

制御極付シリコン整流器による直流定電圧装置

D. C. Constant Voltage Device Using Silicon Controlled Rectifiers

岩 田 幸 二* 天 野 比 佐 雄*

Kōji Iwata

Hisao Amano

内 容 梗 概

制御極付シリコン整流器はその優秀な特性により多方面の応用が期待されている。そこで本論文には制御極付シリコン整流器の特性、これを制御する回路の一つとして可飽和リアクタを用いたものを述べ、これと半導体回路素子を使った回路をこの制御極付シリコン整流器に組合せた直流定電圧装置について紹介している。

1. 緒 言

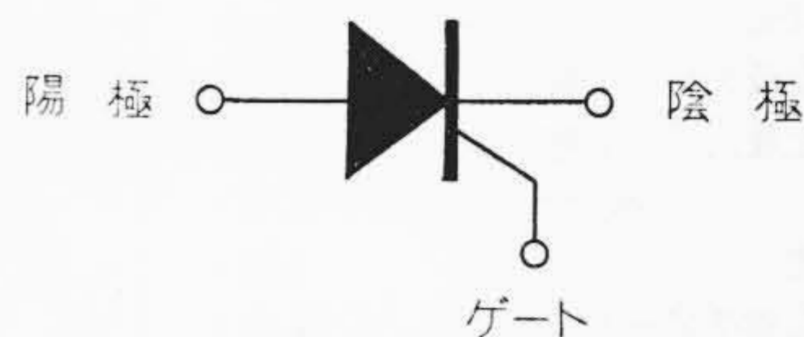
制御極付シリコン整流器 (Silicon Controlled Rectifier, 以下 SCR と略称する) は 1958 年 GE 社から売出されたが、そのすぐれた性能のため、この出現は電力応用技術の革命といわれたほどである。その特性は格子制御放電管に似ておりスイッチング素子として計算機に、制御回路にその応用分野は広く、将来は格子制御放電管はもちろんのこと磁気増幅器の大部分はこれによって置換えられるであろうという人もいる。ここでは SCR の特性とこれを制御するゲート制御回路の一例として可飽和リアクタを利用した回路について述べ、最後にこの制御回路とツェーナダイオードを使った検出回路、トランジスタ増幅器および SCR を組合せた直流定電圧装置を紹介する。

2. SCR の 特 性

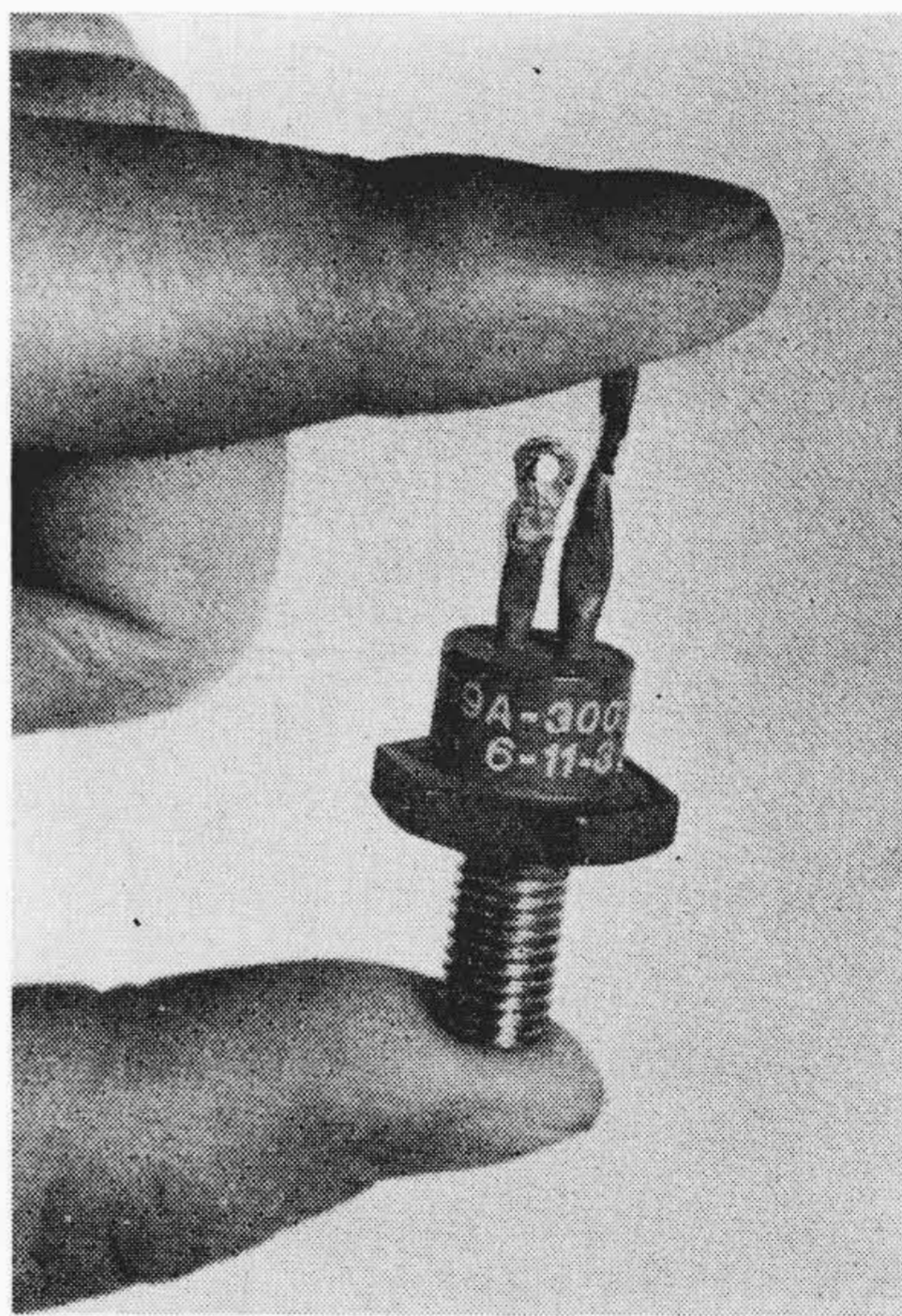
SCRの構成およびそのスイッチング作用に関してはいくつかの論文が出ており⁽¹⁾、本誌でもすでに紹介してある⁽²⁾ので、ここでは SCR を使用する際に必要と思われる電気的特性を簡単に紹介することにする。

SCR の表示は第 1 図に示した表示法を使うこととする。すなわち普通の整流器の陰極側に第三電極ゲート (gate) をつけたものである。第 2 図は GE 社製 SCR, ZJ 39 A-300 で定格と特性を第 1 表に示す。その V-I 特性は第 3 図に示すように逆方向は P-N 接合の逆方向特性と似ており、順方向は Breakover するまでは逆方向と同じくわずかの飽和電流が流れているのであるが、電圧が Breakover voltage をこえると電流は急に流れやすくなり、P-N 接合の順方向特性と同じく負荷と入力電圧とによって決まる電流が流れ、その電圧降下は第 1 表に示したように非常に低い値になる。この Breakover voltage はゲートから陰極に電流を流すことによって低くなるので、このゲート電流を加減することによって点弧を制御することができるわけである。第 4 図と第 5 図

* 日立製作所日立研究所



第 1 図 SCR の表示法

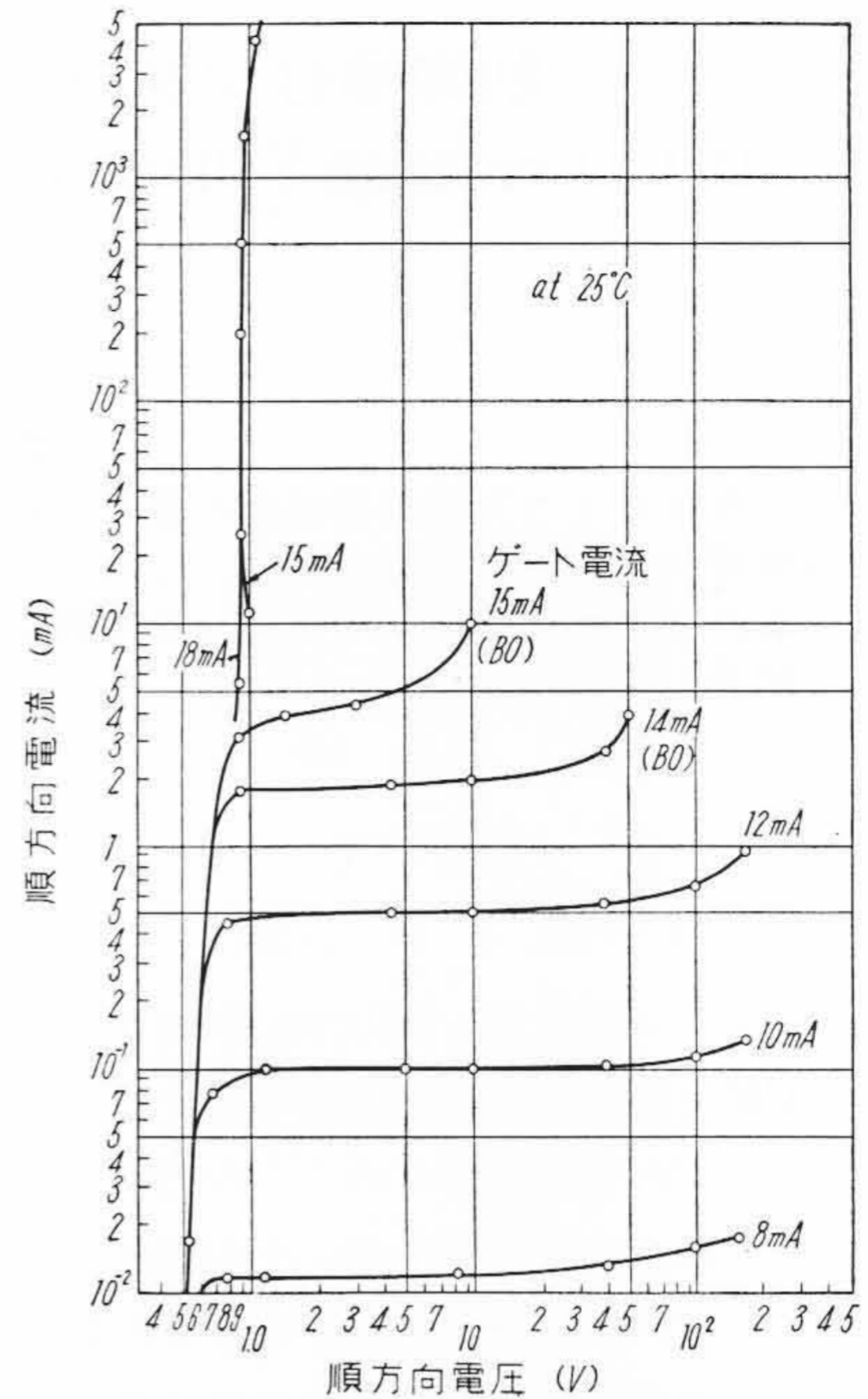


第 2 図 GE 社製 SCR, ZJ 39 A-300

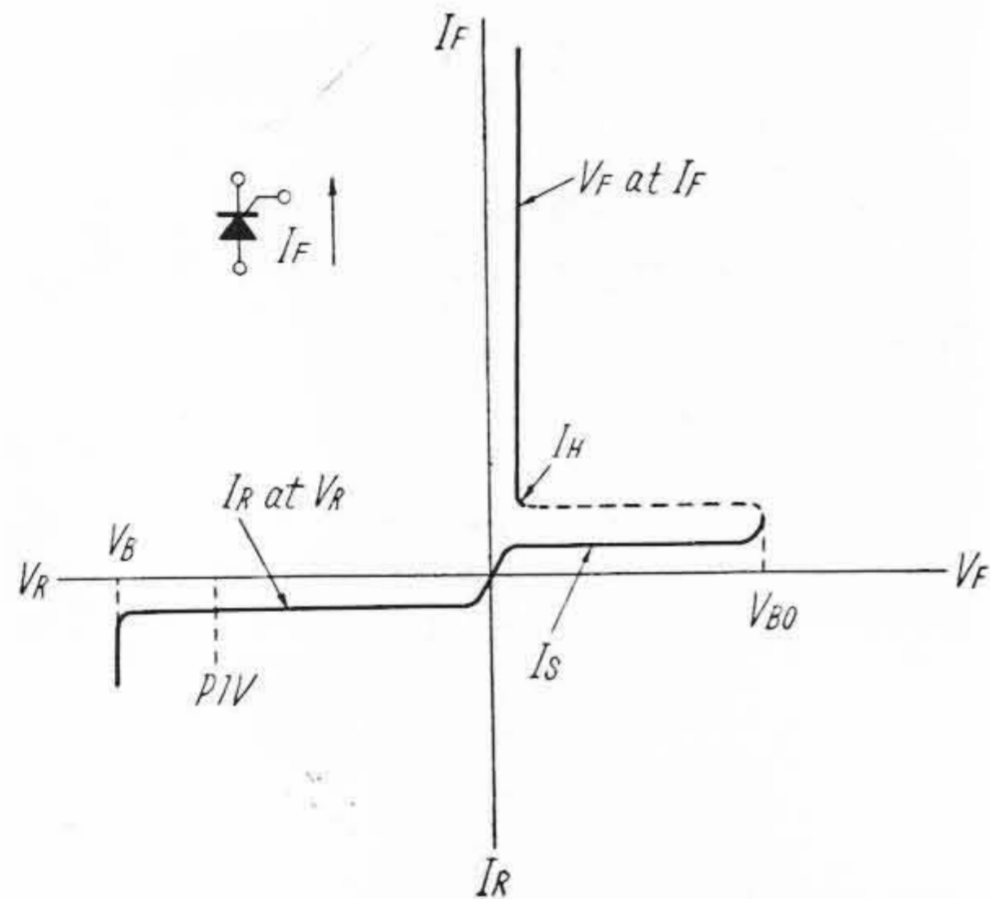
は ZJ 39 A-300 の順方向特性とゲート電流による Breakover voltage の変化の一例である。第 5 図をみるとわかるようにいまのところ Breakover voltage は温度によって大きな変化をするし、個々のばらつきも大きいので、使用の際この点に注意しなければならない。またゲートには逆方向に電圧がかかると素子が劣化することがあるのでゲートと直列にダイオードをつないでこれを防ぐ必要がある。またゲート電流によって逆方向電流が大きくなる性質があり、あまりそれが大きくなると接合の温度上昇が大きくなって Thermal runaway の原因となることがある。したがってゲートには時間の短い正のパルスを加えることが望ましい。

第1表 GE社製SCRの定格と特性

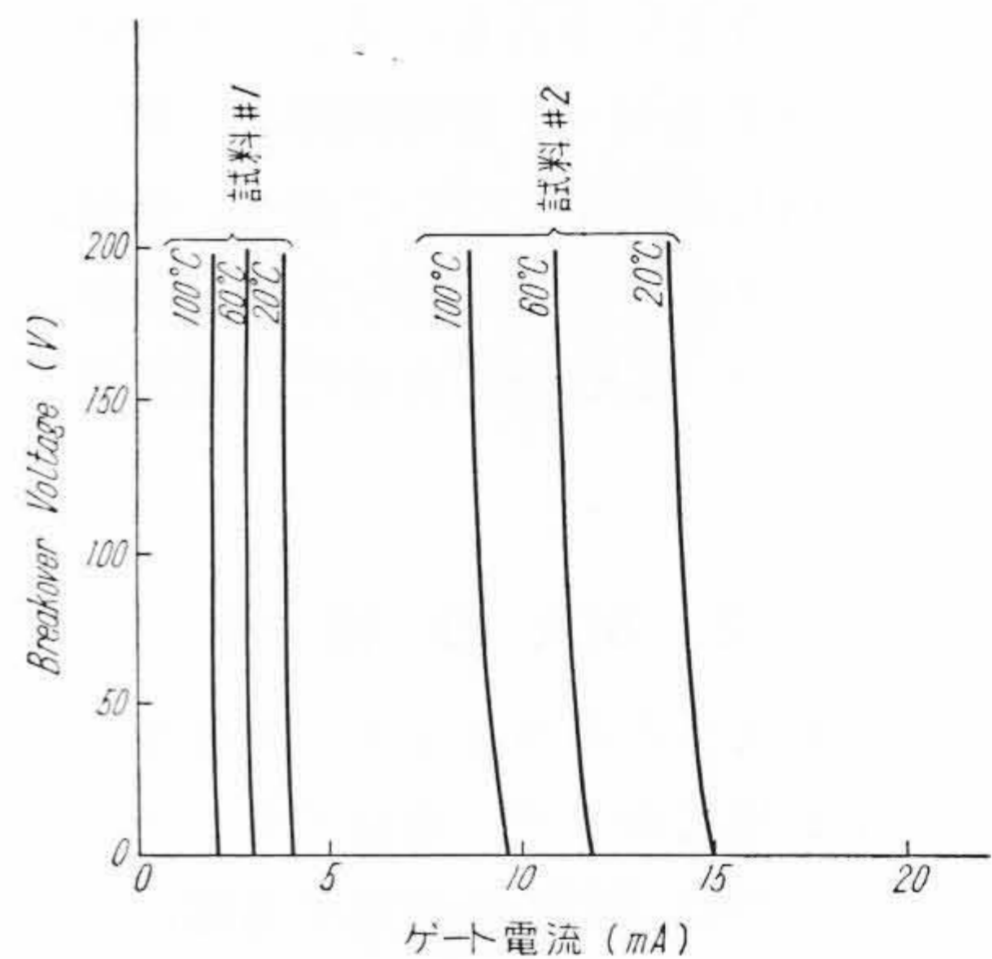
最大許容定格 (抵抗あるいは誘電負荷)	Z J 39A-300
連続尖頭逆電圧 (PIV)	300V
過渡尖頭逆電圧 (5 msec以内)	400V
RMS電圧 (V_{rms})	210V
平均順方向電流 (I_F)	<16A
1サイクルサージ電流 (i_{surge}) (60~)	150A
尖頭ゲート電流 (i_g)	0.3A
尖頭ゲート電圧 (e_g)	5V
保存温度	-65°C~+150°C
運転温度	-65°C~+125°C
スタッドのトルク	30 inch-pounds
特 性 (最大定格時)	Z J 39A-300
最小順方向 Breakover Voltage (V_{BO})	300V
最大順方向電圧(全サイクル平均)($V_F A_{ve}$)	0.75V
点弧に必要な最大ゲート電流 (I_{GF})	25mA
点弧に必要な最大ゲート電圧 (V_{GF})	3V
最大熱抵抗 (接合からスタッドまで)	2°C/W
標準保持電流 (I_H)	10mA
点弧に必要な標準ゲート電流 (I_{GF})	10mA
標準 Turn-on Time (t_d+t_r)	1μs
標準 Turn-off Time (t_o)	3μs



第4図 ZJ 39 A-300 の順方向特性



第3図 SCR の V-I 特性



第5図 ZJ 39 A-300 のゲート電流と Breakover voltage の関係

次に SCR の特長を列記する。

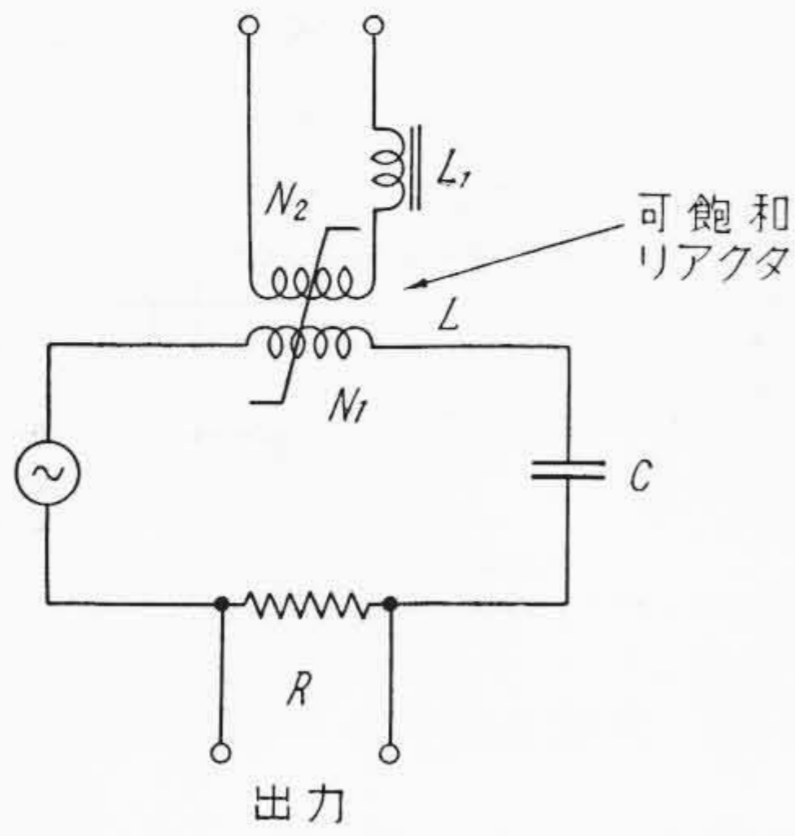
- (1) 小形であり、0.1W 以下のわずかの制御電力によって数キロワットの電力を制御することができる。
- (2) 通電時の電圧降下は小さく、損失が少ない。
- (3) スイッチング速度は回路によって異なるが第1表に示すように速い。
- (4) 動作温度は-65°Cから +125°C までの広範囲なので低温でも特に保温する必要はない。
- (5) ヒータがないのでそのための補助回路も不要である。
- (6) ほかの半導体整流器と同じく定格内での使用に対しては非常に永い寿命が期待される。

3. SCR の制御回路の一例

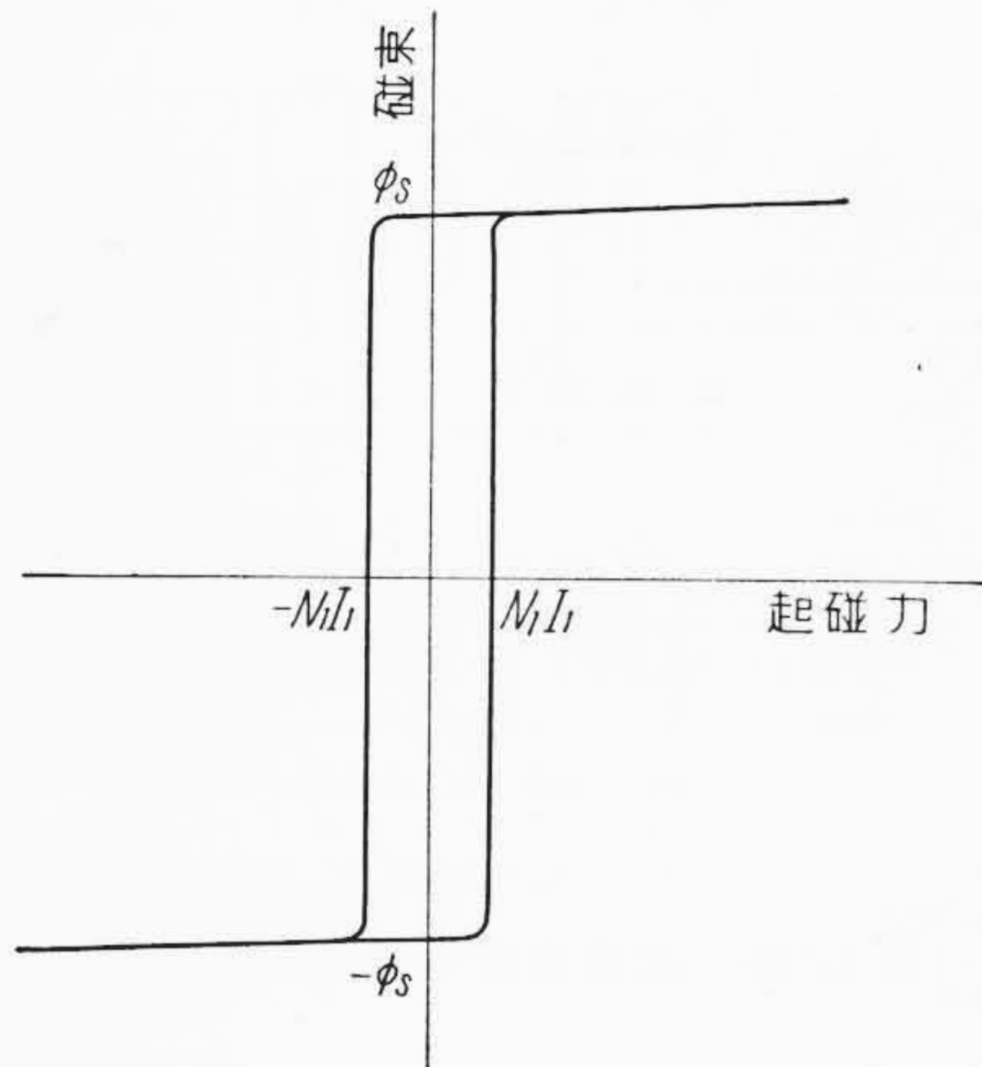
以上のように SCR は多くのすぐれた特性を持つので

あるから、それらを十分発揮させるように使わなければならない。またゲート制御回路にしても SCR に合ったものを用いるべきであり、ここに紹介する回路は後に述べる直流定電圧装置のために作られたもので小形、簡単、堅固しかも所要の特性は十分そなえている。従来この種の回路においてはパルスの発生とその移相とは別々に行っているが(たとえばピークトランスと自動移相器)この回路ではその両方を一つの装置によって行えるのが大きな特色である。以下これを自動パルス移相器と称しその原理について述べる。

構成を第6図に示す。可飽和リアクタLとコンデンサCおよび抵抗Rの直列回路であり、リアクタには交流巻線 N_1 と直流巻線(制御巻線) N_2 が設けてある。リアク



第6図 自動パルス移相器の結線図



第7図 可飽和リアクタの磁化特性

タは第7図に示すような磁化特性をもつ。いま考え方を簡単にするためリアクタが飽和したときは、そのインダクタンスおよび抵抗は無視し、飽和していないときには一定の磁化電流 I_1 が流れるものとする。したがって L が飽和しているときは第6図の回路は単なる CR 直列回路であるが、ここで $R \ll \frac{1}{\omega C}$ とすれば、電流は入力電圧 $e = E_m \sin \theta \quad (\theta = \omega t) \dots\dots\dots(1)$

に対して次式で表わされる。
 $i = \omega C E_m \cos \theta \dots\dots\dots(2)$

そして $\theta = \theta_1$ のとき $i = I_1$ になり L が不飽和状態になる。その後電流は I_1 一定である。ここで θ_1 以後のコンデンサ電圧 v_c を求めると、 v_c は θ_1 における入力電圧の接線となり、次式で表わされる。

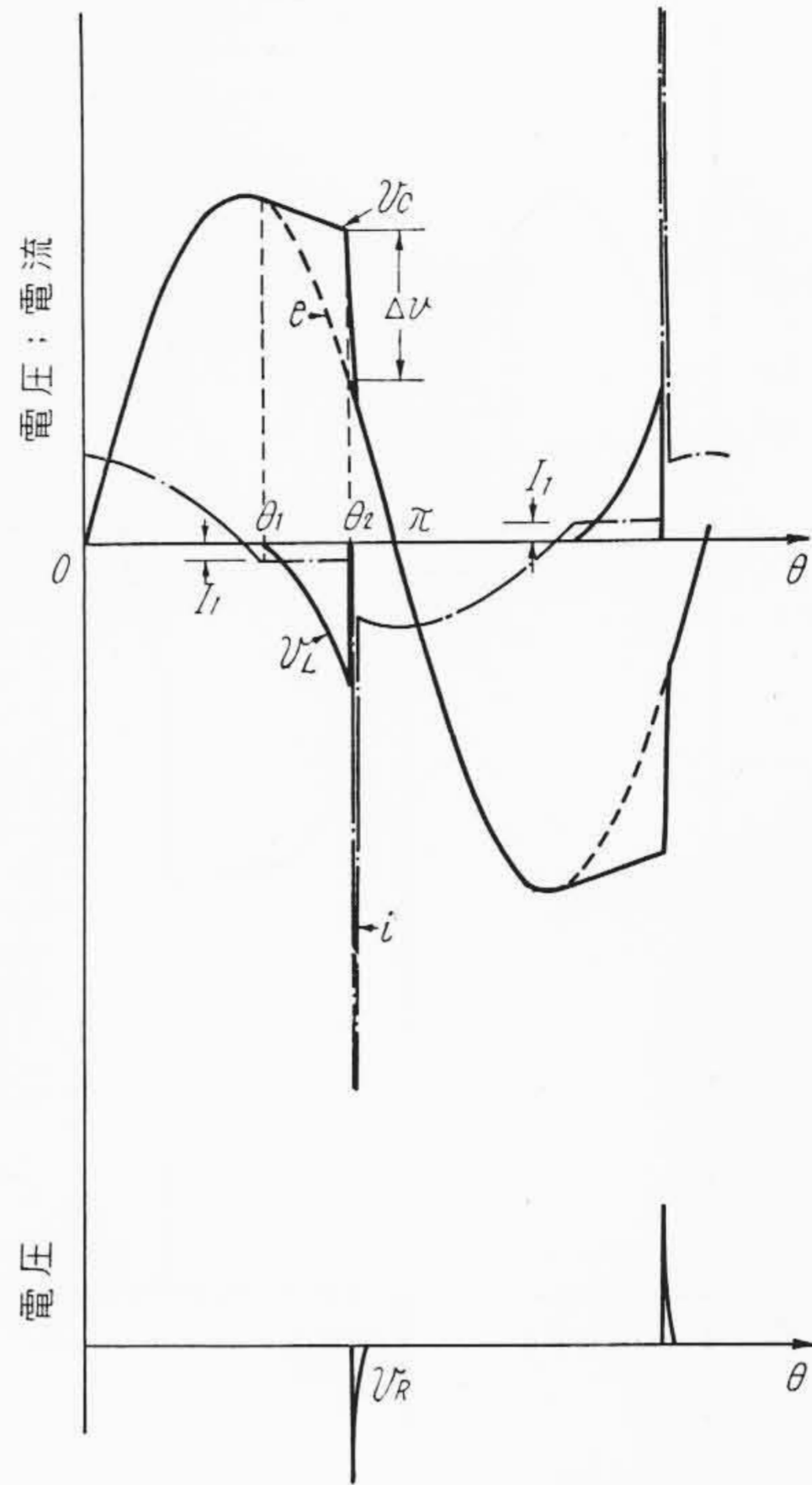
$$v_c = E_m(\theta \cos \theta_1 + \sin \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1) \dots(3)$$

一方リアクタ電圧 V_L は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} v_L &= v_c - e \\ &= E_m(\theta \cos \theta_1 + \sin \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1 - \sin \theta) \end{aligned} \dots\dots\dots(4)$$

ただし

$$\theta_1 = \cos^{-1}\left(\frac{I_1}{\omega C E_m}\right) \dots\dots\dots(5)$$



e = 電源電圧 v_R = 抵抗電圧
 v_c = コンデンサ電圧 i = 電流
 v_L = リアクタ電圧

第8図 自動パルス移相器各部の電圧，電流波形

リアクタが $\theta = \theta_2$ でふたたび飽和すれば、リアクタ電圧は0になる。すなわちコンデンサ電圧が入力電圧に等しくならんとし電荷が抵抗、リアクタを通じて放電するため抵抗の両端にはパルス電圧が現われる。

リアクタにかかる電圧 v_L は

$$v_L = -N_1 \frac{d\phi}{dt} \times 10^{-8} \dots\dots\dots(6)$$

ゆえに

$$\int_{t_1}^{t_2} v_L dt = N_1 \int_{-\phi_s}^{+\phi_s} d\phi \times 10^{-8} \dots\dots\dots(7)$$

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} v_L d\theta = 2N_1 \omega \phi_s \times 10^{-8} \dots\dots\dots(8)$$

一方(4)より

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} v_L d\theta = E_m(\alpha \theta_2^2 + \beta \theta_2 + \gamma + \cos \theta_2) \dots\dots\dots(9)$$

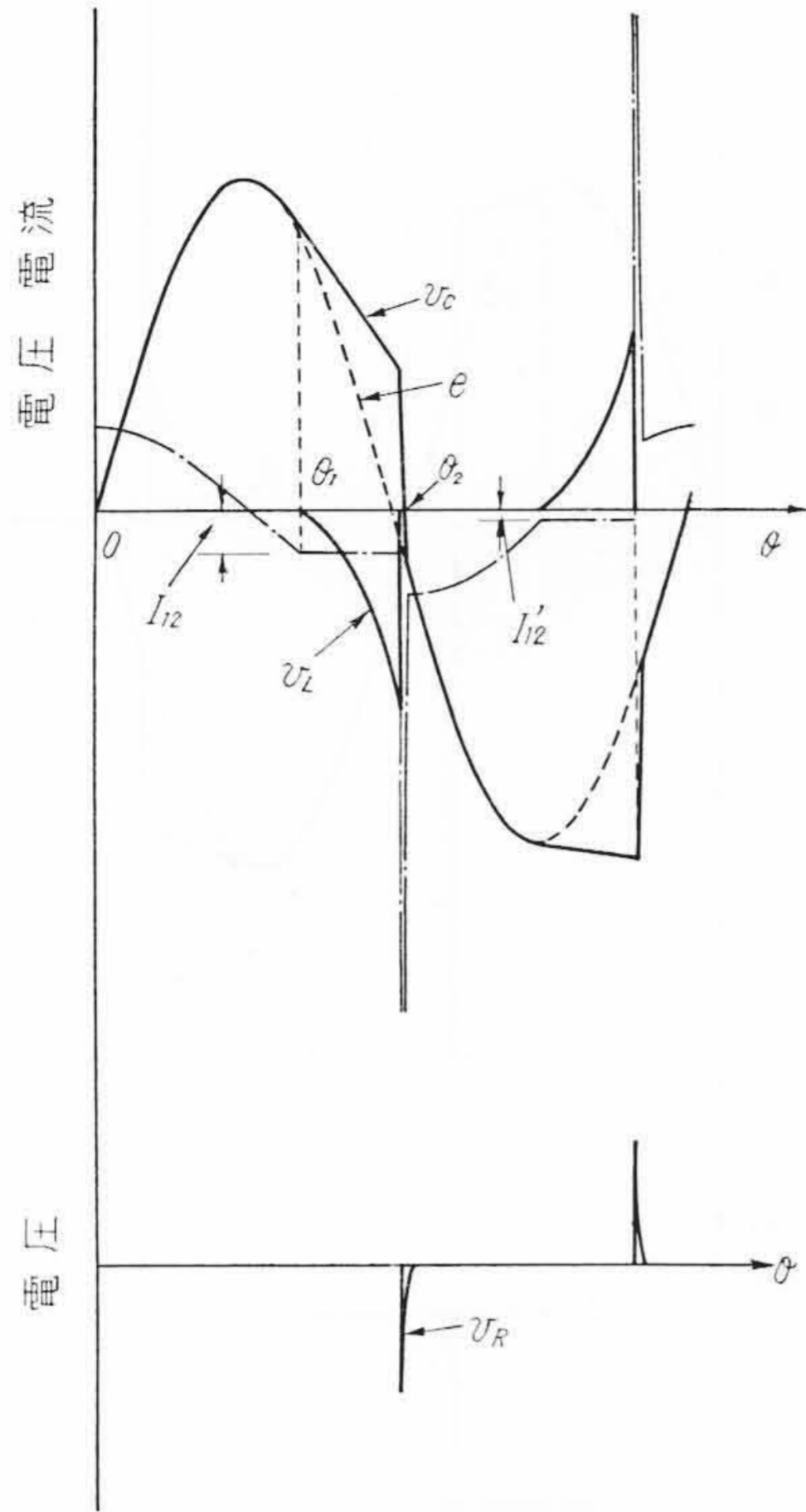
ただし

$$\alpha = \frac{\cos \theta_1}{2}$$

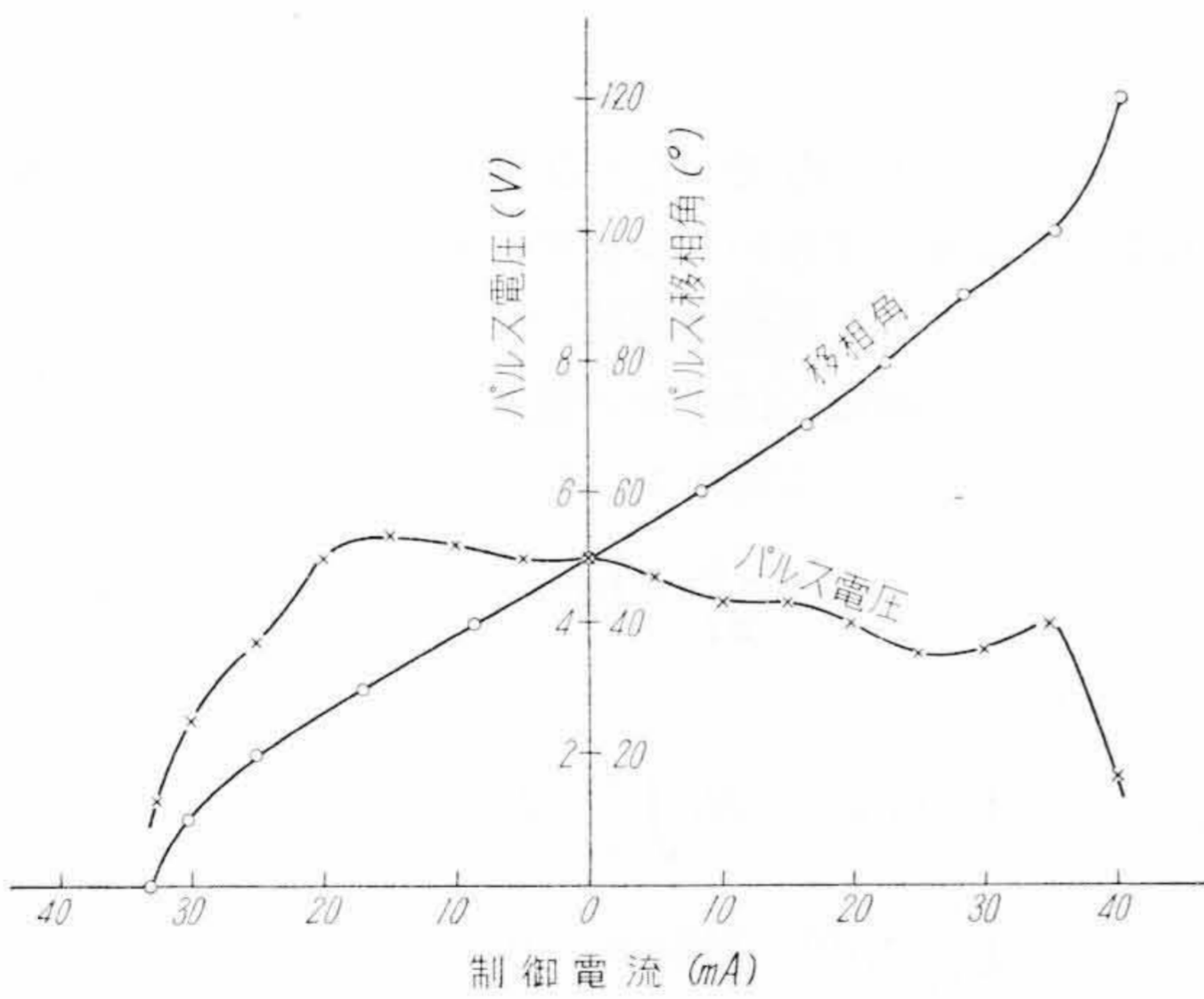
$$\beta = -(\sin \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1)$$

$$\gamma = -\left(\frac{\theta_1^2}{2} + 1\right) \cos \theta_1 - \theta_1 \sin \theta_1$$

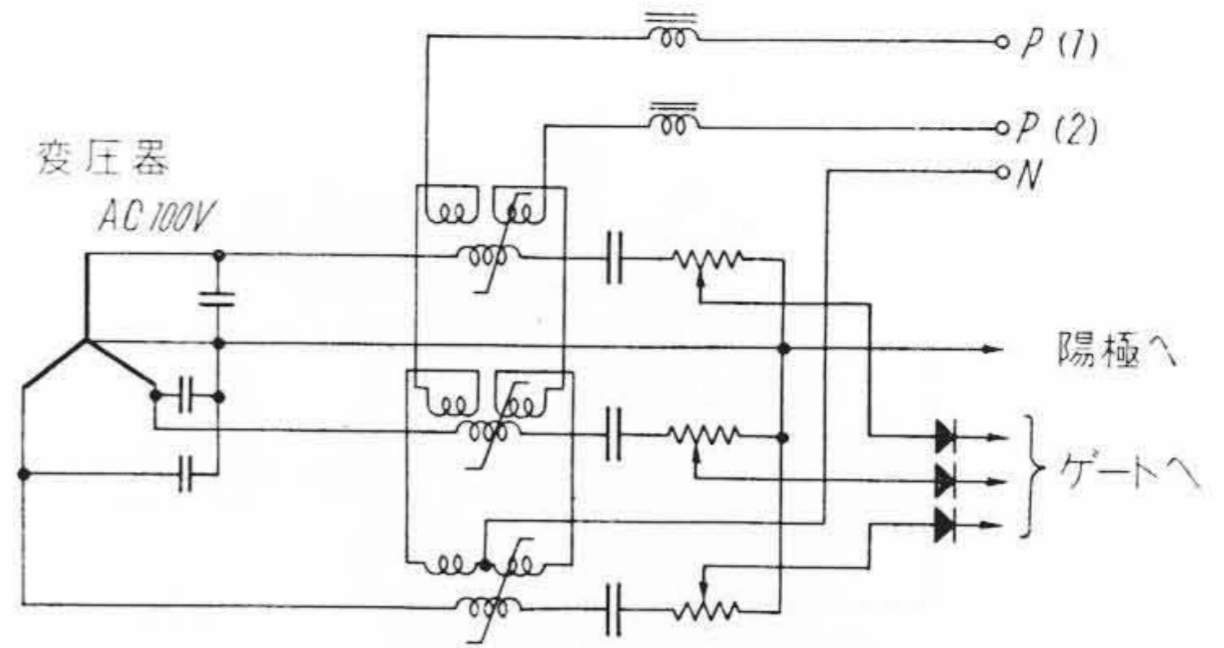
すなわちパルスの位相 θ_2 は(9)式によって与えられ、



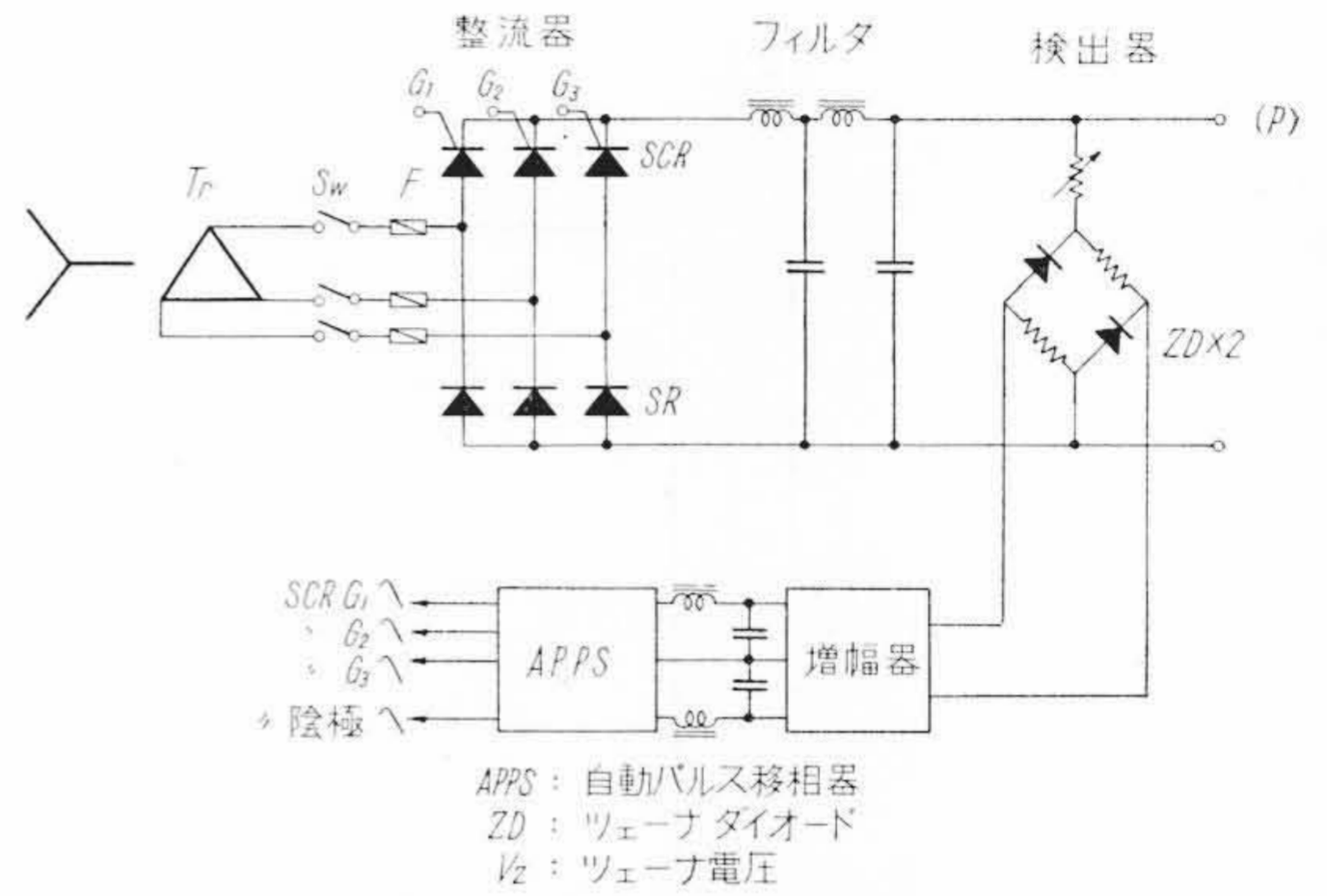
第9図 自動パルス移相器の直流巻線 N_2 に直流電流 I_2 を流したときの各部の電圧、電流波形



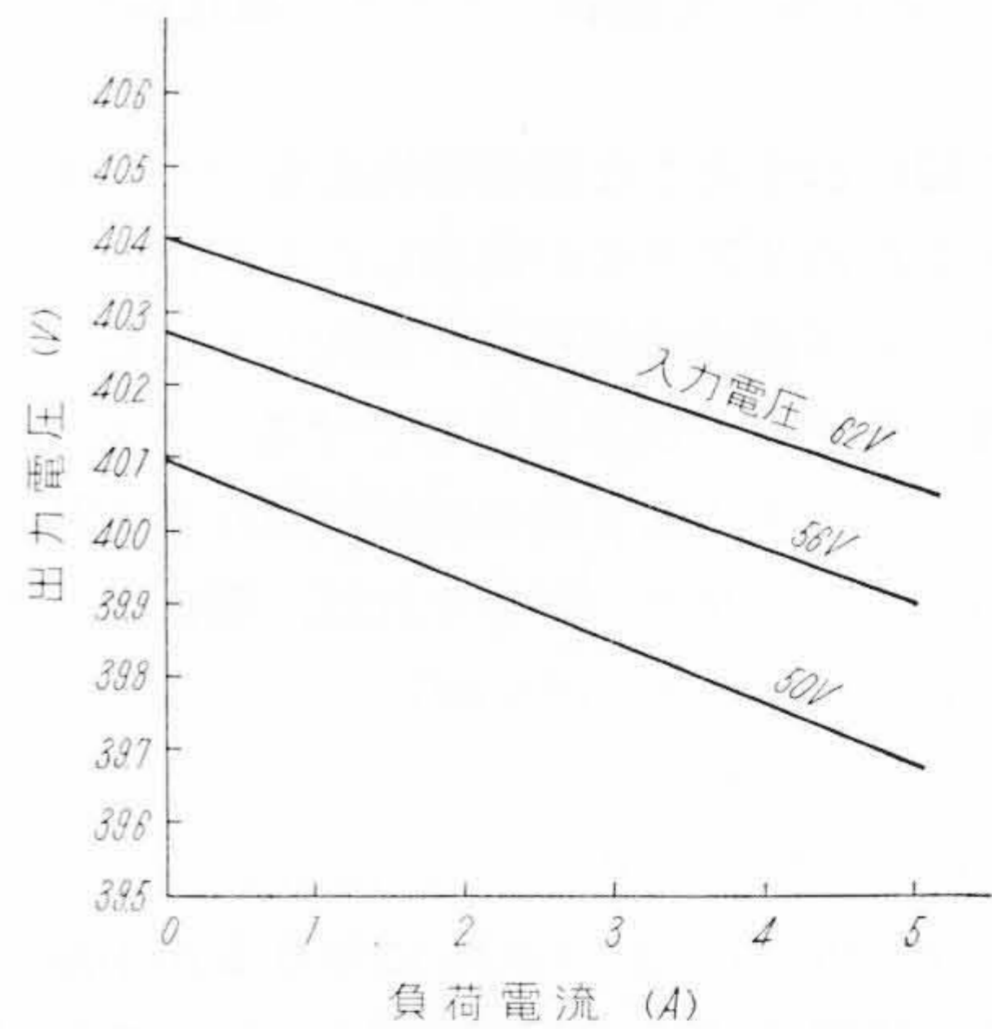
第10図 自動パルス移相器の特性



第11図 三相自動パルス移相器の結線図



第12図 直流定電圧装置の結線図



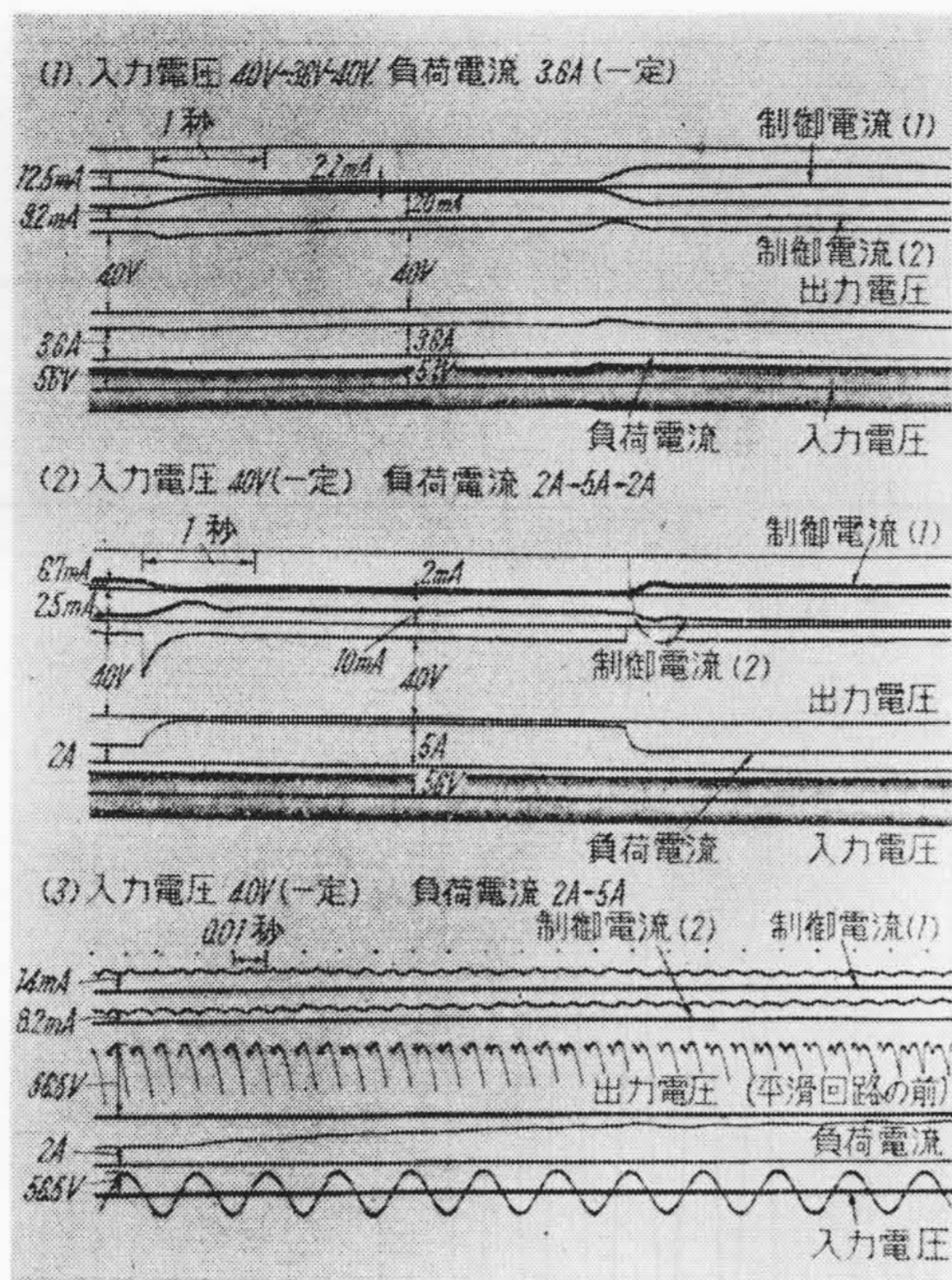
第13図 直流定電圧装置の特性

またパルスの高さは θ_2 における v_c の変化分 (第8図の Δv) に比例する。以上各部の電圧電流の様子を第8図に示す。以上リアクタの直流巻線 N_2 に電流を流してない場合であるが、これに直流電流 I_2 を流したときはリアクタ L は一方においては $I_{12} = I_1 + \frac{N_2 I_2}{N_1}$ で、他方においては $I_{12}' = I_1 - \frac{N_2 I_2}{N_1}$ で飽和することになる。したがってこれらの値を(5)の I_1 の代りに入れれば、 N_2 に I_2 を流したときのパルスの位相角は(9)式によって与えられ

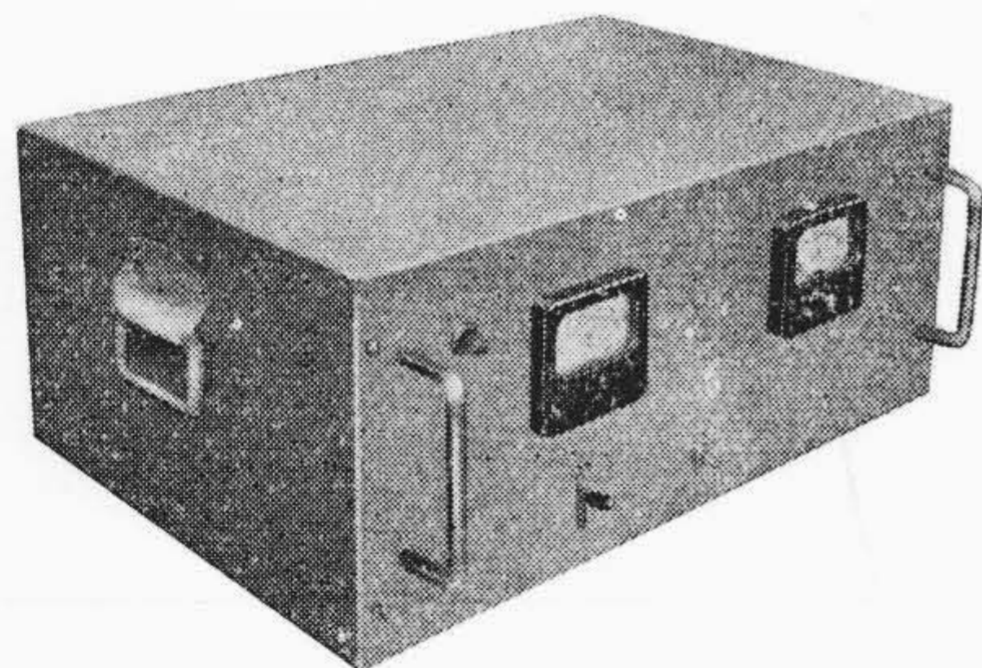
る。第9図はこのときの各部の電圧、電流波形を示す。第10図は試作した自動パルス移相器の特性を示す。また第11図は定電圧装置に使った三相の場合の結線でリアクタには二つの制御巻線が設けてある。

4. SCR を利用した直流定電圧装置

上に述べた自動パルス移相器とツェーナダイオードを利用した検出器、トランジスタ増幅器および SCR を



第14図 直流定電圧装置の入力電圧および負荷を変えた場合の出力電圧と制御電流のオシログラム



(電源電圧およびフィルタは除く)

第15図 直流定電圧装置の外観

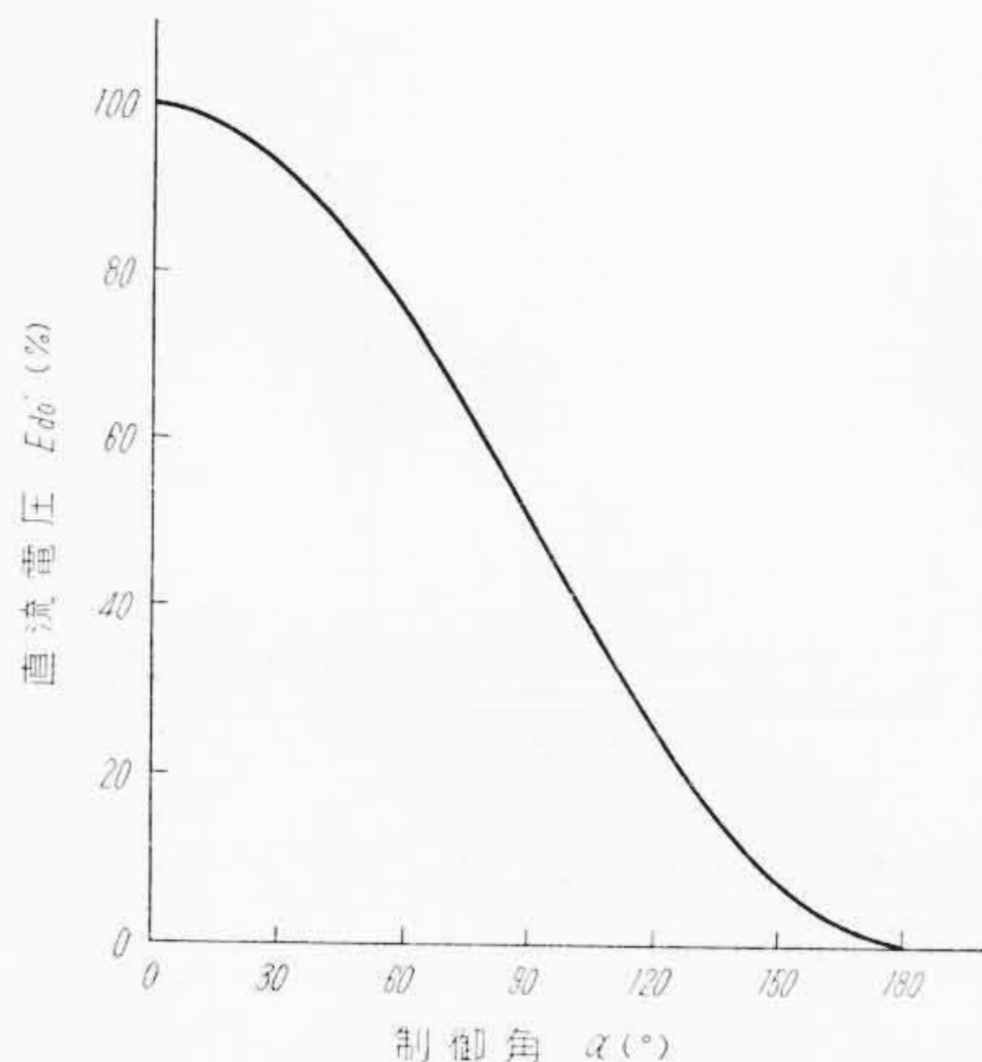
第12図のように組合せて直流定電圧装置を作った。入力56V±10%, 主変圧器を含む入力回路の電圧変動率10%, 出力40V±1%, 0~5A, 制御時間約1秒の性能をもつ。第13図は負荷および入力電圧に対する出力特性を示す。第14図は負荷および入力電圧を変えた場合の出力電圧, 制御電流のオシログラムである。第15図は電源変圧器とフィルタを除いた装置の外観図である。以下各回路について説明する。

4.1 主整流回路

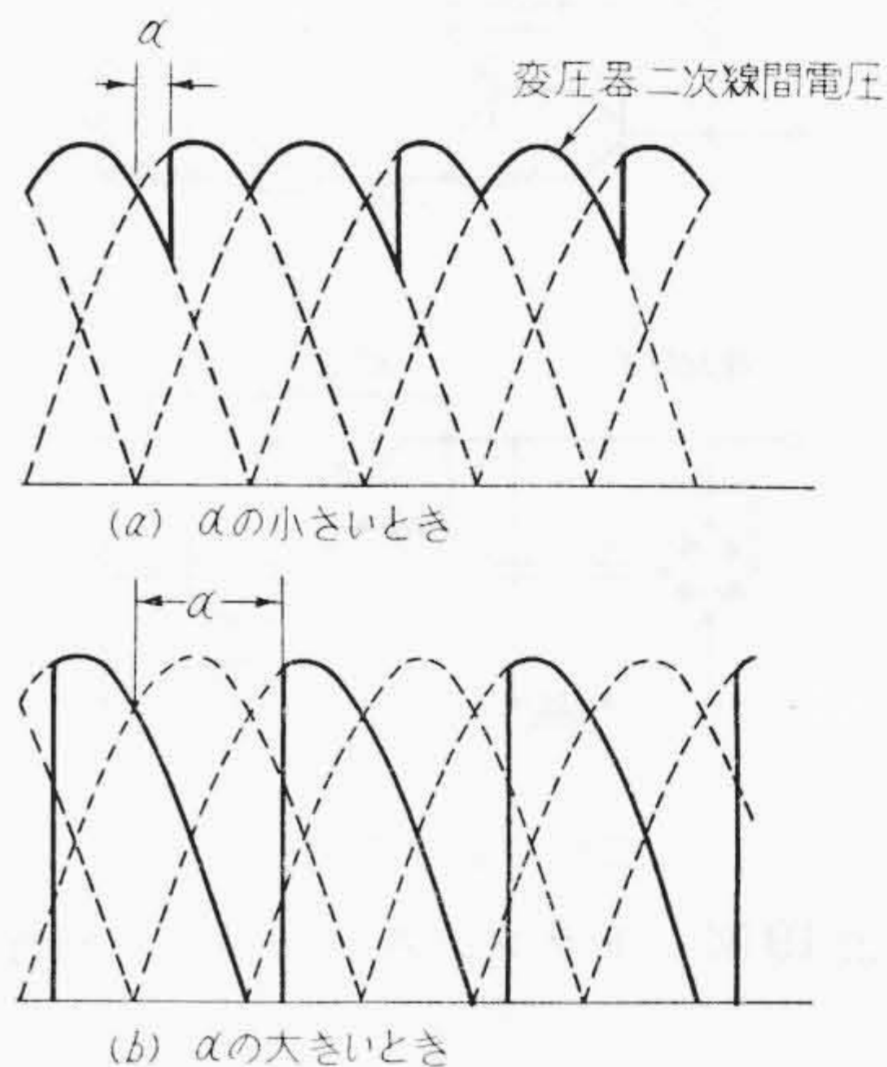
主整流回路は第12図に示すように三相グレック結線でその片側のみSCRを用いて点弧制御を行う方法である。制御角を α とすると出力直流電圧 E_{d0}' は次式で表わされる。

$$E_{d0}' = E_{d0}(1 + \cos \alpha) \dots \dots \dots (10)$$

ただし



第16図 制御角と出力電圧の関係



第17図 制御角 α と出力電圧波形

$$E_{d0} = \frac{3 \sqrt{2} E_L}{2 \pi}$$

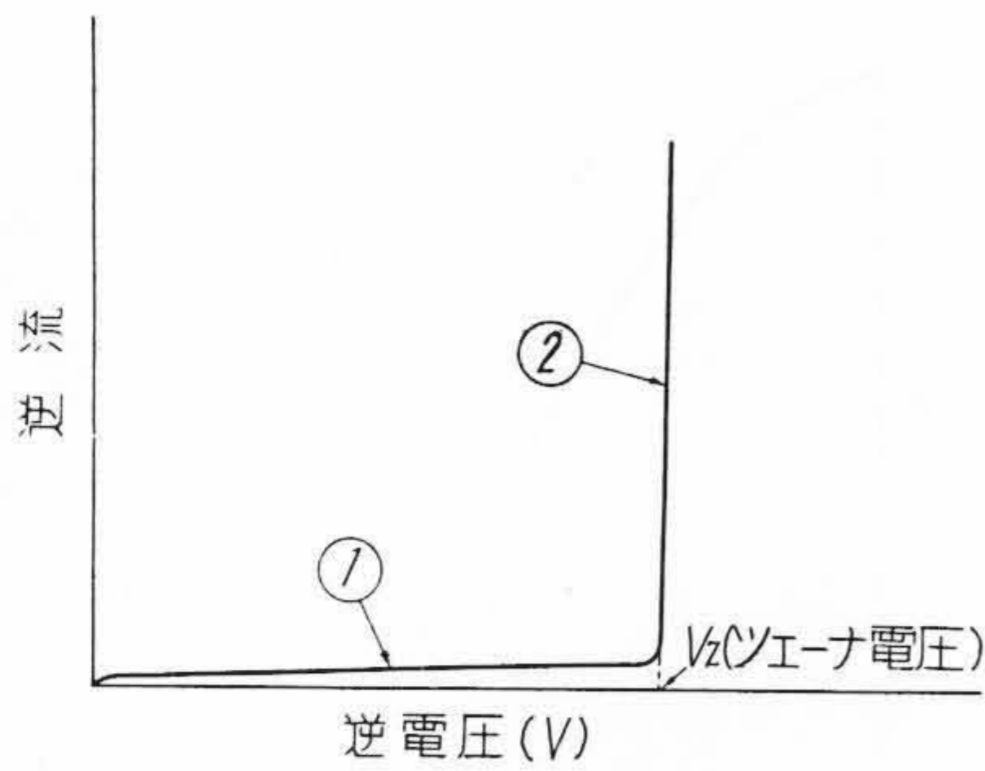
E_L = 変圧器の二次線間電圧

第16図は α と E_{d0}' との関係を示す曲線であり, 出力電圧波形を第17図に示す。

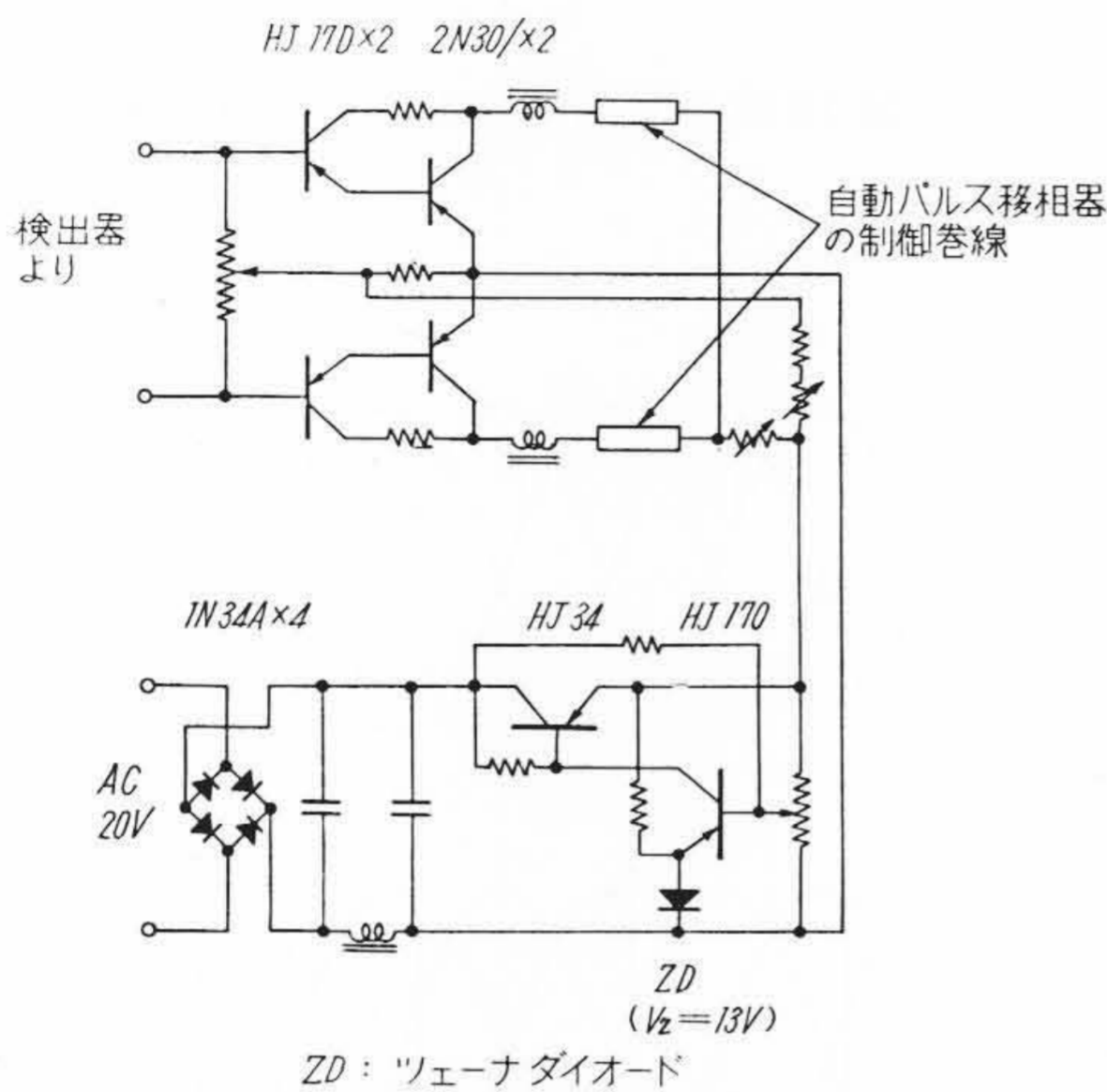
この整流方式は両側を制御する場合に比べてSCRの数は半分になり, ゲート回路が簡単になるなど利点はあるが出力電圧の脈動を問題とする場合は不利であろう。また制御角はいくぶん大きくしなければならない。

4.2 検出回路

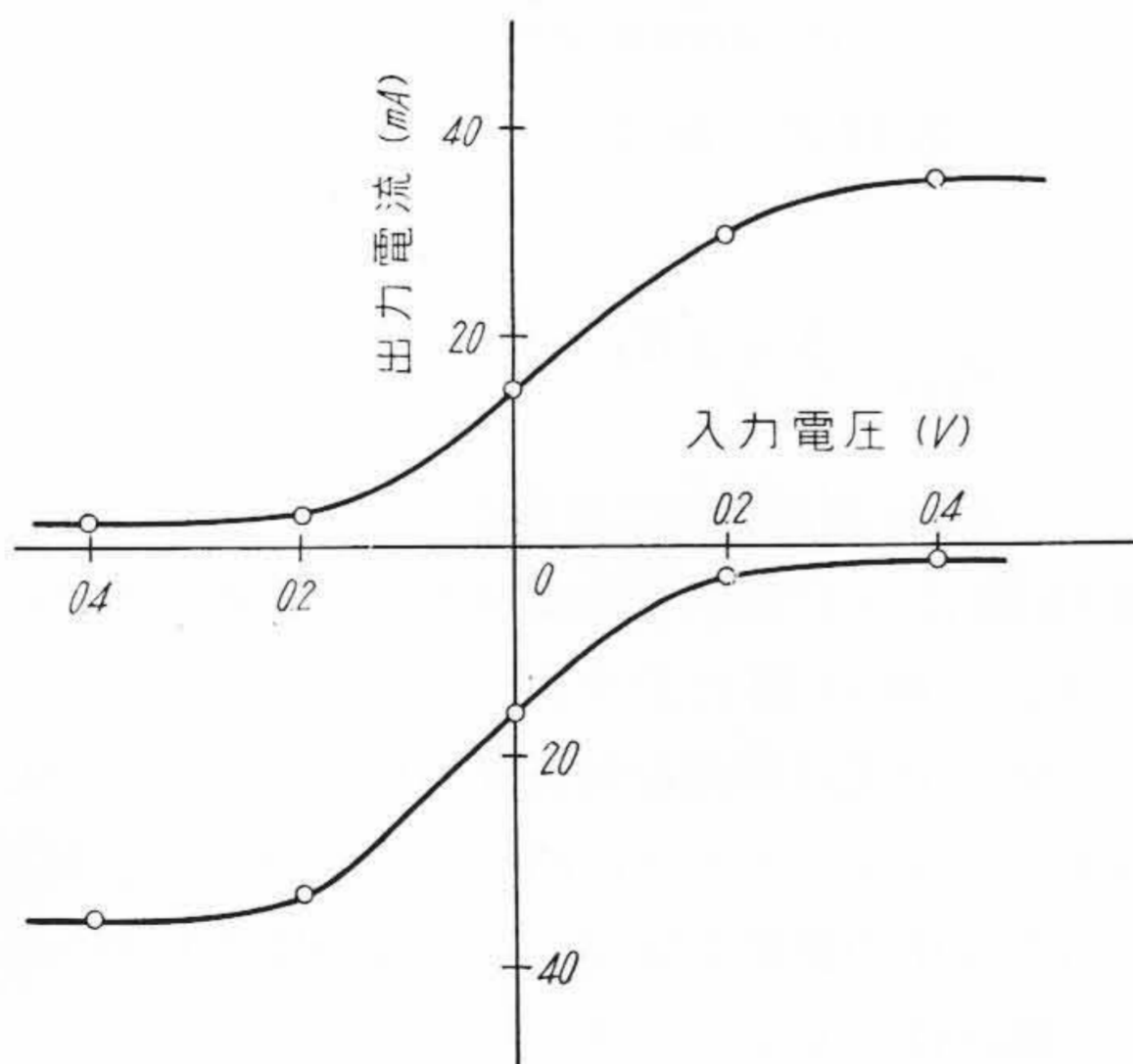
直線抵抗と非直線抵抗をブリッジに組んだ検出回路では非直線抵抗としてランプを使うのが普通であるが, ここではシリコン・ツェーナダイオードの逆方向特性を利用することを試みた。ツェーナダイオードの逆特性は第18図に示すように大きく二つの部分に分けられる。すなわち電圧の増加に対して電流がほとんど増加しない部分①と逆に電流の増加に対して電圧がほとんど変化し



第18図 シリコン・ツェーナダイオードの逆方向特性

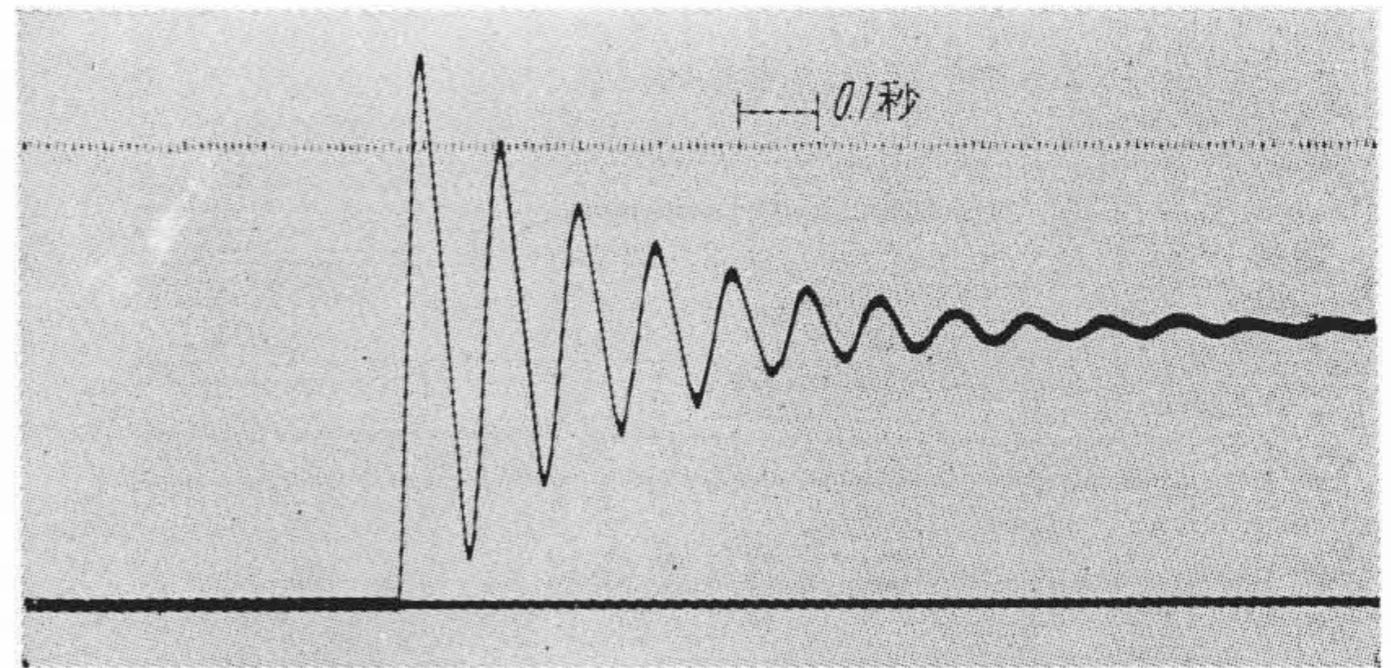


第19図 トランジスタ増幅器の結線図

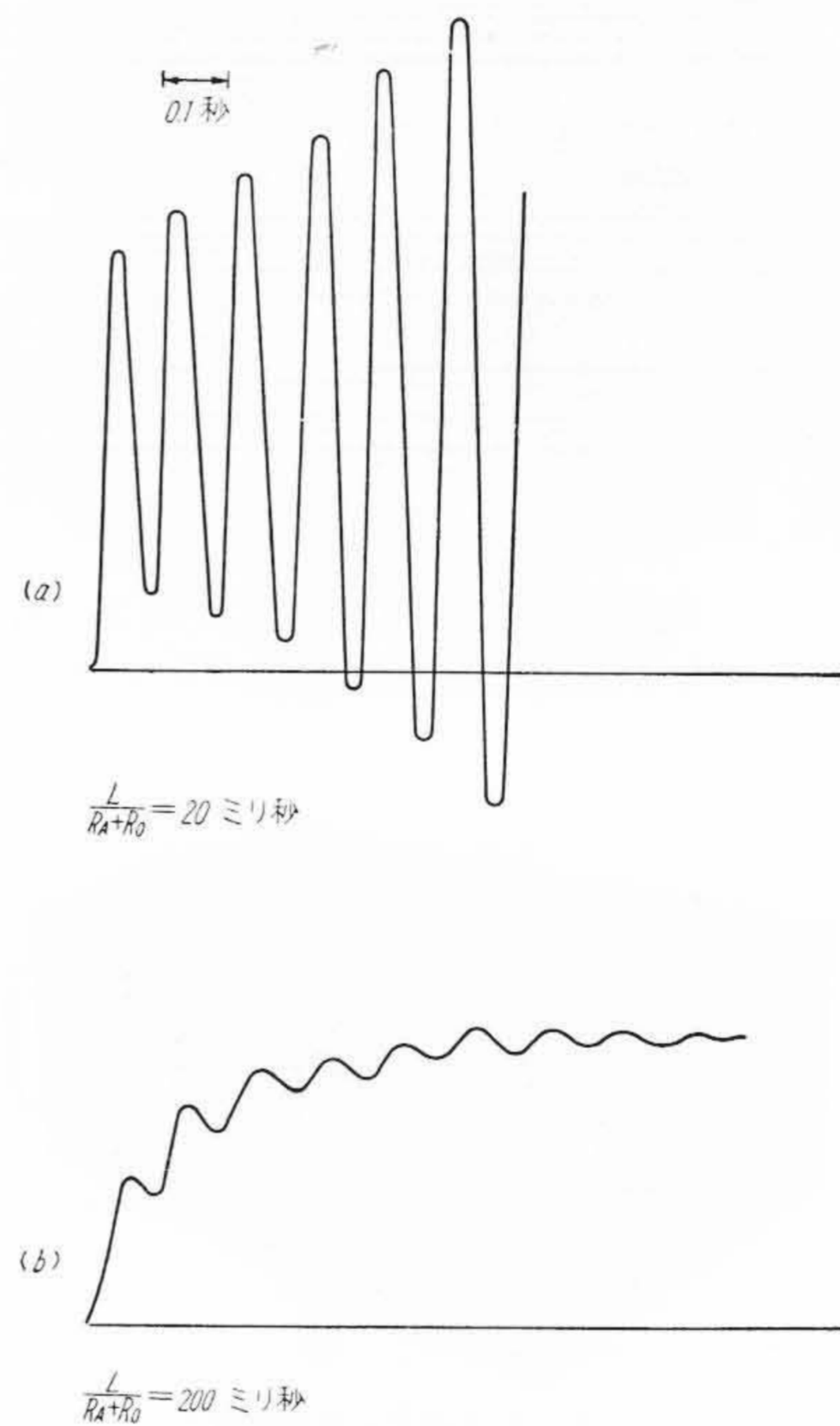


第20図 トランジスタ増幅器の特性

ない部分②とである。検出器に利用したのは後の部分である。用いたダイオードのツェーナ電圧は 19V、直線抵抗は 5 kΩ である。この検出器はランプを用いたものに比べて容積が非常に小さいこと、電流が小さいため損失が少なく抵抗の電流容量も小さくてすみ、性能もすぐれているなどの特長を持っている。



第21図 フィルタの単位関数状入力信号に対する応答



第22図 制御系の過渡応答

4.3 増幅器

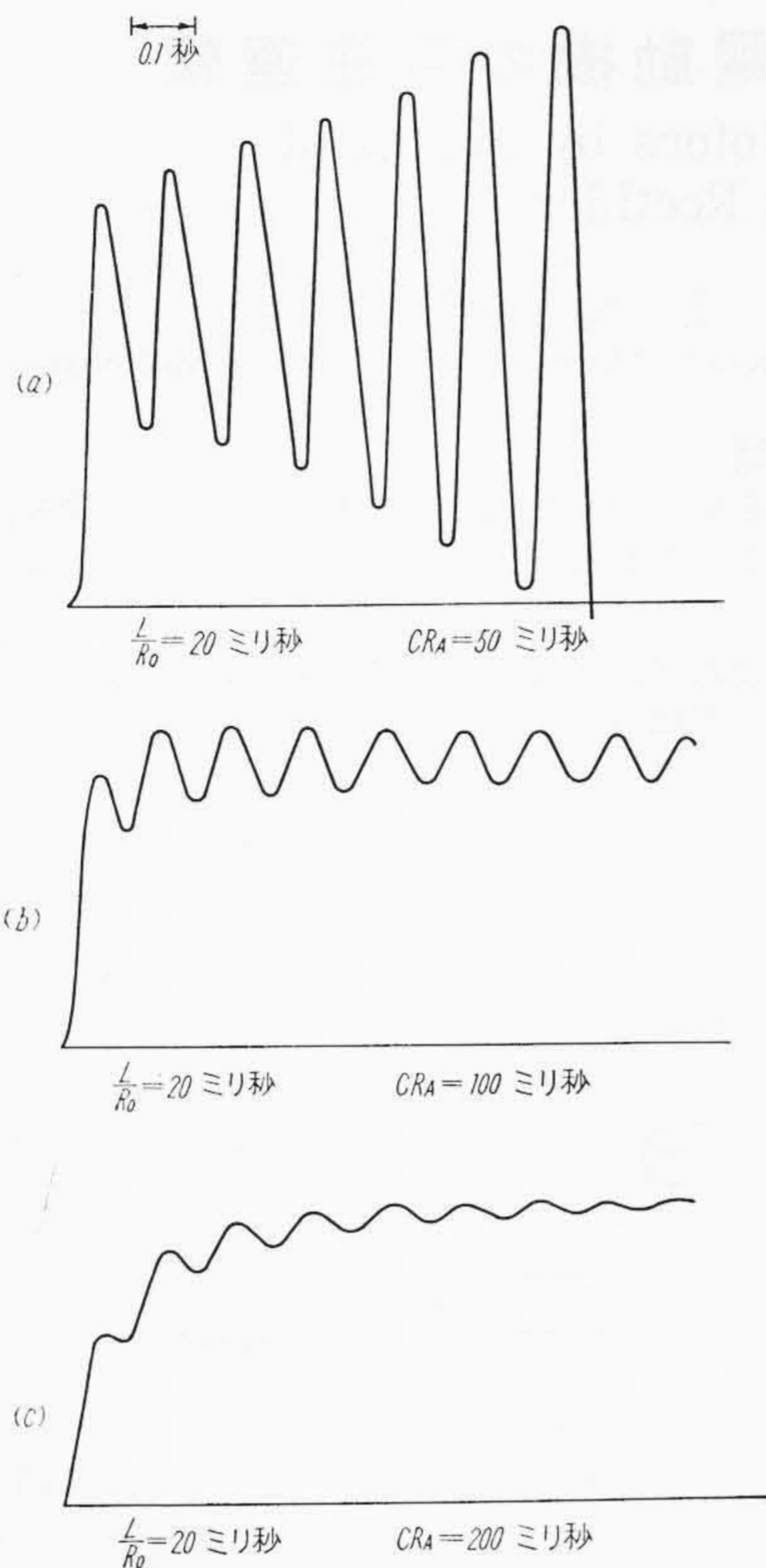
第19図に示したトランジスタ増幅器は検出器で検出した電圧を増幅してパルスに移相させるに必要な電流をうるためのもので、出力電圧の増減を別々に増幅し自動パルス移相器に設けられた二つの制御巻線にそれぞれ加える方法をとっている。この電源はトランジスタによる安定電源を用いている。第20図はこの増幅器の特性である。

4.4 アナログ計算機による系の解析

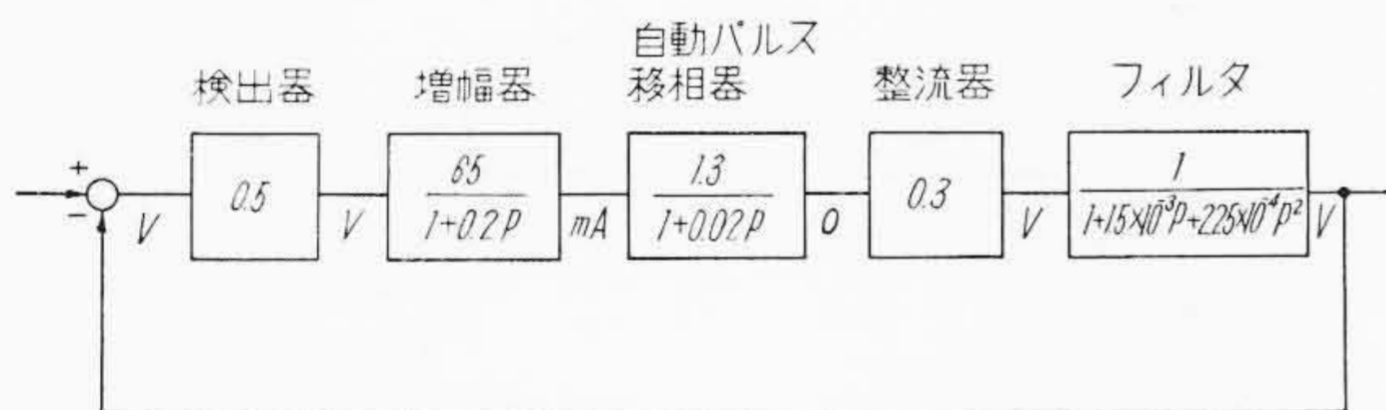
フィルタに単位関数状入力を加える、その出力の応答をみると第21図のようになり、伝達関数 G_f は次のようになる。

$$G_f = \frac{1}{1 + 0.15 \times 10^{-2} p + 2.25 \times 10^{-4} p^2}$$

フィルタ自体振動回路を作っているため制御系として



第23図 制御系の過渡応答



第24図 直流定電圧装置のブロックダイアグラム

も乱調を起す状態になっている。この系の中で時定数を持つものは増幅器と自動パルス移相器の間にあるチョークコイルとその抵抗 R_0 , および増幅器の出力抵抗 R_A によって決まる $L/(R_A+R_0)$ である。各部の利得は実験から得られた値を用いて、この系の応答をアナログ計算機によって調べると、第22図のようになった。すなわち時

定数 $L/(R_A+R_0)$ を20ミリ秒, と考えた時系は乱調を起すが, これを200ミリ秒にすると約1秒で安定することがわかった。ここで時定数を大きくするために, L を大きくすると R_0 も大きくなり, R_0 を小さくして L を大きくするにはコイルの容積が大きくなる不便がある。そこで増幅器の出力端子にコンデンサを接続して時定数を持たせる方法について, この時定数をいろいろに変えたときの系の応答を調べると第23図のように, 前と同じく200ミリ秒で約1秒で安定するという結果が得られた。この場合のブロックダイアグラムを第24図に示す。この時定数をうるためにコンデンサの前に抵抗 R を挿入し, $C(R_A+R)$ とする方法も考えられるが, それに応じて, 増幅器の電源電圧を上げなければならないので, この方法は好ましくない。したがって

$$CR_A = 200 \times 10^{-3} \text{ (s)}$$

ここで R_A すなわち増幅器の出力抵抗を 100Ω とすると $C = 2,000 \mu\text{F}$

になる。このコンデンサを用いた場合, 第14図に示すオシログラムをうることができた。

5. 結 果

制御極付シリコン整流器の特性について述べ, そのゲート制御回路として可飽和リアクタを利用した自動パルス移相器の解析を行い, 最後にこの両者を組合せた直流定電圧装置について紹介した。この自動パルス移相器は小形, 堅固で制御極付シリコン整流器の制御回路として適しており, 定電圧装置に利用して十分に使用目的を達することができる。

制御極付シリコン整流器の応用分野は広く, 製造技術の進歩によって, さらに大きな電流容量と高い耐電圧を持つものができるようになるならば, ますます用途は広がるであろう。今後の発展が期待される。

参 考 文 献

- (1) たとえば
R. W. Aldrich and N. Holonyak: Proc. of the IRE 46, 1236 (June 1958)
M. Mackintosh: Proc. of the IRE 46, 1229 (June 1958)
- (2) 中戸川, 小川: 日立評論 43, 351 (昭33-3)