マトリクス平面ディスプレイの素子選択における 3 状態スイッチング

正会員 加 藤 徳 治[†], 正会員 小 郷 寛^{††}

Tri-state Switching to Select Display Elements for Matrix Panel Display

Tokuji Kato[†] and Hiroshi Kogo^{††}

Abstract This paper describes an analog 3-state switching circuit which supplies current to display elements to set the display or undisplay state of the matrix display panel. The circuit consists of two groups of complementary transistors, and supplies either positive current, negative current or isolation by three control voltages. When applied to the matrix circuit, elements can be collectively selected in the row or the column.

Experimental results are verified through results of circuit analysis using Ebers-Moll's model. The source voltage and the control voltage are determined by considering the maximum load current. The 3-state circuit design and the matrix display circuit design with 3-state circuits are simple and power is not consumed during the display or the undisplay state.

1. ま え が き

近年、情報化が進むにつれ、情報の提示装置として新しい型の CRT から小型の表示用平面ディスプレイに至るまで、さまざまなディスプレイが開発¹⁾されている。電磁パネルディスプレイ^{2)~4)}は、マトリクス状に配置した回転パネルを電磁力により回転させ、画像情報を表示するもので、表示(セット)、非表示(リセット)回転はそれぞれの電流による磁界と回転パネルに取付けた永久磁石との反発・吸引の力を利用している。電流はパネルの起動、回転時のみに供給し、回転

後のパネルは強い力を加えない限り、そのままの状態を保持する。ところで、このディスプレイは表示、非表示状態の停留時に電力を消費しないという経済的特長を有しているが、磁界の向きを変えるために励磁コイルに流す電流供給方法は3線式給電法を使用している。それはコイルの一端をコモンとし、他端にセット、リセット用の向きの異なる2つのダイオードを接続した分岐型³⁾と、コイル中央をコモンにとり、両端子に向合うようにセット・リセット用のダイオードを接続したセンタタップ型⁴⁾の3線式ダイオードステアリング方式が使われ、その3線に接続した駆動装置の

キーワード：マトリクス平面ディスプレイ，3 状態スイッチング，3 状態特性，電磁パネルディスプレイ

1989 年 1 月 31 日，テレビジョン学会技術報告に発表

1991 年 8 月 1 日受付

[†] 千葉大学 工学部 (〒260 千葉市弥生町 1-33, TEL 0472-51-1111)

^{††} 帝京技術科学大学 (〒290-01 市原市潤井戸字大谷 2289 番地 23, TEL 0436-74-5511)

[†] Faculty of Engineering, Chiba University (1-33, Yayoi-cho, Chiba-shi, Chiba 260, Japan)

^{††} Teikyo University of Technology (2289-23, Aza-ootani, Uruido, Ichihara-shi, Chiba 290-01, Japan)

出力電圧の組合せによりセット、リセット、遮断の電流切換えを行っている。しかし、供給線および駆動装置の少数使用による電氣的、構造的利点を考えると、2線式供給方式が望ましい。そのために、1つの駆動装置が電流の向きの切換えと電流を停止させる機能を備えていることが求められていたが、これまでに開発をみなかった。

このような要求を満たすために、3状態スイッチングを行わせるアナログスイッチング回路(3状態回路)を考案した。基本的にはバイポーラトランジスタによる2組のコンプリメンタリ回路から構成される。この特性は3つの制御電圧により正・負の電流切換えおよび遮断の3状態を呈し、電流切換えのための制御電圧の範囲が大きくなるように工夫し、導通停止の遮断領域を広く設けている。

本論では、3状態回路をマトリクスディスプレイ回路に使用することを前提に、3状態回路に関する基本的諸特性とマトリクスディスプレイ回路応用として行選択時の複数素子選択に関する特性について、回路解析およびそれと実験との対比を行っている。特に、制御電圧による3状態特性、負荷に対する電流電圧特性はディスプレイ回路設計に重要なもので、電流電圧の設定、多素子選択による多電流切換設計の指針を与えている。回路解析にはトランジスタ等価回路として π 型およびEbers-Mollの回路モデル⁵⁾を使用した。コレクタ・ベース間の飽和電流はコレクタ・ベース間電圧の影響⁶⁾を受けるが、実験による諸特性は十分なベース電流において回路モデルによる解析と良い一致をみた。また、3状態回路とマトリクス回路との組合せ設計は極めて容易であることが確かめられている。

2. 回路解析

2.1 3状態回路

(1) 回路構成と動作

3状態回路は図1(a)に示すように、相対するトランジスタの組 Q_1, Q_3 (上部回路と呼ぶ)と Q_2, Q_4 (下部回路と呼ぶ)から構成され、上・下部回路の電流は全く逆の流れをする。 V_c は制御電圧で上・下部回路の導通・非導通制御に、 R は制御電流の過大防止および制御電圧安定化のために用いられる。動作は1つの組の上部回路か下部回路のいずれかが導通か遮断か、あるいは両方とも遮断になるように働く。この回路は簡便のために同図(b)の記号で表す。

トランジスタ Q_1 と Q_2 および Q_3 と Q_4 はそれぞれ相補回路であり、トランジスタ Q_1, Q_2 のベース・エミッタ間立上がり電圧を V_T とすれば、制御電圧 V_c

が $V_c < V_T - V_T$ あるいは $V_c > V_T + V_T$ で電流経路が完全に切り換えられる。

V_i を零電位にした接地型回路による基本的な電流制御には2組の3状態回路が使われる。いま、負荷 R_L に流す電流スイッチングの基本回路を図2に示す。1組の3状態回路 S_1 に正の制御電圧 $V_{c1}(> V_{BB} + V_T)$ を、他組の3状態回路 S_2 に負の制御電圧 $V_{c2}(< -V_T)$ を加えると、回路 S_1 の上部回路が、また回路 S_2 の下部回路がそれぞれ導通し、 R_L に電流 I が流れる。図中の陰影部分は導通の状態を表している(以下同じ)。電流の向きを変えるには、それぞれの制御電圧を交代することにより行われる。

(2) 3状態特性

正・負の電流導通と遮断を示す3状態特性は制御電圧による電流の変化で表され、これらの状態は直流回路解析により吟味できる。

いま、図1において $V_i = 0$ とし、上部回路が導通状態の場合について調べる。上部回路の負荷がコレクタ抵抗より充分小さいとすれば、上部回路の等価回路は図3で表される。ただし、 r_b, r_e, β はそれぞれトランジスタのベース抵抗、エミッタ抵抗およびエミッタ接地電流増幅率で、添字の番号は同じ番号の添字を

図1 3状態回路
3-state circuit.

(a) Circuit configuratin, (b) symbol.

図2 スイッチング基本回路
Basic switching circuit.

図3 上部回路の等価回路
Equivalent circuit of the upper part.

もつトランジスタQのものを示す。また、 $r_{ie} = r_b + (1 + \beta)r_e$ である。

この等価回路の電流・電圧関係は電流則および V_c 、 V_{BB} 間の電圧平衡則から次のようになる。

$$I = \beta_1(1 + \beta_3)I_i / (1 + \beta_1) \quad (1)$$

$$V_c - V_{BB} = (r_{ie1} + R)I_i / (1 + \beta_1) \quad (2)$$

この2式から I_i を消去すれば、出力電流と制御電圧との関係

$$I = \beta_1(1 + \beta_3)(V_c - V_{BB}) / (r_{ie1} + R) \quad (2)$$

を得る。出力電流 I が $I > 0$ を満たすためには制御電圧 V_c の範囲は $V_c > V_{BB}$ となる。このとき上部回路は導通状態になる。しかし、 V_c が V_{BB} の付近では Q_3 が安定した状態にあるとはいえず、 Q_1 のエミッタ・ベース間の充分な立上り電圧が要求される。この立上り電圧を V_r とすれば、 $V_c > V_{BB} + V_r$ であれば Q_3 が飽和状態に達し、全体としての上部回路が飽和状態となる。

次に、下部回路 Q_2 、 Q_4 の導通状態を調べると、(3)式において V_c を負に、 $V_{BB} = 0$ 、 $r_{ie1} = r_{ie2}$ とおけば、 I が求められる。すなわち、

$$I = \beta_2(1 + \beta_4)V_c / (r_{ie2} + R) \quad (4)$$

が得られる。電流 I が流入であるから、 $I < 0$ になるためには $V_c < 0$ であり、下部回路が飽和状態になるには上部回路の場合と同様に Q_2 のベース・エミッタ間立上り電圧 V_r を用いて $V_c < -V_r$ になるように設定することが必要である。

よって、3状態の制御電圧設定条件は次のようにまとめられる。

- $V_c > V_{BB} + V_r$; $I > 0$ (飽和状態)
- $V_c > V_{BB}$; $I > 0$
- $V_{BB} \geq V_c \geq 0$; $I = 0$ (遮断状態)
- $V_c < 0$; $I < 0$
- $V_c < -V_r$; $I < 0$ (飽和状態)

図2のスイッチング基本回路において、左側上部回路の飽和電流値は Q_3 のコレクタ・エミッタ間の飽和電圧 V_{sce} 、右側下部回路の Q_4 のエミッタ・コレクタ間の飽和電圧 V_{sec} および負荷抵抗 R_L の値により決

図4 3状態特性
Illustration of 3-state characteristics.

図5 下部回路の等価回路
Equivalent circuit of the lower part.

められる。飽和電流値を I_s とすれば

$$I_s = (V_{BB} - V_{sce} - V_{sec}) / R_L \quad (5)$$

になり、 V_{sce} 、 V_{sec} が無視できれば、 I_s は V_{BB} / R_L となる。同様に右側下部回路の飽和電流値も同じ電流流入であるから、(5)式で求められる。よって、負荷 R_L に流す電流の設定は V_{BB} により決められる。かかる3状態動作の特性図を図4に示す。

2.2 エミッタ電流電圧特性

負荷回路あるいは負荷電流を考慮して回路を設計する場合、負荷される回路の電圧対電流特性を求めておくことは重要である。ここでは図1において V_i を零電位にとり、上部回路が遮断で下部回路を導通とする電圧、電流の関係を調べる。これは制御電圧 V_c を媒介変数として Q_4 のエミッタ・コレクタ間電圧 V_E に対するエミッタ電流 I_E の関係、すなわちエミッタ電流電圧特性として表される。以下、この特性の細部について考察する。他方、下部回路が遮断、上部回路が導通とするエミッタ電流電圧特性は両回路の相補関係と電位関係より後述の特性の V_c 、 V_E 、 I_E をそれぞれ $V_{BB} - V_c$ 、 $V_{BB} - V_E$ 、 $-I_E$ に置換したものになるから割愛する。

ダイオードおよび電流源表示による3状態回路の等価回路はEbers-Mollのモデルにより図5のようになる。ここで、 Q_4 および Q_2 の各ダイオード順電流をそれぞれ I_N 、 I_I 、 I'_N 、 I'_I とし、それらの他の領域への電流利得を a_N 、 a_I 、 a'_N 、 a'_I とする。

ダイオード接合電圧が十分に高いときには、動作条件 1 として $V_{EB} \gg 1/\lambda$, $V_{CB} \gg 1/\lambda$, $V_{BE} \gg 1/\lambda$ および $V'_{CB} \gg 1/\lambda$ が成り立つ。ただし、 $\lambda = q/(kT)$; (q は電荷量, k はボルツマン定数, T は絶対温度) である。また、 Q_2 のベース電流 I_B が十分に流れるときは、動作条件 2 として $I_B \gg I'_{co}/\alpha_N$ (I'_{co} は後述) が成り立つ。ダイオードの逆バイアスおよび I'_{co} の変化に対しては、これらの条件を満たす切換状態が安定の面から望ましい。

(1) 結合電圧

Q_2 と Q_4 を結ぶ主要な関数としては、電流のほかに結合電圧 V_{CB} があり、これについて求める。

付録(A 1)式で動作条件 1 を考慮すれば、

$$I_B = A e^{\lambda V_{EB}} + B e^{\lambda V_{CB}} \quad (6)$$

$V_{EB} = V_E + V_{CB}$ を用いて V_{CB} を求めると、

$$V_{CB} = (1/\lambda) \ln \{I_B / (A e^{\lambda V_E} + B)\} \quad (7)$$

上式の I_B に(A 6)式を代入すれば

$$V_{CB} = (1/\lambda) \ln \frac{\beta'_N I_B + I'_{co} / (1 - \alpha'_N)}{(A e^{\lambda V_E} + B)} \quad (8)$$

となる。

さらに、動作条件 2 を考慮すれば、

$$V_{CB} = (1/\lambda) \ln \frac{\beta'_N I_B}{(A e^{\lambda V_E} + B)} \quad (9)$$

となる。上式は I_B を一定すなわち V_C を一定とするとき、 V_E の増加とともに V_{CB} は減少し、 V_{CB} の大きさは V_{BE} を一定とすれば、 $-V_C$ の大きさに依存することを表す。ここで、 V_C をパラメータとする $V_{CB} - V_E$ 特性を結合電圧特性と呼ぶ。 $V_E = 0$ の点あるいはこの付近の V_{CB} は V_E に無関係に一定値、

$$V_{CB} = (1/\lambda) \ln \{\beta'_N I_B / (A + B)\} \quad (10)$$

となる。 $V_E \gg (1/\lambda) \ln(B/A)$ が成り立つ範囲では、

$$V_{CB} = (1/\lambda) \ln(\beta'_N I_B / A) - V_E \quad (11)$$

となり、 V_{CB} は V_E に対して傾き -45° の直線になる。

(2) 制御電圧 V_C の始動電圧値

3 状態回路が起動し始める制御電圧値を求める。図 5 で I_E は、

$$I_E = I_{ES}(e^{\lambda V_{EB}} - 1) - \alpha_I I_{CS}(e^{\lambda V_{CB}} - 1) \quad (12)$$

となり、(A 1)式で $(e^{\lambda V_{CB}} - 1)$ を求め、上式に代入すれば、

$$I_E = -\beta_I I_B + E(e^{\lambda V_{EB}} - 1) \quad (13)$$

となる。ここで、

$$\beta_I = \alpha_I / (1 - \alpha_I), \quad E = I_{E0} / (1 - \alpha_I)$$

動作条件 1, $V_{EB} = V_E + V_{CB}$ の関係および(7)式を用いて、

$$I_E = \{E / (A + B e^{-\lambda V_E}) - \beta_I\} I_B \quad (14)$$

となる。電流始動の初期状態はエミッタ電流が $I_E = 0$ であるから、 $I_B = 0$ となる。したがって、(A 6)式から V_C を求めると、

$$V_C = -(V'_{BE} - R I'_{co} / \alpha'_N) \quad (15)$$

となる。さらに、 $V'_{BE} \gg R I'_{co} / \alpha'_N$ であれば、

$$V_C = -V'_{BE} \quad (16)$$

となる。およそ制御電圧の始動値 V_C は $I_E = 0$ における V'_{BE} の初期値により決められる。

(3) 非飽和領域の I_E

I_E が飽和に達する前の状態は(14)式により吟味できる。

$$I_E = \{1 / (1 + B e^{-\lambda V_E} / A) - A \beta_I / E\} I_B E / A \quad (17)$$

$B/A = K$, $\ln K^{1/\lambda} = V_S$ とすれば、 $K = e^{\lambda V_S}$ となるから、

$$I_E = [1 / \{1 + e^{-\lambda(V_E - V_S)}\} - A \beta_I / E] I_B E / A \quad (18)$$

となる。

いま、 $\lambda(V_E - V_S) \leq 0.9$ が成り立つ範囲では、約 2% 以内の誤差で次のように近似できる。

$$\begin{aligned} 1 / \{1 + e^{-\lambda(V_E - V_S)}\} &\approx 1 / \{2 - \lambda(V_E - V_S)\} \\ &\approx \{1 + \lambda(V_E - V_S) / 2\} / 2 \end{aligned}$$

したがって、 $V_E \leq 0.9/\lambda + V_S$ の範囲では、

$$I_E = \{\lambda(V_E - V_S) / 2 + 1 - 2A \beta_I / E\} I_B E / (2A) \quad (19)$$

となる。 I_E は I_B をパラメータとして V_E と直線関係になる。

(4) 飽和電流値

I_E が飽和に近づいた状態では、両トランジスタの接合面電圧が充分に加えられるので、動作条件 1 および条件 2 が成り立つ。

よって、エミッタ電流は(13)式により、

$$I_E = -\beta_I I_B + E e^{\lambda V_{EB}} \quad (20)$$

となる。上式は V_{EB} が一定であれば、飽和値になる。

V_{EB} は(9)式を用いて、

$$V_{EB} = V_E + (1/\lambda) \ln \frac{\beta'_N I_B}{(A e^{\lambda V_E} + B)} \quad (21)$$

となる。 V_E が無限大であれば、 V_{EB} は次のような一定値になる。

$$V_{EB} = (1/\lambda) \ln \frac{\beta'_N I_B}{A} \quad (22)$$

したがって、飽和電流値 I_E は上式を(20)式に代入し、(A 7)式を用いて、

$$\begin{aligned} I_E &= (E/A - \beta_I) \beta'_N I'_B \\ &= \beta'_N (-V_C - V'_{BE}) / \{(1 - \alpha_N) R\} \end{aligned} \quad (23)$$

となる。 V_E の増加とともに I_E はこの飽和値に漸近するが、 V_E が $V_E \gg (1/\lambda) \ln(B/A)$ を満たすとき、電流

はほぼ飽和値になる．飽和値の大きさは V_{BE} を一定とすると、制御電圧 V_C により定められる．

(5) $V_E=0$ の I_E 値

(14)式において $V_E=0$ とおけば、 V_C による I_E 特性が求められる．したがって、(14)式は次のようになる．

$$I_E = \{E/(A+B) - \beta_I\} I_B \quad (24)$$

(A 4)式と(A 6)式で I_B を与えれば、

$$I_E = \{E/(A+B) - \beta_I\} \{ \beta'_N (-V_C - V'_{BE})/R + I'_{CO}/(1 - \alpha'_N) \} \quad (25)$$

となる． I_E は $-V_C$ の増加に対して増加し、 V_C と直線関係にある．

(6) $I_E=0$ の V_E 値

$I_E=0$ の条件で V_E 値を求める．(12)式において、 $I_E=0$ とおけば、

$$(e^{\lambda V_{EB}} - 1) = \alpha_I I_{CS} (e^{V_{CB}} - 1) / I_{ES} \quad (26)$$

を得る．これを(13)式に代入して、 $I_E=0$ とおけば

$$I_B = E \alpha_I I_{CS} (e^{\lambda V_{CB}} - 1) / (\beta_I I_{ES})$$

さらに、 $E \alpha_I I_{CS} / (\beta_I I_{ES}) = I_{CO}$ を用いれば、

$$e^{\lambda V_{CB}} = I_B / I_{CO} + 1 \quad (27)$$

一方、(2)式で $V_{EB} = V_E + V_{CB}$ とおけば、

$$e^{\lambda V_E} = \alpha_I I_{CS} / I_{ES} + (1 - \alpha_I I_{CS} / I_{ES} e^{-\lambda V_{CB}})$$

ここで、(27)式を代入し、 $I_{CS} / I_{ES} = I_{CO} / I_{EO}$ の関係を用いる．また、 $I_E=0$ では $V_E \ll 1/\lambda$ の範囲と考えられ、よい近似で $e^{\lambda V_E} = 1 + \lambda V_E$ の関係が成り立つから、これらより V_E は、

$$V_E = -\{1/(1 + I_{CO}/I_B)\} (1 - \alpha_I I_{CO}/I_{EO}) / \lambda \quad (28)$$

となる．次いで、 I_B に(A 6)式を代入すれば、

$$V_E = -\{1/[1 + I_{CO}/\{\beta'_N (-V_C - V_r)/R + I_{CO}/(1 - \alpha'_N)\}]\} (1 - \alpha_I I_{CO}/I_{EO}) / \lambda \quad (29)$$

が得られる．式によれば、 V_C が減少すれば V_E も減少することを示す．

$V_E=0$ の所の V_C を求めると、(28)式より $I_B=0$ となるから、(A 6)式により、

$$V_C = -V_r + R I'_{CO} / \{(1 - \alpha'_N) \beta'_N\} \quad (30)$$

を得る．

3. 実験結果および考察

3状態回路を複数個構成し、3状態特性、3状態回路の諸特性およびマトリクス行選択時の I_E - V_E 安全動作領域と選択可能素子数について実験を行った．ただし、 R は 9100Ω である．

(1) 3状態特性

図6の実験回路で3状態特性を測定した．同図(a)の実験回路に同図(b)の電圧駆動回路の制御電圧 V_{C1} 、 V_{C2} を交互に正・負電圧を加え、同図(c)の回路

図 6 3状態特性測定回路
Measurement circuit of 3-state characteristics.
(a) Experimental circuit, (b) voltage driving circuit, (c) circuit to detect current value.

$V_{BB} = 11.38 \text{ (V)}$ 飽和電流 : 94.25 (mA)
 $R_L = 120 \text{ (}\Omega\text{)}$ 電圧感度 : 5 V/div
電流感度 : 46.40 mA/div

図 7 3状態動特性
3-state dynamic characteristics.

図 8 飽和電流値制限特性
Characteristics of limiting saturation current value.

図 9 制御電圧飽和設定特性
Saturation setting characteristics of control voltage.

図 10 結合電圧特性
Coupling voltage characteristics.

図 11 エミッタ電流電圧特性
Emitter current vs. emitter voltage characteristics.

で電流値を検出し、オシロの X , Y 軸にそれぞれ V_{C2} および V_0 を加え、 I - V_C 特性すなわち 3 状態特性を求めた。

図 7 にその測定結果を示す。立上り電圧部分が明瞭に観測され、導通および遮断の 3 状態動作特性が確認された。

(2) 飽和状態の電流制限および制御電圧設定特性

図 6 (a) のスイッチング基本回路で、 R_L をパラメータとして電源電圧 V_{BB} に対する飽和電流値 I_s 特性を測定した。その実験特性を図 8 に示す。 R_L を一定とすると、 I_s - V_{BB} 特性は直線関係になり、測定値は (5) 式の関係式を満足した。

また、導通上部回路について、制御電圧 V_c による飽和設定特性を測定した。実験結果を図 9 に示す。斜線部分は V_{BB} に対する V_c の飽和設定領域を表している。境界の測定値は理論式 $V_c = V_{BB} + V_r$ に依存した。

(3) 結合電圧特性

下部回路について、 V_{CB} - V_E 特性を測定した。その実験結果を図 10 に示す。 V_{CB} は理論の示す通り V_E の減少とともに一定化し、一方、 V_E の増加とともに直線化し、(11) 式が示すように傾きが -1 になることが確認された。

(4) エミッタ電流電圧特性

下部回路について、 V_c をパラメータとする I_E - V_E 特性の測定結果を図 11 に示した。 V_{BE} の初期値はおよそ 0.58 V と測定され、(15) 式を満足した。よって、 V_c は -0.6 V 以下の電圧について測定した。 $I_E = 0$ では、(29) 式が示すように V_c の減少とともに V_E も減少した。また、 $V_E = 0$ の I_E は (25) 式が示すよう V_c の減少に対してほぼ直線的に増加した。非飽和領域では動作条件 2 が成立し、(17) 式を満足し、低電圧範囲で (19) 式の直線関係が認められた。

(5) 行選択時の安全動作領域および選択可能素子数

マトリクス回路の 1 素子選択の場合、行・列切換え

のそれぞれの3状態回路電流は同一となるが、特定単行の配列素子を同時複数選択する場合、行切換側の3状態回路に列電流が集中し、エミッタの電流・電圧を増加させる。したがって、これらには最大定格値および許容損失値の制限を考慮する必要がある。

本実験は、上述の制限下で図12のマトリクス行選択回路を構成し、行選択時の配列選択素子数 n に対する行切換側3状態回路エミッタ電圧 V_E 、電流 I_E の関係および選択素子の使用可能数（選択可能素子数） n を調べた。ただし、選択行回路は他行の非選択素子回路による影響を受けないものとした。実験結果を図13に示す。ここに、素子回路は素子電流を制限する負荷として抵抗 $R_L=120\Omega$ 、電源電圧は $V_{BB}=10.46\text{V}$ 、列切換回路の制御電圧は $V_{C1}=11.25\text{V}$ 、導通上部回路のコレクタ・エミッタ間電圧は $V_{sce}=0.064\text{V}$ を用いた。

I_E の式は行切換側3状態回路の下部回路の等価抵抗を r_0 とするとき、

$$I_E = (V_{BB} - V_{sce}) / (R_L / n + r_0) \quad (31)$$

図12 ディスプレイマトリクスの行選択回路
Row selective circuit of display matrix.

図13 $I_E - V_E$ の安全動作領域と選択可能素子数
Area of safe operation of $I_E - V_E$, and selective element number.

となる。一般に、設定可能な動作条件 $V_{BB} \gg V_{sce}$ 、 $R_L \gg nr_0$ であれば、 $V_{BB}/R_L = I_0$ (素子電流) となるから、(31)式は、

$$I_E = nI_0 \quad (32)$$

また、 V_E は $I_E r_0$ であるから、

$$V_E = nI_0 r_0 \quad (33)$$

となる。素子電流 I_0 、下部回路等価抵抗 r_0 を設計段階で一定値として扱えば、 I_E 、 V_E は n に比例する。

実験使用 $V_{C2} = -2\text{V}$ 、 $V_{C2} = -5\text{V}$ のとき、 $I_E - V_E$ 特性は図11に示すようにほぼ直線になり、それぞれの等価抵抗は $r_0 = 0.276\Omega$ 、 $r_0 = 0.2206\Omega$ となる。測定値 I_E 、 V_E は設定可能動作条件を満たしているの、 n に比例し、理論値と良い一致をみた。

I_E 、 V_E の制限値 I_{EL} 、 V_{EL} および許容損失 P は十分な安全を考慮して、 $I_{EL} = 0.8\text{A}$ 、 $V_{EL} = 210\text{mV}$ 、 $P = 0.16\text{W}$ とした。選択可能素子数 n は $V_{C2} = -5\text{V}$ のとき、 I_{EL} のみの制限を受け、素子電流を $I_0 = 86.4\text{mA}$ と設定しているの、(32)式の関係を用いて、 $n = 9$ となる。一方、 $V_{C2} = -2\text{V}$ のとき、 V_{EL} の制限を受けるので、素子電圧 $I_0 r_0 = 23.846\text{mV}$ と(33)式の関係を用いて、 $n = 8$ となる。実験による選択可能素子数 n は理論値と一致した。行切換側3状態回路の動作は図13に示すように I_E 、 V_E 座標軸および I_{EL} 、 V_{EL} 、 P 線で囲まれた領域で設計される。前述の設定可能動作条件下で、 I_0 、 n を既知として、3状態回路を選定するための条件は、

$$I_{EL} \geq nI_0, V_{EL} \geq I_{EL} r_0, P \geq (nI_0)^2 r_0 \quad (34)$$

で与えられるということが確かめられた。

4. む す び

3状態回路の解析による結合電圧、出力としてのエミッタ電流電圧、等の理論特性が実験特性と良い一致をみた。3状態回路が3つの制御電圧により電流の向きの異なる2つの導通状態と遮断状態を呈することが確かめられ、3状態特性の導通状態では電流、負荷、電源電圧が相互に依存し、例えば、電源電圧値は設定電流値と設定負荷値より、同時に、制御電圧値がこの電源電圧値とエミッタ・ベース間立上り電圧値より容易に設計できることが明らかになった。

3状態回路のマトリクス平面ディスプレイへの適用では、行(列)配列素子の一括または部分選択により高速表示が可能であることが確かめられた。行選択時の場合、行側切換3状態回路は選択表示素子数の増加とともに電流、電圧が増大し、電流、電圧の定格、電力損失の制限を受けるが、選択可能な表示素子数はエミッタ電流電圧特性上でこれらの制限値により設定さ

れた安全領域内で素子電流の整数倍率のうちの最大値として設計されることが確認された。

機今後は1画面表示の時間短縮を図るために、表示動作の短時間駆動方式、表示駆動の低電流化、表示画面のブロック化と同時表示方式について検討する予定である。

〔参 考 文 献〕

- 1) 小島健博：“ディスプレイ技術の動向”，テレビ誌，42，10，pp. 5-13 (Oct. 1988)
- 2) 加藤徳治，山本雅朗，山本一雄：“電磁パネル・ディスプレイ”，ITEJ Technical Report, 13, 6, pp. 55-60, IPA' 89-6 (Jan. 1988)
- 3) H. O. Peprnik: “A Light-Reflecting Electromagnetic Display”, 1974 SID International Symposium Digest of Technical Papers, pp. 136-137
- 4) T. I. C.-CITIZEN 社：“磁気反転型表示素子 LD 1-42 シリーズ”，設備時計・設計資料，pp. 27-33 (Apr. 1989)
- 5) J. J. Ebers and J. L. Moll: “Large-Signal Behavior of Junction Transistors”, Proc. IRE, 42, 12, pp. 1761-1772 (Dec. 1954)
- 6) 宇都宮敏男監修：“直流増幅回路の設計マニュアル”，pp. 101-103, 丸善 (1966)

〈付 録〉結合電流

2つのトランジスタ Q_2 , Q_4 をつなぐ結合電流 I_B はエミッタ電流電圧特性を決めるひとつの重要な要素である。以下、制御電圧による結合電流 I_B を求める。いま， Q_4 , Q_2 の各ダイオード逆電流の大きさを I_{ES} , I_{CS} , I'_{ES} , I'_{CS} ，コレクタ接合およびエミッタ接合の飽和電流をそれぞれ I_{CO} , I'_{CO} , I_{EO} , I'_{EO} とすれば， I_B は次式となる。

$$I_B = A(e^{\lambda V_{EB}} - 1) + B(e^{\lambda V_{CB}} - 1) \quad (A1)$$

同様に， Q_2 のベース電流は，

$$I'_B = C(e^{\lambda V'_{BE}} - 1) + D(e^{-\lambda V'_{CB}} - 1) \quad (A2)$$

I_B は Q_2 のコレクタ電流に等しいから，

$$I_B = \alpha'_N I'_{ES}(e^{\lambda V'_{BE}} - 1) - I'_{CS}(e^{-\lambda V'_{CB}} - 1) \quad (A3)$$

となる。ここに，

$$A = (1 - \alpha_N) I_{ES} = (1 - \alpha_N) I_{EO} / (1 - \alpha_N \alpha_I)$$

$$B = (1 - \alpha_I) I_{CS} = (1 - \alpha_I) I_{CO} / (1 - \alpha_N \alpha_I)$$

$$C = (1 - \alpha'_N) I'_{ES} = (1 - \alpha'_N) I'_{EO} / (1 - \alpha'_N \alpha'_I)$$

$$D = (1 - \alpha'_I) I'_{CS} = (1 - \alpha'_I) I'_{CO} / (1 - \alpha'_N \alpha'_I)$$

また， I'_B は制御電圧 V_C との間に，

$$I'_B = (-V_C - V'_{BE}) / R \quad (A4)$$

の関係をもつ。 Q_2 のベース・エミッタ間のダイオード順電圧 V'_{BE} を，立上り電圧 V_r (ほぼ一定) になった状態で使用すれば，電圧安定の点から好ましく， $V_C > -V_r$ の範囲では， I'_B は V_C のみの関係になり， I'_B は V_C に対して直線関係となる。ここで， V_r はおよそ 0.7V とみられる。

(A3)式に(A2)式および(A4)式を用いれば，結合電流と制御電圧との関係は，

$$I_B = \beta'_N (-V_C - V'_{BE}) / R - I'_{CO}(e^{-\lambda V'_{CB}} - 1) / (1 - \alpha'_N) \quad (A5)$$

で求められる。ただし， $\beta'_N = \alpha'_N / (1 - \alpha'_N)$ 。制御電圧によって変数に変化がなければ，結合電流は制御電圧と直線関係になる。ここで，動作条件1が成立する状態であれば，

$$I_B = \beta'_N (-V_C - V'_{BE}) / R + I'_{CO} / (1 - \alpha'_N) \quad (A6)$$

さらに動作条件2が成立する状態であれば，

$$I_B = \beta'_N (-V_C - V'_{BE}) / R \quad (A7)$$

となる。

かとう とくじ
加藤 徳治 昭和33年，東京理科大学卒業。同年，千葉大学工学部電気工学科に勤務。41年，同大学工業短期大学部講師。45年，助教授。51年，工学部講師。帯域圧縮，電子回路CAD，画像表示，画像計測の研究に従事。正会員。

こむろ ひろし
小郷 寛 昭和19年，東京工業大学電気工学科卒業。26年より，千葉大学に勤務。同年，講師。27年，助教授。34年，教授。61年より，帝京技術科学大学教授となり，平成3年，逝去。教育工学システム，画像電子工学，電子回路アイソレーション，情報処理の研究に従事。工学博士。正会員。