

圧延機用無循環電流切換方式による 2セット直列接続サイリスタ静止レオナード制御

2 Sets Series Connected Thyristor Static Leonard System Reversed by
Non-cross Current for Large Scale Steel Mills

小 西 務* 宅 間 豊**
Tsutomu Konishi Yutaka Takuma

要 旨

現在製作中の熱間仕上圧延機、冷間圧延機駆動用直流電動機には逆並列された2セット直列接続サイリスタ静止レオナード装置が用いられる。本報はそのおもな問題点である力率制御付電流制御をマイナ・ループにもつ電圧制御に関する制御系の構成、無循環電流方式による切換制御について検討している。制御装置を試作し、実験した結果、電圧制御、切換制御ともに所望の性能を得ることができた。

1. 緒 言

ここで対象としている2,900 kW 圧延機用サイリスタ静止レオナード装置は国内の記録品であるが、装置が大形であるため制御上の問題点は多岐にわたる。そのうち2セット直列接続サイリスタ変換器のゲート・パルス分配および力率制御に関してはすでに報告した⁽¹⁾。本報では引続き検討を加えた(1)電流制御をマイナ・ループにもつ速度制御、および(2)無循環電流方式による切換制御について、制御装置の構成、動作原理、実験結果などを取りまとめている。

上記(1)の問題はゲート・パルス分配回路、力率制御回路を含んだ電流制御系および速度制御系をどのように構成するかという点に、(2)の問題は逆並列サイリスタ変換器に瞬時たりとも循環電流を流さずに切り換える場合の動作シーケンスを具現するための回路をどのようにするかという点にある。筆者はこれらの問題点に対し、独自の方法を考案し、解決を与えている。

2. 力率制御、電流制御を含む速度制御系

2.1 力率制御に必要なゲート制御特性

図1(A)に示すような、対称な2セット直列接続三相全波制御サイリスタ変換器回路において、皮相電力 P_a で有効電力 P_r およびリアクティブ電力(無効電力とひずみ電力の和) P_i を無次元化して示すと次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{P_r}{2P_a} &= \lambda \left(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 - 2 \frac{e_x}{E_{d0}} \right) \\ \frac{P_i}{2P_a} &= \sqrt{1 - \left(\frac{P_r}{2P_a} \right)^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ここに、 $\lambda = \frac{3}{\pi \sqrt{1-3\phi(u, \alpha)}}$, (u : 重なり角, α : 制御角)

α_1, α_2 : 制 御 角

e_x : 転流リアクタンス降下

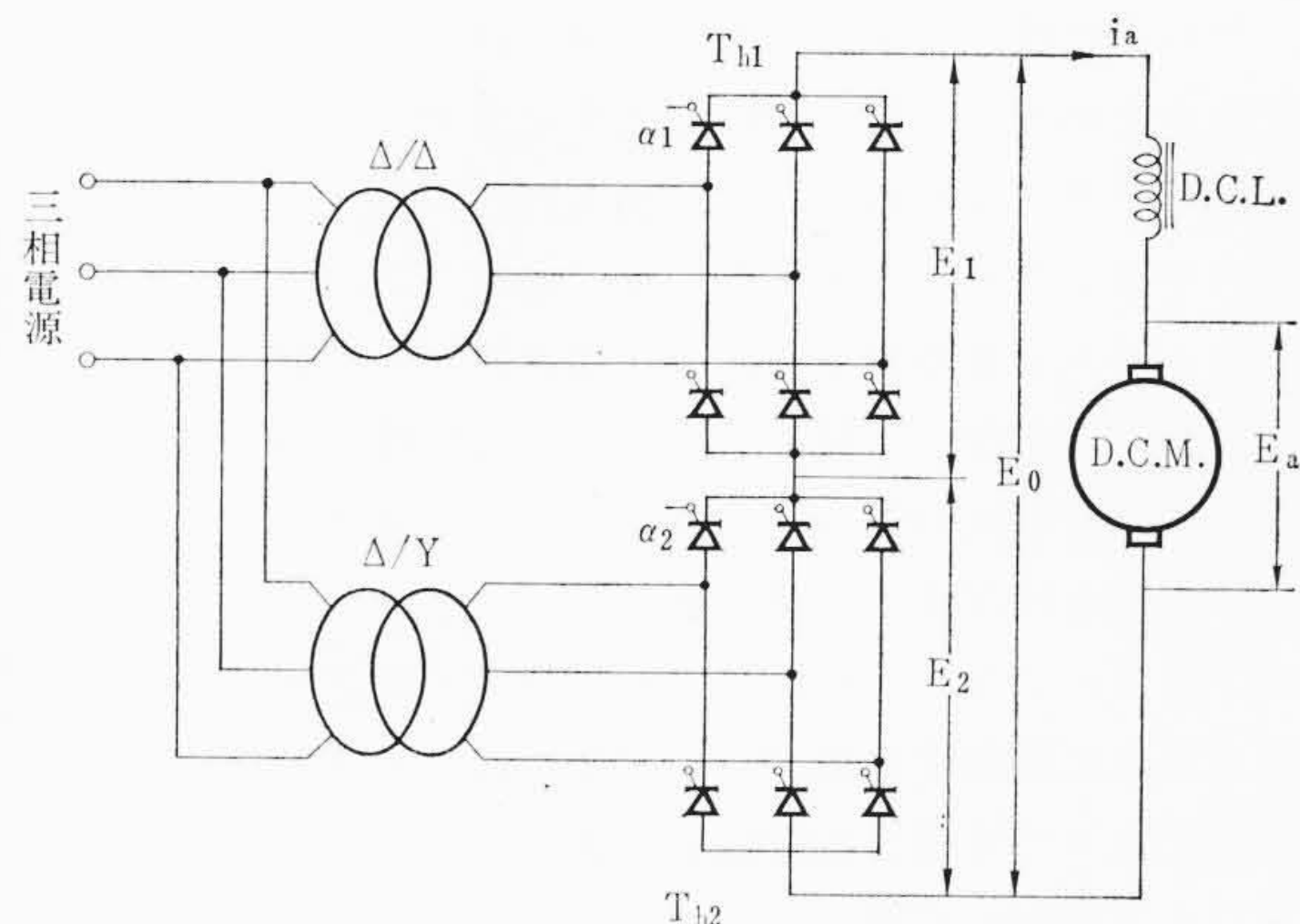
E_{d0} : 最大直流電圧

(1)式をグラフに表わすとその概形は同図(B)のようになる。このグラフを力率特性ということにする。力率特性の右の分枝aでは、2セット直列接続サイリスタ変換器のうち T_{h1} を順変換運転し一定の正電圧 E_1 を出し、 T_{h2} を逆変換運転から順変換運転の領域までゲート制御することにより負電圧から正電圧まで変化させる。

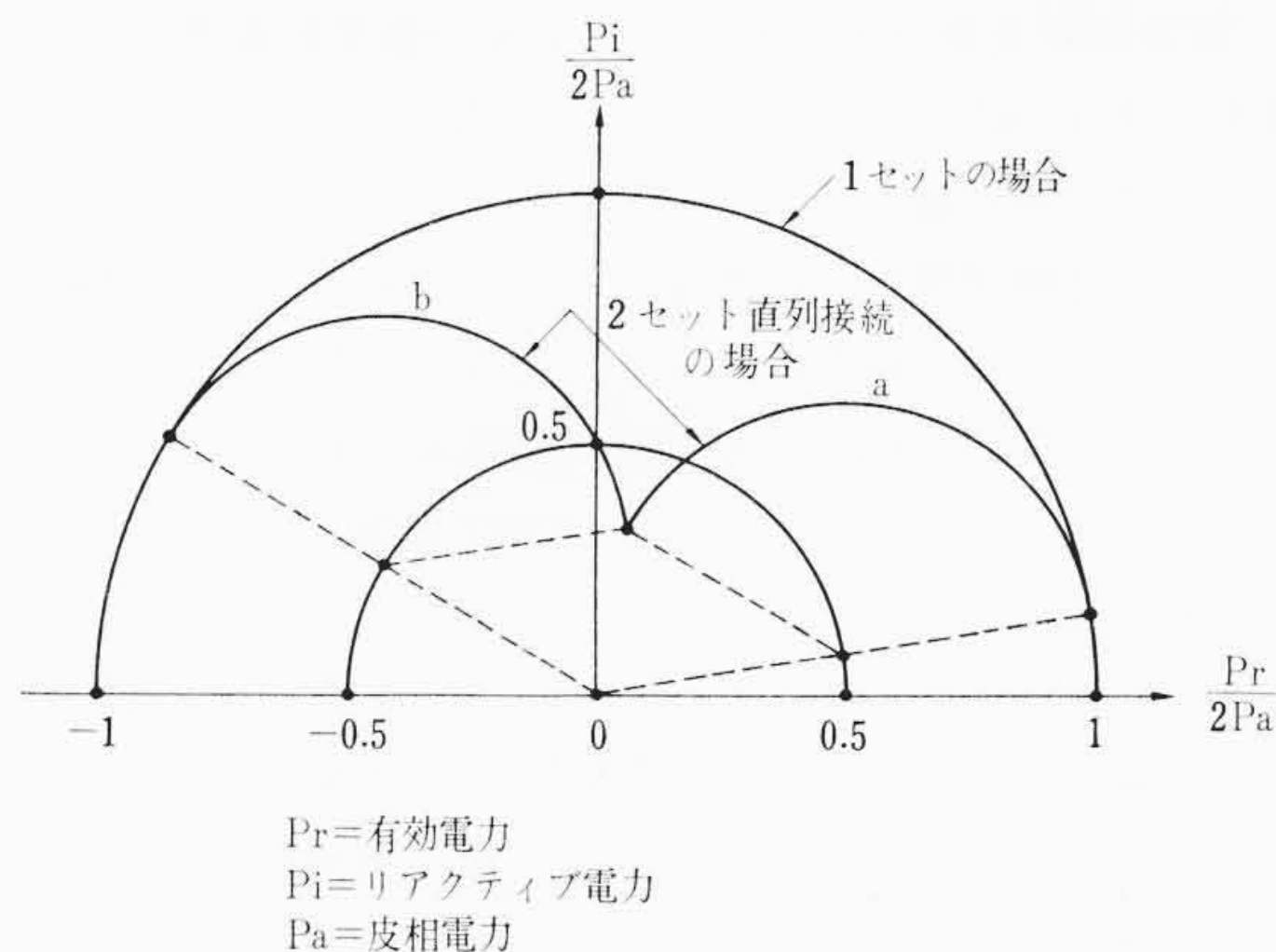
各ゲートの制御角 α_1, α_2 に対し、2セット直列接続サイリスタ変

* 日立製作所日立研究所 工学博士

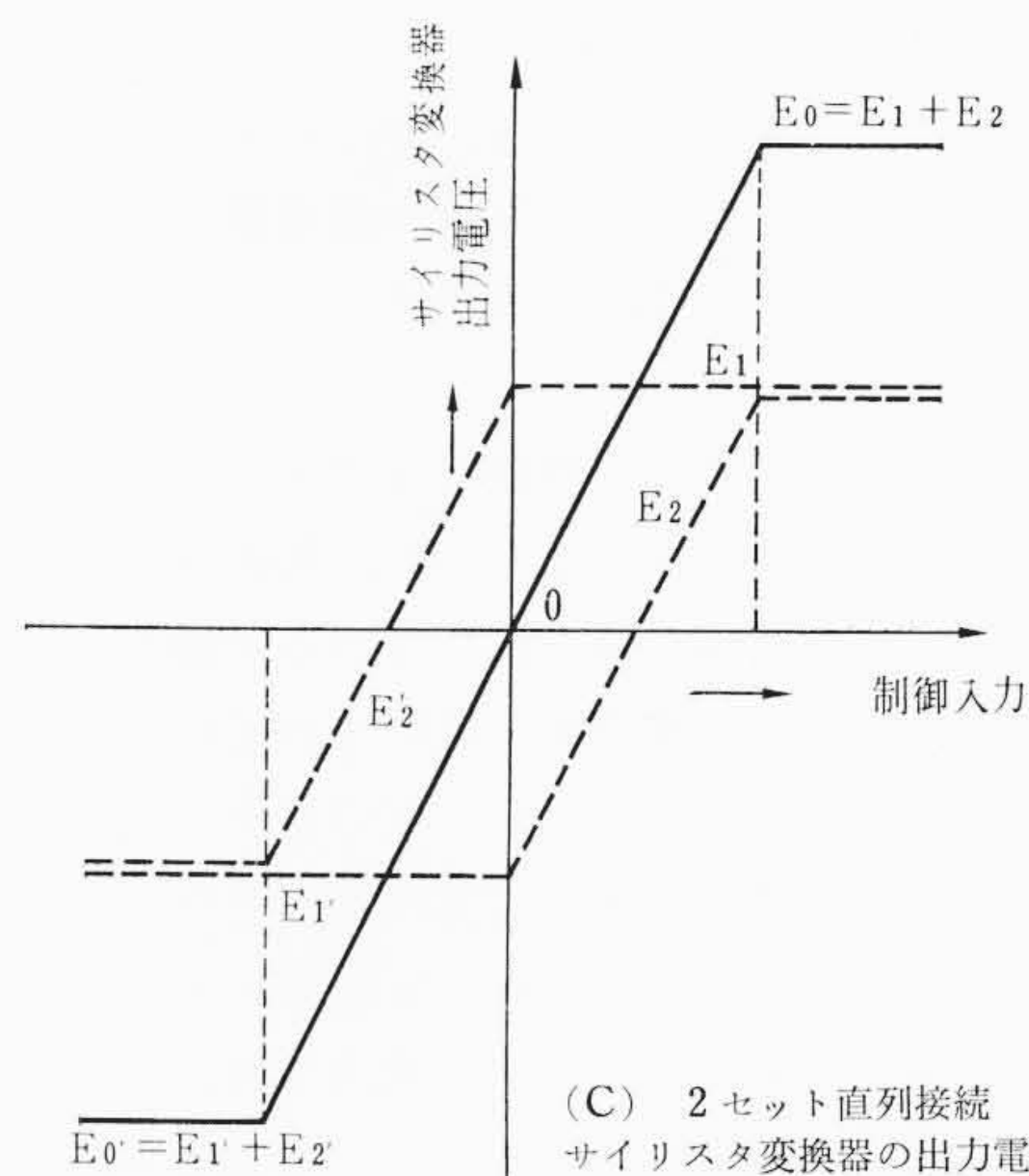
** 日立製作所日立工場



(A) 2セット直列接続サイリスタ静止レオナード回路(正接続のみ)



(B) 対称な2セット直列接続サイリスタ変換器の力率特性



(C) 2セット直列接続サイリスタ変換器の出力電圧特性

図1 2セット直列接続サイリスタ変換器の特性

$$I_a(s) = \frac{G_a G_1 G_2 T_M S}{1 + (1 + G_a G_1 G_2 G_3) T_M S} I_R(s) + \frac{1}{1 + (1 + G_a G_1 G_2 G_3) T_M S} I_L(s) \quad (5)$$

(1) 定常偏差

上式よりわかるように、もし $G_1 = K_1$ (利得)、すなわち積分特性をもたないならば、 $I_a(s)$ の表関数、すなわち電機子電流は階段状電流基準値に対し指数関数的に減少することが推定される。定常偏差が問題になるのは加速終了近くであるから、電流一定と仮定し、まず加速時間 t_0 を推定すると次式のようになる。

$$t_0 = \frac{K_a K \phi T_M}{i_{a0} - i_L} n_0 \quad (6)$$

ここに、 n_0 : 電動機速度

i_{a0} : 加速電流(一定)

i_L : 負荷電流

K_a : 電機子抵抗の逆数

したがって、電流基準値が階段状に与えられて後、 t_0 後の電機子電流 $i_a(t_0)$ は次のようになる。

$$i_a(t_0) = \frac{K_a K_1 K_2}{1 + K_a K_1 K_2 K_3} i_R e^{-\frac{1}{(1 + K_a K_1 K_2 K_3) T_M} t_0} + i_L \times \left[1 - e^{-\frac{1}{(1 + K_a K_1 K_2 K_3) T_M} t_0} \right] \quad (7)$$

ここに、 K_1, K_2, K_3 : G_1, G_2, G_3 の利得

i_a, i_L, i_R : $I_a(s), I_L(s), I_R(s)$ の表関数

ゆえに、定常偏差 Δi_a は、

$$\Delta i_a(t_0) = i_R / K_3 - i_a(t_0) \quad (8)$$

実際には、必ずしも(6)式により加速時間が厳密に与えられるわけではないから、上式が厳密な定常偏差を表わすことにはならない。しかし、それによる計算誤差は普通問題ではない。定常偏差は K_1 により調整できる。

(2) 安定性

電機子電流の安定性は電流波形の立上り部分と定常電流部分に分けて考えられる。

まず、電流波形の立上り部分では、主として電機子回路の伝達関数、

$$G_a = \frac{K_a}{1 + T_E S}, \quad (T_E = \text{電氣的時定数, 通常 } 50 \sim 200 \text{ ms}) \quad (9)$$

の時定数 T_E に対し、電流帰還回路の検出遅れが問題となる。帰還回路の伝達関数は次式で近似できる。

$$G_3 = \frac{K_3}{1 + T_3 S}, \quad (T_3 = \text{電流検出回路の時定数}) \quad (10)$$

整流リップルの基本周波数 300 c/s (電源周波数 50 c/s) だけをろ波する場合は問題はないが、自動パルス移相器特性のばらつきなどに基因する 50 c/s のリップルを同時に除去しようとすると、並列 T 形ろ波器の多段接続を必要とし、そのための遅れが問題となる。このような場合には G_3 に並列に RC 直列回路を接続することにより補償できる。この補償量が大きくなりすぎると帰還回路のろ波性能が低下してリップルが帰還増幅されるので限界がある。実際には、このような大きい電流増加率で電動機を運転すると過渡時の整流に問題を生ずる。これは直流機の容量や鉄心構造により異なるが、電流増加率の許容限界を考慮して、電流基準値をランプ状、もしくは一次遅れの形で印加することが望ましい。

次に、定常電流部分の安定性について考える。この場合、1 秒程度の時間を問題にしているので、伝達関数としては次のも

のを考えておけばよい。

$$G_2 = K_2, \quad G_3 = \frac{K_3}{1 + T_3 S}, \quad G_a = K_a \quad (11)$$

上式を(5)式に代入するとわかるように、負荷電流 i_L の存在により電機子電流は減衰振動特性をもつ。この振動をおさえるためには、伝達関数 G_1 、すなわち増幅器にダンピング回路が必要である。

2.3.2 電圧制御系の特性

加速終了近くから飽和要素 L_F の動作点が飽和領域から線形領域にはいり、電圧制御系の閉ループが形成される。図3のブロック線図より、電動機端子電圧の裏関数 $E_M(s)$ は次式のようになる。

$$E_M(s) = \frac{\frac{G_0 G_1 G_2}{1 + G_0 G_1 G_2 G_4} (1 + T_M S)}{1 + \left(1 + \frac{G_a G_1 G_2 G_3}{1 + G_0 G_1 G_2 G_4} \right) T_M S} E_R(s) - \frac{\frac{G_1 G_2 G_3}{1 + G_0 G_1 G_2 G_4}}{1 + \left(1 + \frac{G_a G_1 G_2 G_3}{1 + G_0 G_1 G_2 G_4} \right) T_M S} I_L(s) \quad (12)$$

(1) 定常偏差

上式で、各伝達関数 G_i ($i = a, 0, 1, 2, 3, 4$) の利得をそれぞれ K_i とすれば、定常状態における電動機端子電圧 e_M は次のようになる。

$$e_M = \lim_{s \rightarrow 0} S E_M(s) = \frac{K_0 K_1 K_2}{1 + K_0 K_1 K_2 K_4} e_R - \frac{K_1 K_2 K_3}{1 + K_0 K_1 K_2 K_4} i_L \quad (13)$$

ここに、 $K_0 K_1 K_2 K_4$: 電圧制御系の一巡利得

$K_1 K_2 K_3$: 電流制御系の一巡利得

ゆえに、もし、 $K_0 K_1 K_2 K_4 \gg 1$ ならば(13)式は次式のように近似できる。

$$e_M \doteq \frac{1}{K_4} e_R - \frac{K_3}{K_0 K_4} i_L \quad (14)$$

右辺第2項が、負荷電流 i_L による定常偏差の近似値を示す。この値は電流制御系および電圧制御系の帰還定数 K_3 および K_4 が定まると、電圧制御系の増幅器の利得 K_0 を大きくするほど小さくなることを示している。

(2) 安定性

電圧制御系の安定性がよくないと、電圧指令の微変、負荷変動あるいは加速終了時の電流基準値の減少などの場合に、電動機端子電圧が振動して好ましくない。

電圧制御方式では、電動機の機械的時定数に対し帰還回路の遅れが大きくなると安定性が悪くなる。このような場合には、電圧制御系の増幅器 G_F にダンピング回路を付加することにより安定性が改善される。これは、またリップルの減少にも効果がある。

以上、電圧制御方式について制御系の特性を考察したが、速度制御方式についても同様に考えられる。

3. 無循環電流方式による切換制御

可逆静止レオナードにおいて、正接続側サイリスタ変換器と逆接続側サイリスタ変換器を切り換えて電源と電動機間の電力授受を行なう方法として、循環電流方式、循環電流抑制方式および無循環電流方式の3種がある。循環電流方式は循環電流のため変圧器、サイリスタ変換器、直流リアクタの設備容量が増し、定常損失などのため経済的に不利である。しかし、切換時間は問題にならない。循環電流抑制方式は前報⁽²⁾で報告したもので、本方式は定常損失は比較的小さいが直流リアクタが必要である。しかし、性能上切換時間は

循環電流方式と同様、問題にはならない。以上の方式はいずれも大なり小なり設備上経済的不備が伴うので、特に装置が大形になると無循環電流方式が有利になる。

無循環電流方式では変圧器、サイリスタ変換器などの容量増加は不必要で、直流リアクタも不要になる。ただし、後述のような切換論理回路が必要となる。また、切換時間を必要とするので、この値がどの程度にできるかが実用上問題となる。筆者はこの問題に対し、速応性にすぐれたトランジスタ論理要素「シリコン・トランジログ⁽³⁾」を使用して解決している。

3.1 正逆接続サイリスタ変換器の切換手順

無循環電流方式は使用しない側のサイリスタ変換器のゲート・パルスを遮断して、正逆接続サイリスタ変換回路に循環電流を瞬時たりとも流さないという考え方に立脚している。この場合問題になるのはゲート・パルスを遮断する時期である。みだりにゲート・パルスを遮断するとサイリスタ変換器が転流失敗し故障をまねくことがある。そのため切り換えには一定の手順が必要である。

(1) まず、速度偏差（または電圧偏差）が負になったことを検出し、正側制御系の電流基準値を零にする。

(2) するとサイリスタ電流は減少するので、その電流が断続するまで待つ。

(3) 電流が断続あるいは零になったとき、正接続側サイリスタ変換器のゲート・パルスを遮断する。

(4) 正側ゲート・パルスが存在しなくなれば、逆側ゲート・パルスの遮断状態を解き、逆側サイリスタ変換器にゲート・パルスを供給する。

(5) 逆側制御系の電流基準値を適当な速度で与え、逆接続サイリスタ変換器の運転を開始する。

以上のうち、(3)の電流検出方法により、二、三の切換方式が考えられるが、回路構成が簡単なため、断続状態に至る一定の時間の後にゲート・パルスを遮断する方法をとる。

3.2 切換制御装置の構成および動作原理

前節の切換手順をもとにして構成した切換制御装置の回路構成を図 4 (A) に示す。同図には 2 セット直列接続サイリスタ変換器をまとめて、それぞれ Th_0 および Th'_0 で示してある。また、電流基準値の開閉はアナログ・ゲート AG_1 および AG_2 で、ゲート・パルスの開閉はそれぞれの自動パルス移相器の信号 S_1 および S_2 で行なわれる。電圧偏差の符号検出は増幅器 AMP_0 および比較器 CP で行なわれる。切換動作波形は同図 (B) に示されているが、その詳細については説明を省略する。

4. 実験結果

正および逆接続側のそれぞれの 2 セット直列接続サイリスタ変換器に付随する 4 組のゲート分配回路および制御回路を、シリコン・トランジスタおよびシリコン・ダイオードを用いて試作した。供試電動機としては 150 kW, 440 V 直流電動機を用い、負荷用として直流発電機を直結してある。

実験の内容は、主として電流制御系および電圧制御系の性能を示す定常特性と、切換回路の性能を示す過渡特性に大別できる。

4.1 定常特性

4.1.1 サイリスタ変換器の出力電圧特性

制御系を閉ループ状態にして、電圧指令に対して各サイリスタ変換器の端子電圧を正接続側および逆接続側についてそれぞれ測定した結果を図 5 (A) および (B) に示す。

4.1.2 電圧制御および電流制御特性

電圧指令を助変数にとり、負荷電流に対する電動機端子電圧を測定したのが図 6 である。図上には開回路状態における特性が示

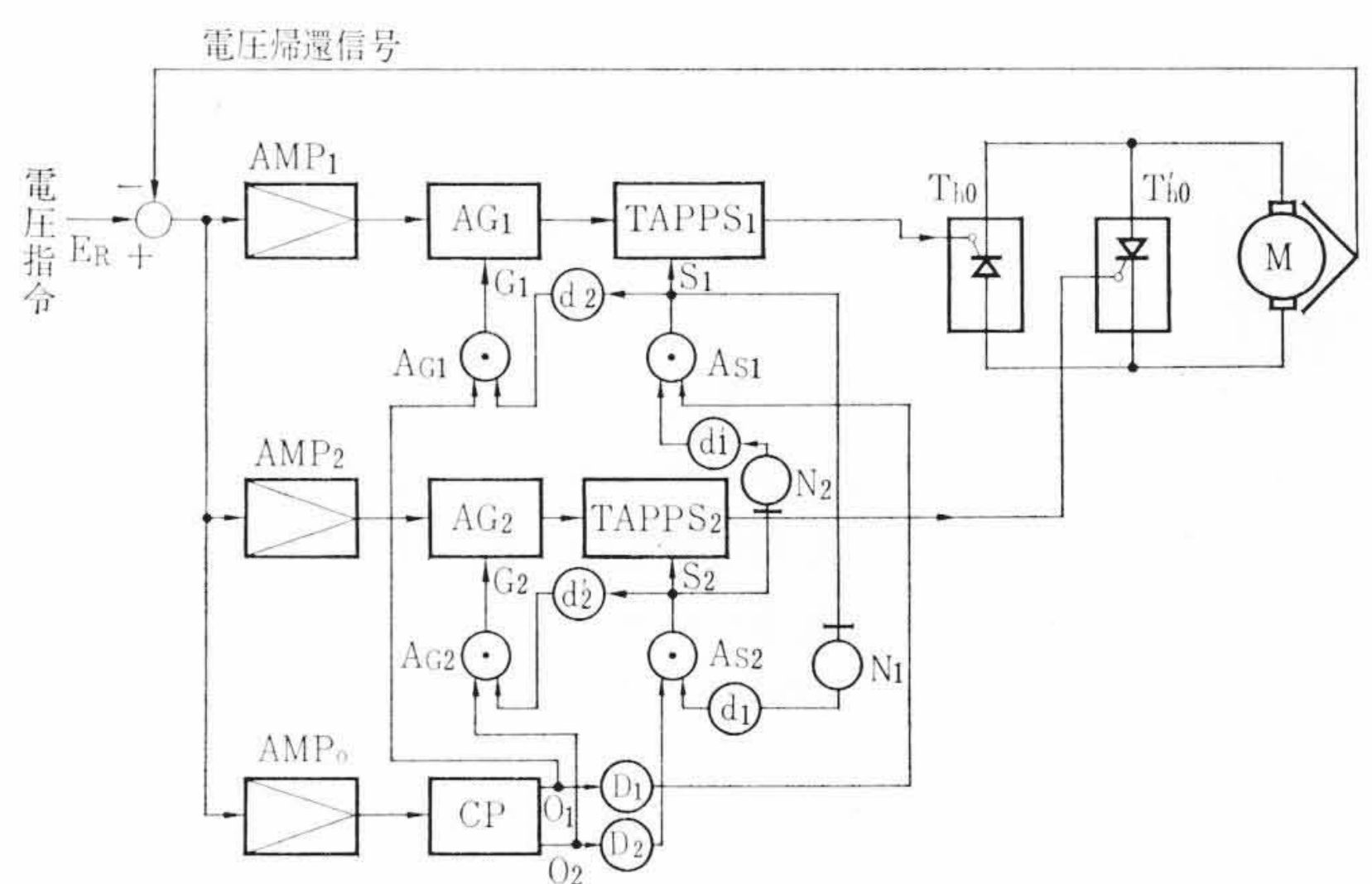
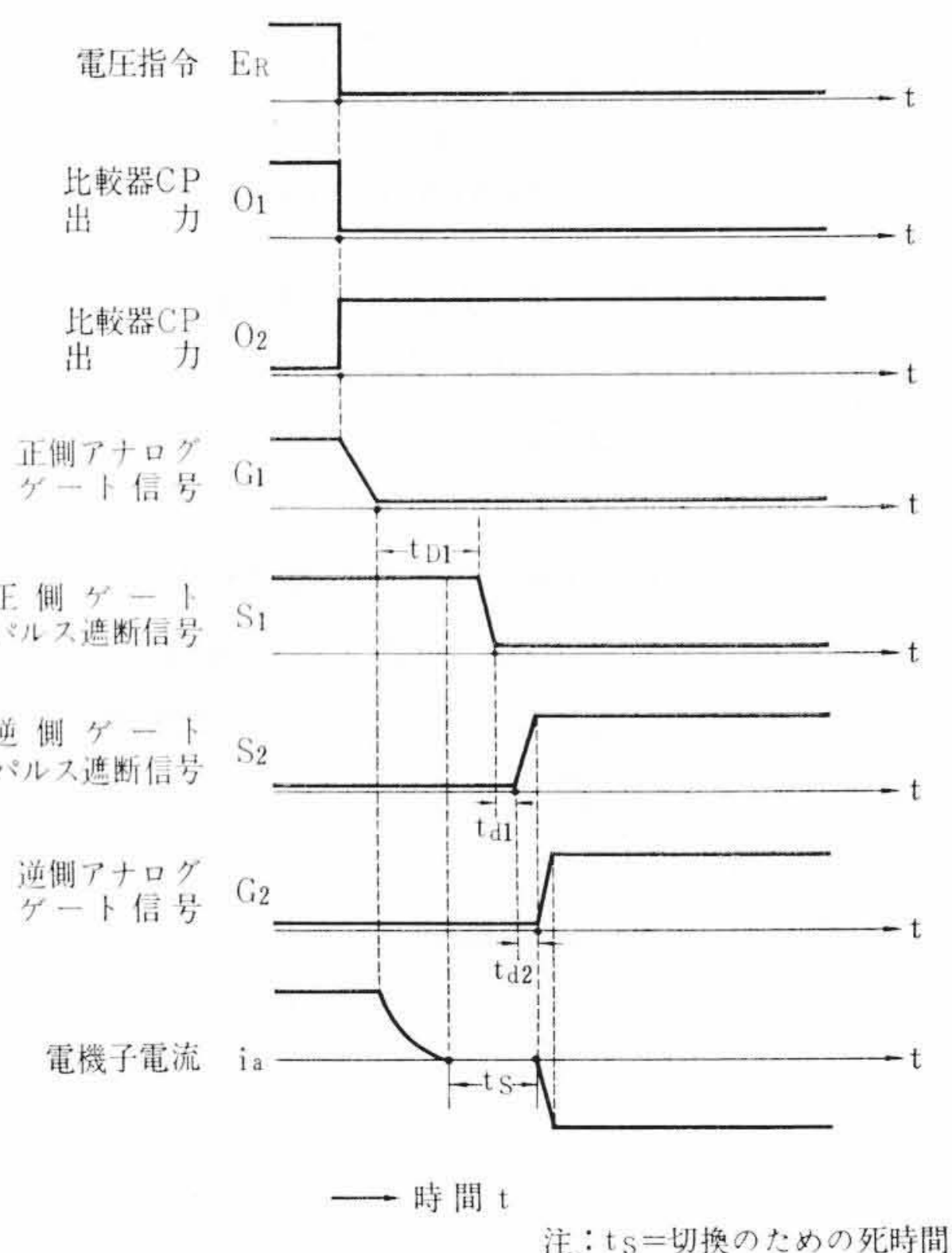


図 4 (A) 正逆接続サイリスタ変換器切換回路

図 4 (B) 切換回路の動作波形



してあるが、これに比べきわめて良好な電圧制御特性と電流制御特性が得られている。電圧変動は開回路時の約 $\pm 0.7\%$ である。

4.2 過渡特性

4.2.1 加減速特性

電圧指令を ON および OFF した場合の回路各部の動作波形を図 7 に示す。この結果、速度の直線性はよく、加速電流の方形性は波形率が約 1.07 で、従来の 1.2~1.8 程度に比べかなりよい。

4.2.2 切換回路の動作と切換時間

電圧指令 E_R を 0 からある値に階段状に変化したときの E_R を基準にした切換回路各部の波形を図 8 に示す。また、加速期間中、電圧指令を ON-OFF-ON した場合の回路各部の波形を図 9 に示す。この結果、切換えによる死時間は約 3 ms で実用上、問題はない。

4.2.3 繰返し電圧指令に対する応答

電圧指令を ON-OFF 状に繰返して与える場合の応答波形を図 10 に示す。この結果、転流失敗もなく装置が安定、確実に動作していることがわかる。

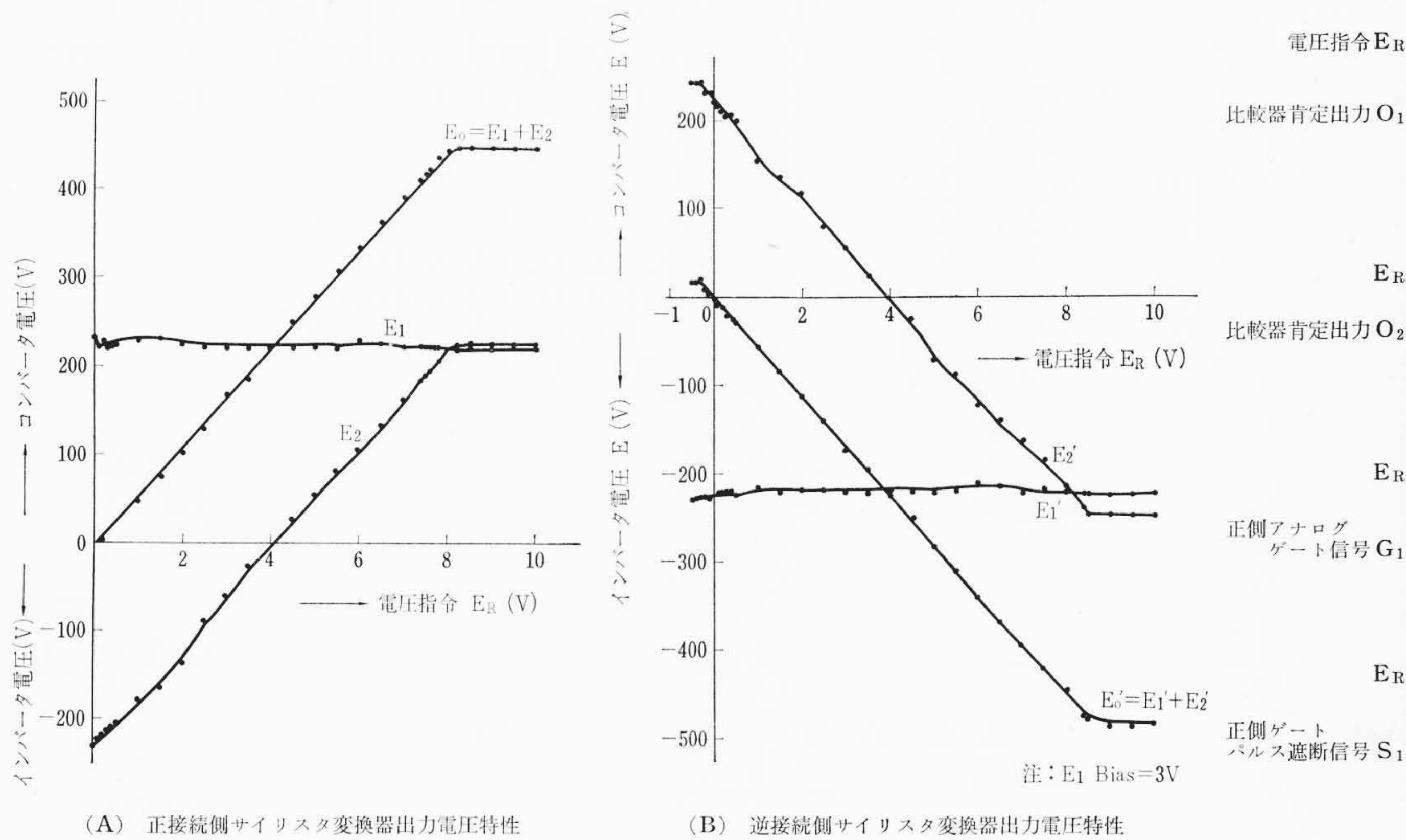


図5 サイリスタ変換器の出力電圧特性

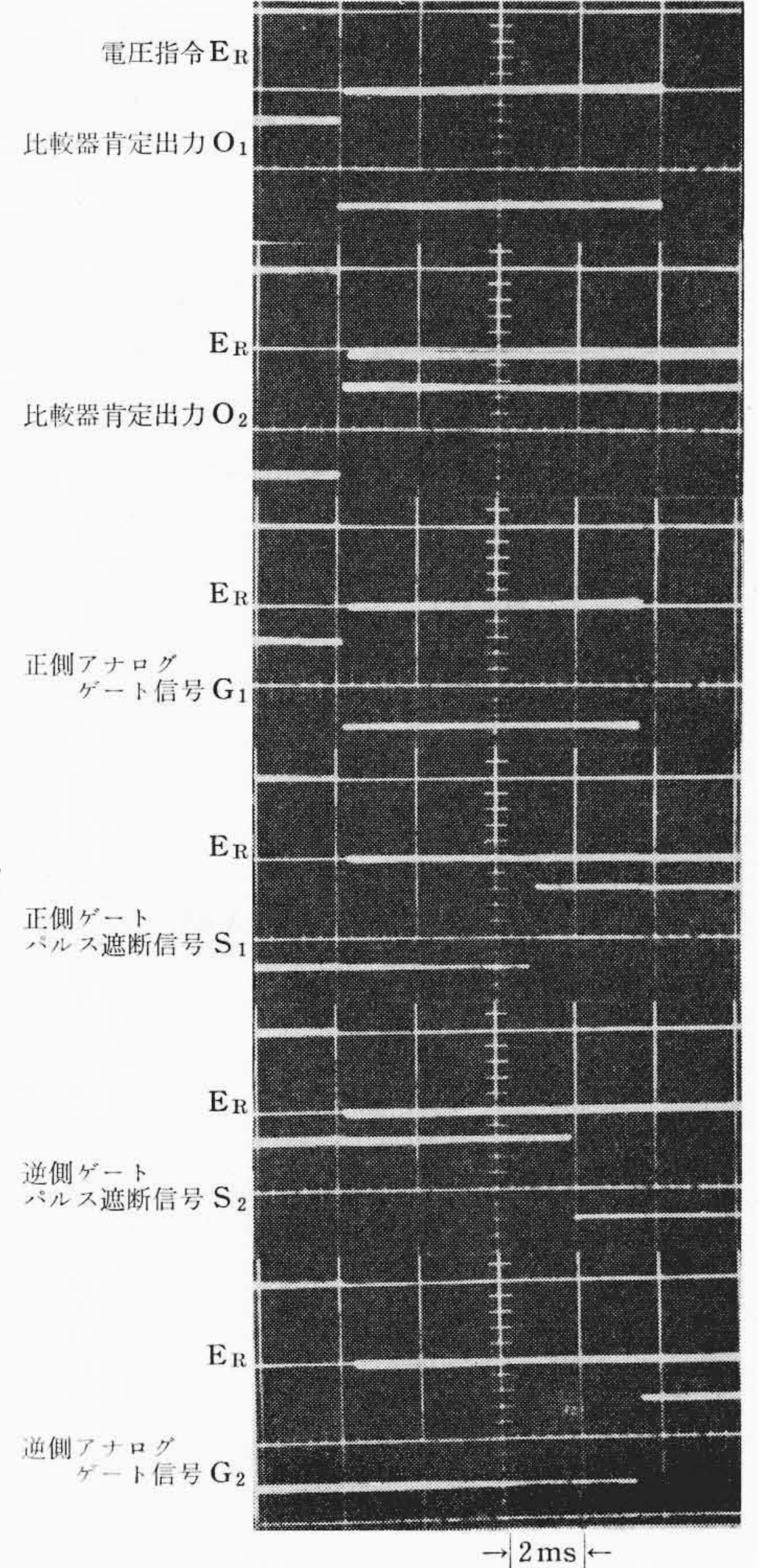


図8 切換回路の動作波形

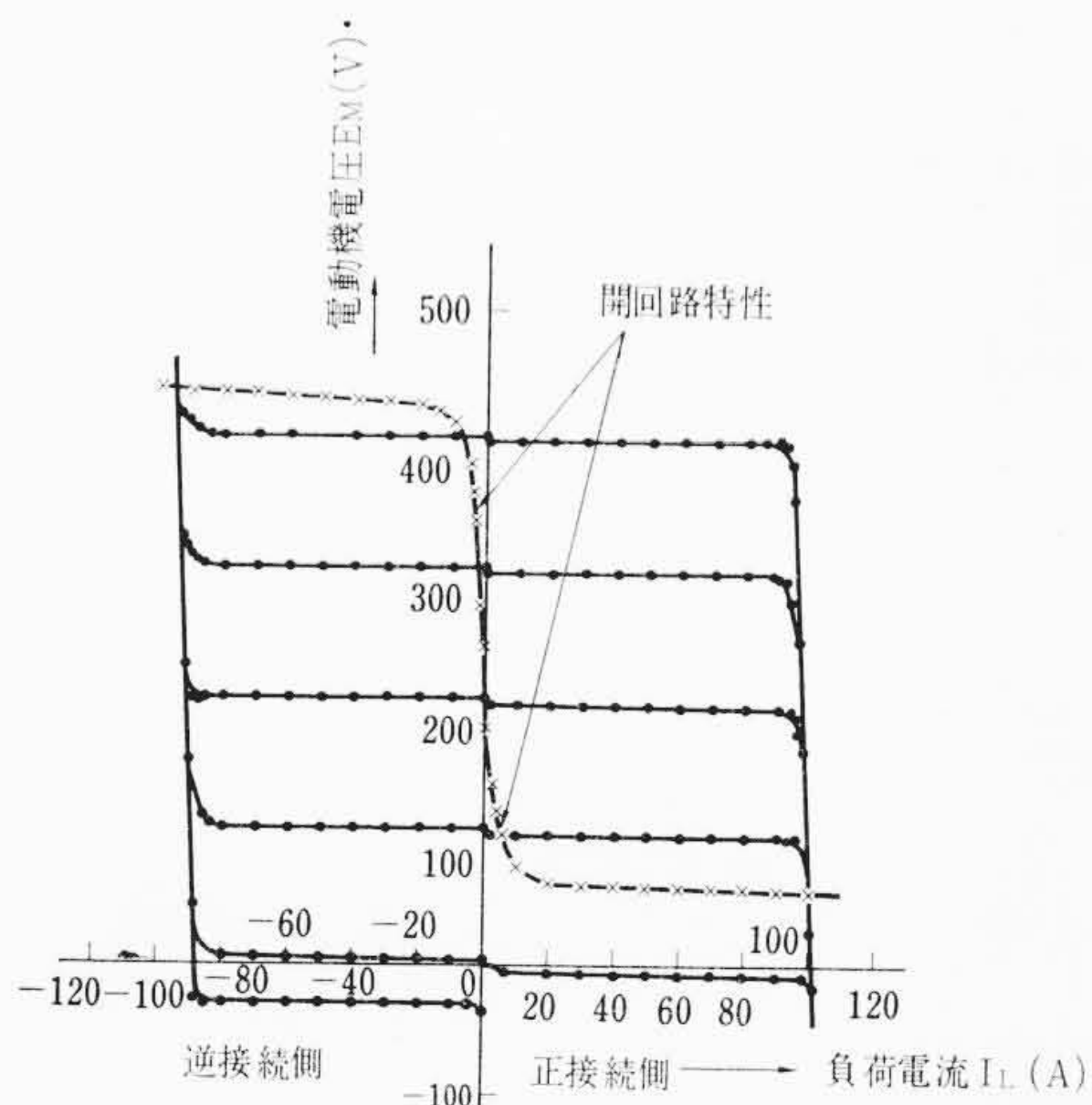


図6 負荷特性

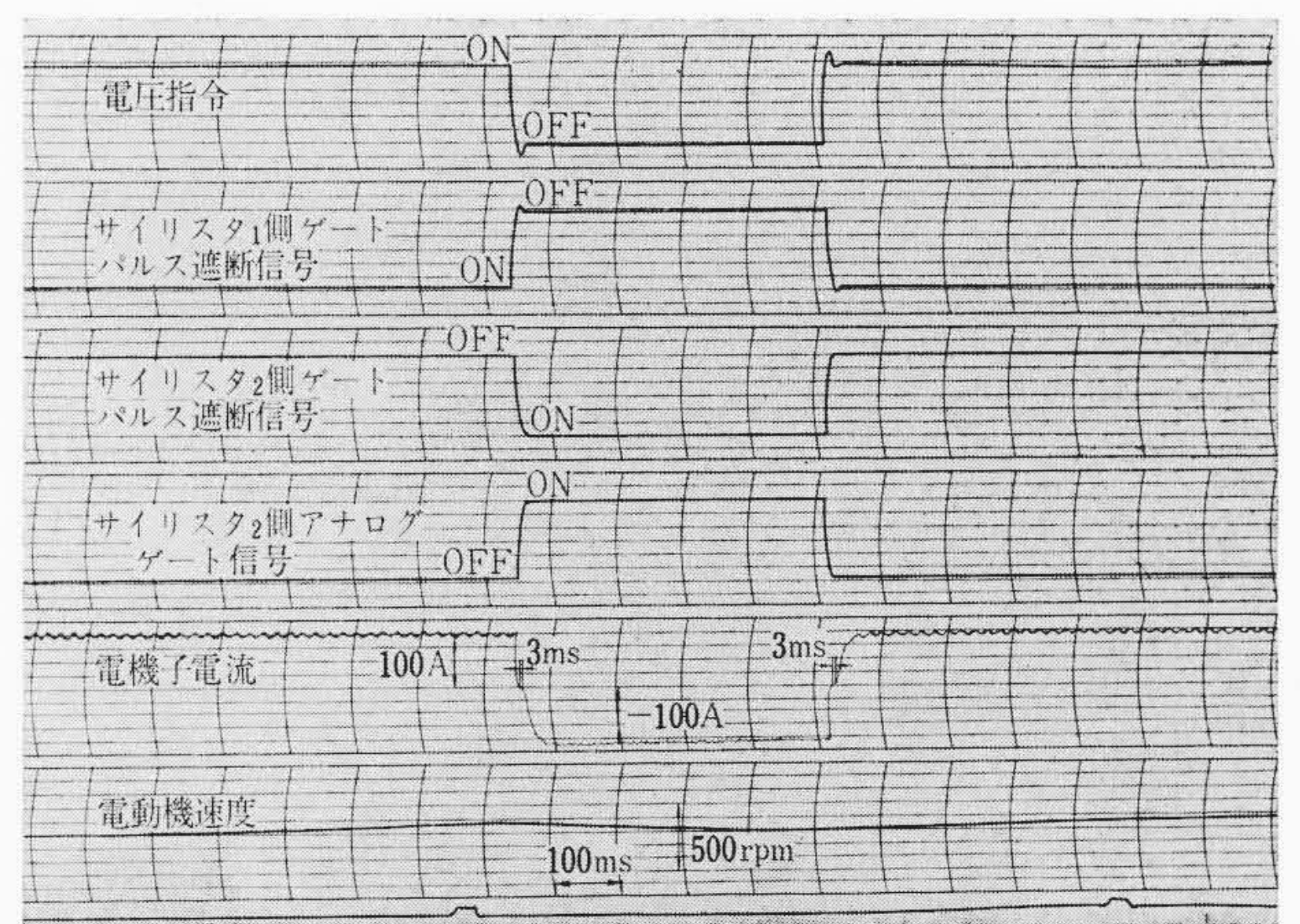


図9 順逆変換器切換状態

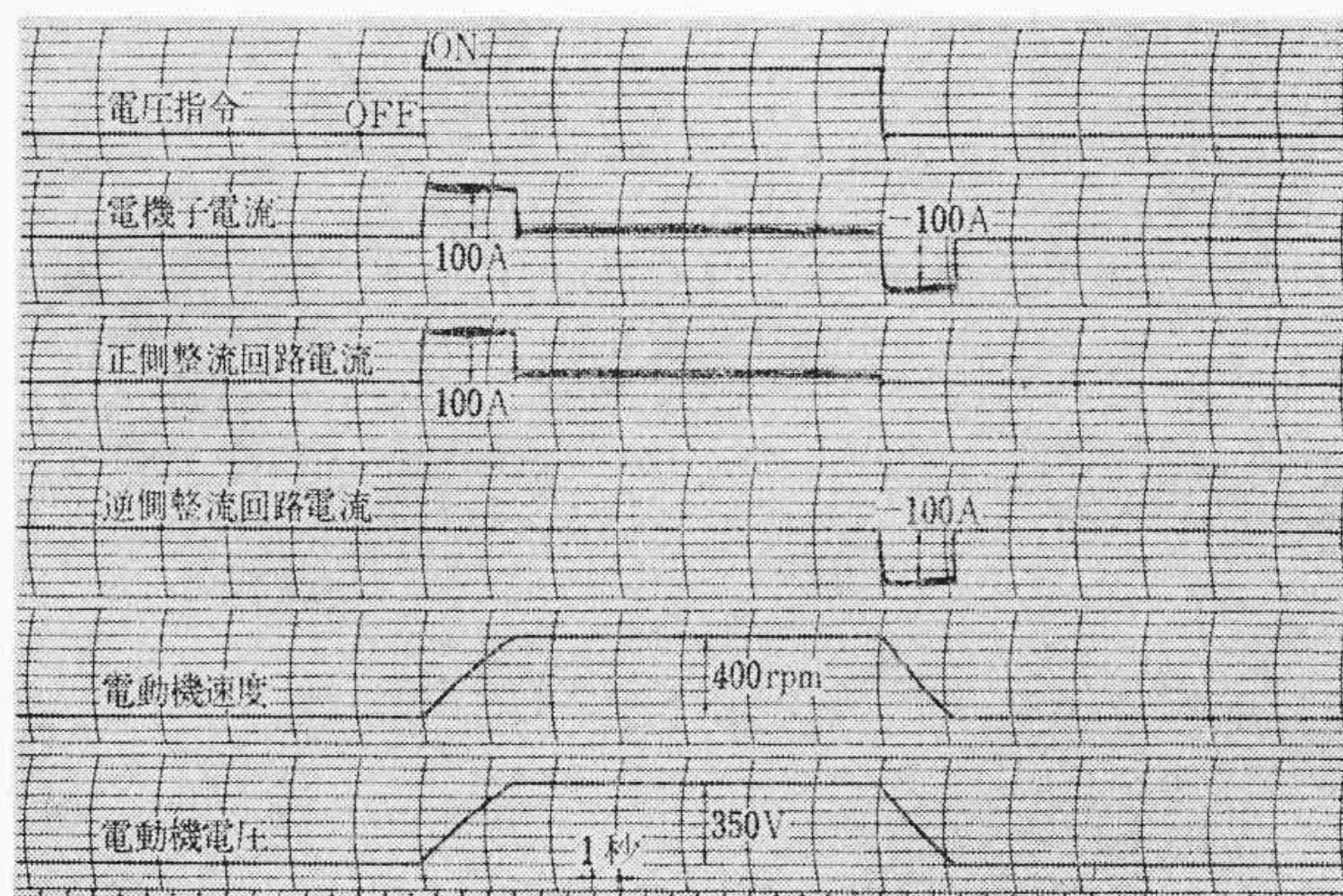


図7 加減速指令に対する応答

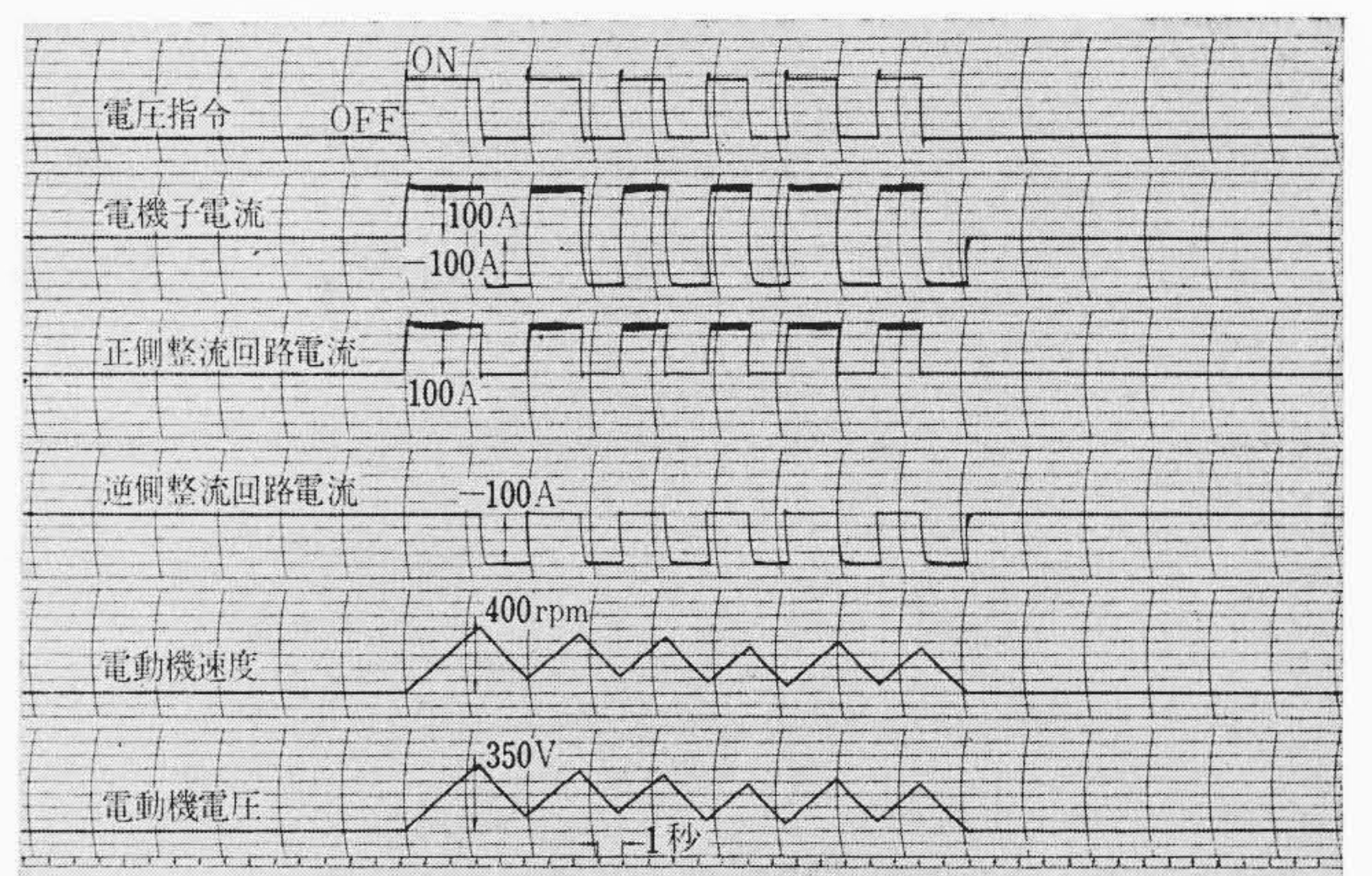


図10 繰返し速度指令に対する応答

5. 結 言

以上の理論的検討および実験の結果，次のような性能が明らかになった。

- (1) 力率制御に必要な所望のサイリスタ出力特性が得られる。
- (2) 電圧制御による電圧変動は開回路時の約 0.7% である。
- (3) 電流制御特性は定常状態，過渡状態ともに安定である。
- (4) 加減速電流の方形性はよく波形率は約 1.07 である。
- (5) 切換えによる死時間は約 3 ms で実用上問題はない。

(6) 繰返し電圧指令変化に対しても装置は安定に動作する。

以上の検討により 3,000 kW 以上の大容量静止レオナード制御について大部分の基本的な問題が解決でき，製品化が進められるようになった。

参 考 文 献

- (1) 小西：日立評論 49, 425 (昭 42-4)
- (2) 小西：日立評論 48, 681 (昭 41-6)
- (3) 小西：日立評論 45, 1943 (昭 38-12)
- (4) 小西：制御工学 9, 151 (昭 40-3)

Vol. 28 日 立 造 船 技 報 No. 1

目 次

- ・形鋼材における曲線ケガキのデジタル化
 - ・外板自動塗装装置
 - ・T ビーム自動組立溶接装置
 - ・新工法による因島工場 3 号ドック拡張工事
- ・操縦性より見たかじ面積決定法
 - ・甲板荷重が船こく重量に及ぼす影響
 - ・鉄骨ラーメン構造の復元力特性
 - ・パルプ用木がま(釜)ヒータ拡管部の超音波探傷

………本誌に関する照会は下記に願います………

日立造船株式会社技術研究所
大阪市此花区桜島北之町 60

第 29 卷 日 立 第 6 号

目 次

- ・随筆「進歩」三宅艶子
 - ・走れ！ロコ
 - ・新しい医学の胎動
 - ・おけさの島佐渡
 - ・驚異的なトンネル内換気
 - ・はらじゅくの街で一夜間タバコ自動販売機一
- ・話題のバスユニット
 - ・未知へ挑む「電子を追う」
 - ・カレースポット「光は力」
 - ・話のロビー「晴れのち曇りは大仕事」
 - ・H. S. F. 「目撃者」

発行所 日立評論社

取次店 株式会社 オーム社書店

東京都千代田区丸の内 1 丁目 4 番地
振替口座 東京 71824 番
東京都千代田区神田錦町 3 丁目 1 番地
振替口座 東京 20018 番