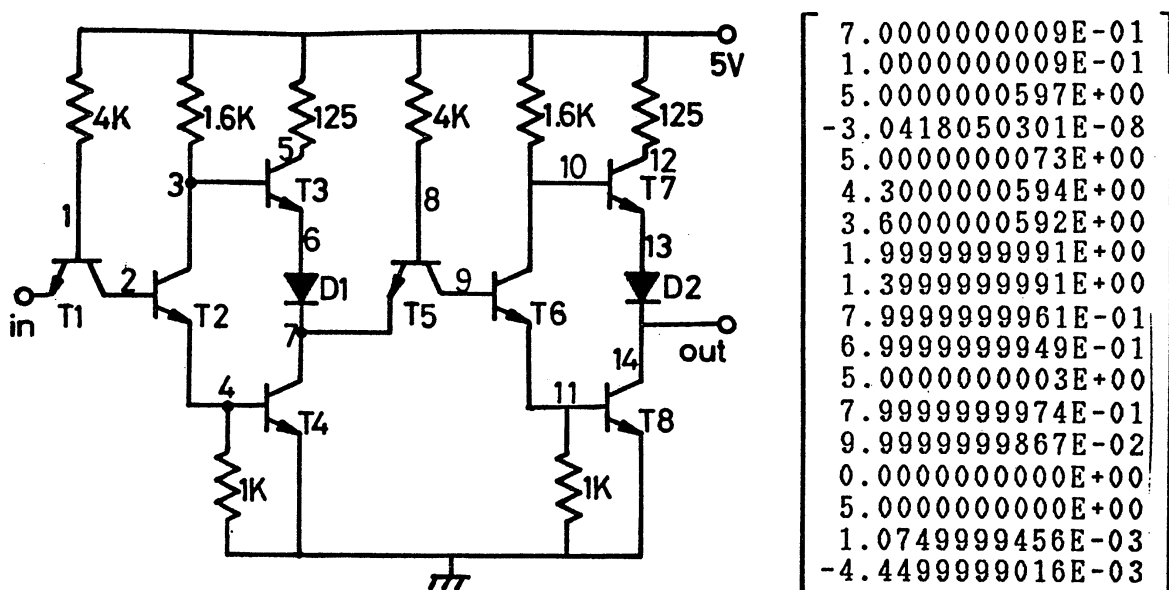
第4図 アルゴリズム

直前の状態		直後の状態
o f f	$S_i^-(0)$ にかかる電圧の向きが、ダイオードの順方向と同じ	o n
$S_i^-(0)$	$S_i^-(0)$ にかかる電圧の向きが、ダイオードの順方向と逆	$S_i^+(1)$
o n	$S_i^-(1)$ に流れる電流の向きが、ダイオードの順方向と同じ	o f f
$S_i^-(1)$	$S_i^-(1)$ に流れる電流の向きが、ダイオードの順方向と逆	$S_i^+(0)$
		o n
		$S_i^+(1)$

第 3 図 S 制御



第 5 図 増幅回路とその粗解



第 6 図 T T L 2 段直列回路とその粗解