

SCR を用いた電動機速度制御

Motor Control Using SCR's

岩 田 幸 二* 小 西 務*

Kôji Iwata

Tsutomu Konishi

内 容 梗 概

シリコン制御整流器を用いた電動機速度制御の代表例として直流電動機の可逆運転、静止セルビウス回路、可変周波電源による誘導電動機速度制御について実験結果に基づき、その動作の概要を述べた。またシリコン制御整流器のゲート制御に使用する自動パルス移相器の最近の研究結果から二種の回路につき論じた。

1. 緒 言

シリコン制御整流器（以下 SCR と略す）は種々報告されているように、水銀整流器や格子制御放電管と同様の動作をするもので、これらと比較して多くの利点をもっている。SCR が発表された当時は素子の容量も小さく、経済的な面からも工業製品として実用されるのは少なかった。しかしすぐれた特性は注目され、各所でその応用回路の研究が行なわれてきた。また大容量素子の開発研究が進められ、最近その製作技術は著しく進み、日立製作所で 150 A, 600 V 級の素子が量産できる状態となり、さらに 1,000 V, 1,500 V 級を目ざして研究が進められている。このため大容量の SCR 装置の製作が可能となり、従来、放電管や水銀整流器が用いられていた多くの分野に、またこれらの素子では実現できなかった回路などに用いられるようになってきた。中でも電動機への利用は重要なものの一つである。以下、(1) 直流電動機の制御、(2) 静止セルビウス回路、(3) 可変周波数電源による誘導電動機速度制御、およびこれら SCR 応用回路に使用される自動パルス移相器につき述べる。

2. 自動パルス移相器

SCR の自動パルス移相器（以下 APPS とする）については前にも述べた⁽¹⁾が、その後種々の改良がされてきた。とくに大容量の SCR が用いられるようになり、しかもその直並列回路が実用されるに及んで、ゲートパルス回路は大出力のものが必要となった。そこで SCR パルス増幅回路を付加した大容量 APPS を開発した。また、従来の APPS は信号相互間の直流電位の絶縁、信号の極性、信号突き合わせなどを考慮すると電動機応用に不适当である。そこで磁気増幅器を用いた磁気式自動パルス移相器（以下 MAPPS とする）を開発した。

2.1 大 容 量 APPS

第 1 図は大容量 APPS の結線図、第 2 図は各部の波形を示す。さきにユニジャンクショントランジスタ（以下 UJT とする）の部分に PNP 形のスイッチングトランジスタとゼナーダイオードを用いた回路について述べた。この回路も同様であるから簡単に説明すると、C の電圧 E_C が

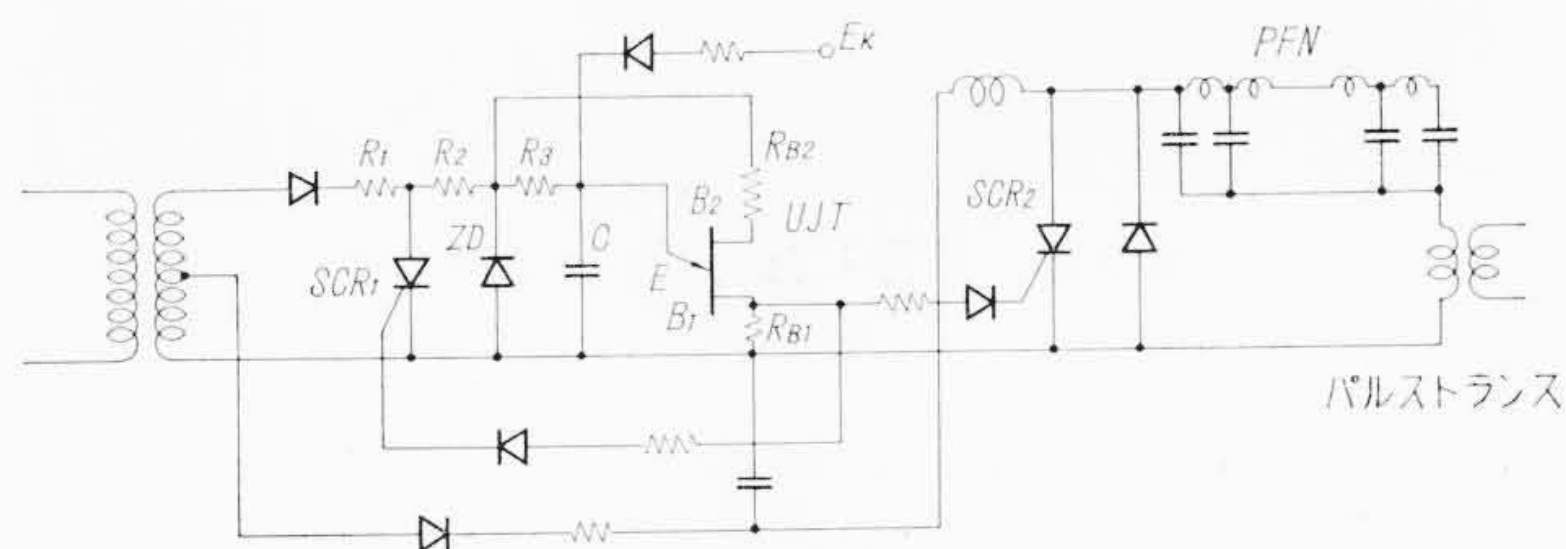
$$E_C = \eta E_{BB} + E_0 \approx \eta E_{BB} \dots \dots \dots (1)$$

ここに η : stand off ratio と称せられ、UJT により定まる定数で 0.47~0.75 くらい。

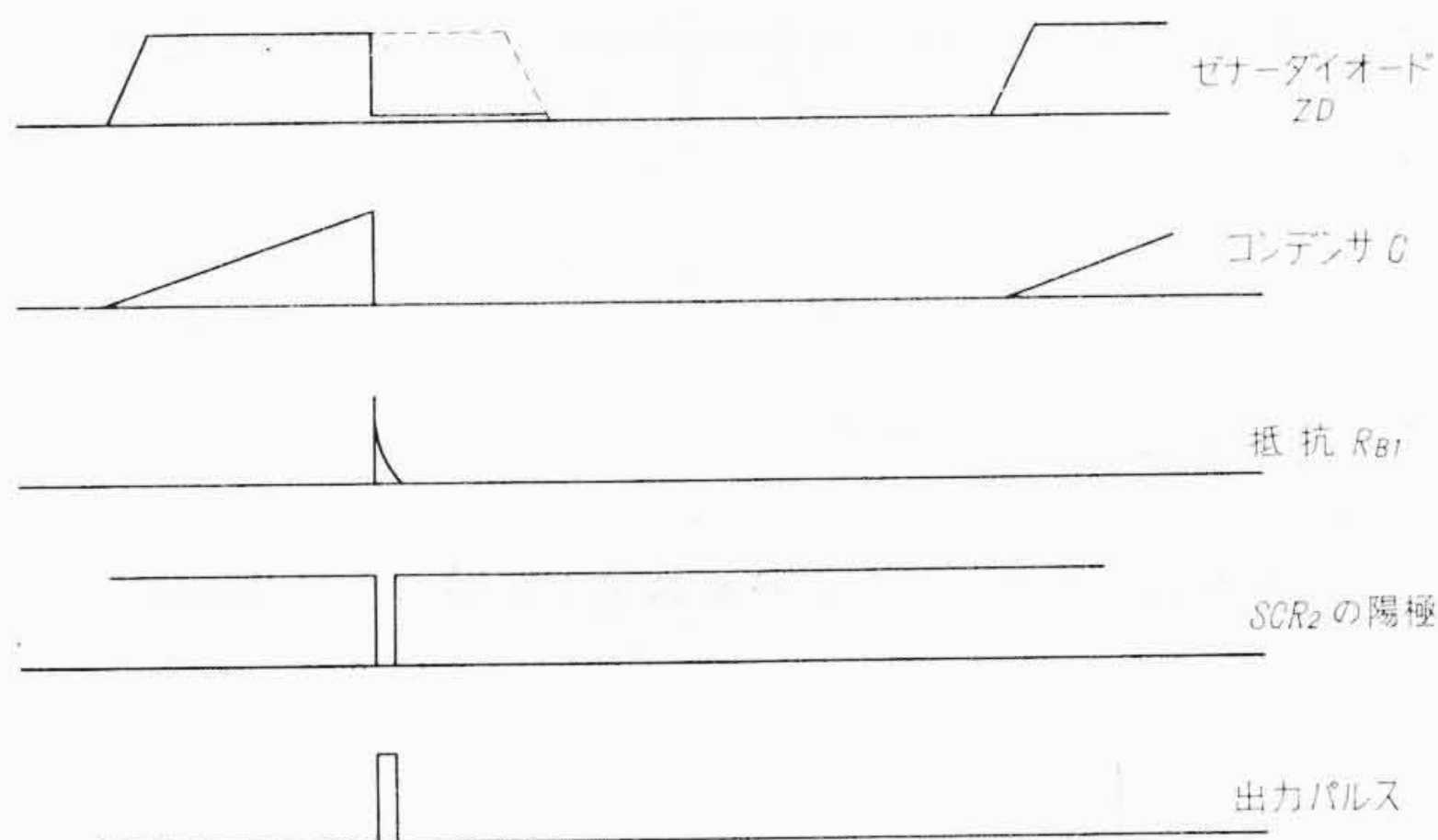
E_0 : エミッタ B_1 間の電圧降下で UJT により定まり、0.7 V (25°C) くらい。

になると $E-B_1$ 間が導通状態となり、C の電荷が放電して R_{B1} にパルスを発生する。これを SCR₁ のゲートに印加して、次の周期まで短絡し、同期回路を形成する。パルス位相を変化するには R_3 , C, E_K などのいずれかを変化すればよい。 R_3 をトランジスタに置換し

* 日立製作所日立研究所 工博



第 1 図 自動パルス移相器

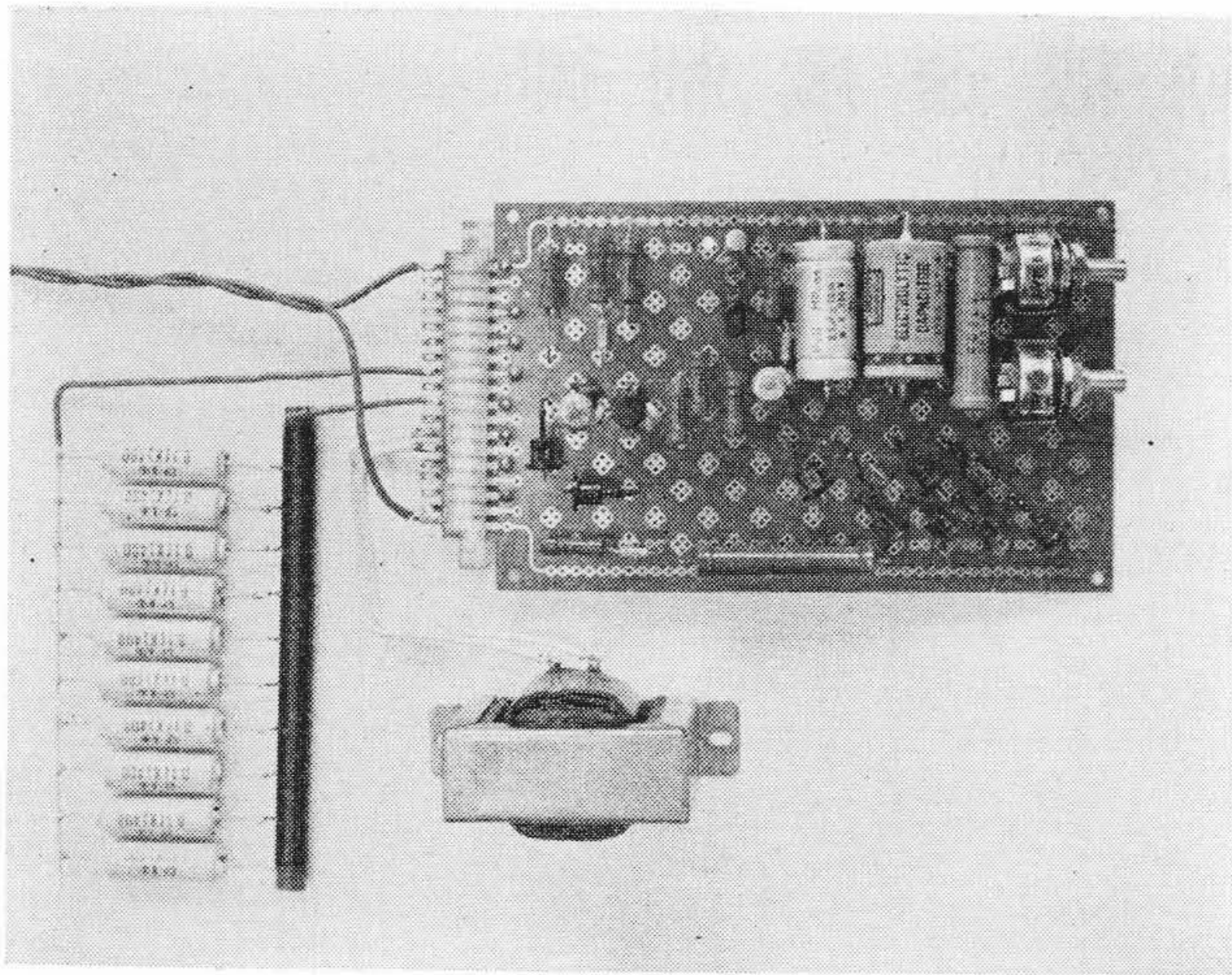


第 2 図 自動パルス移相器の各部の電圧波形

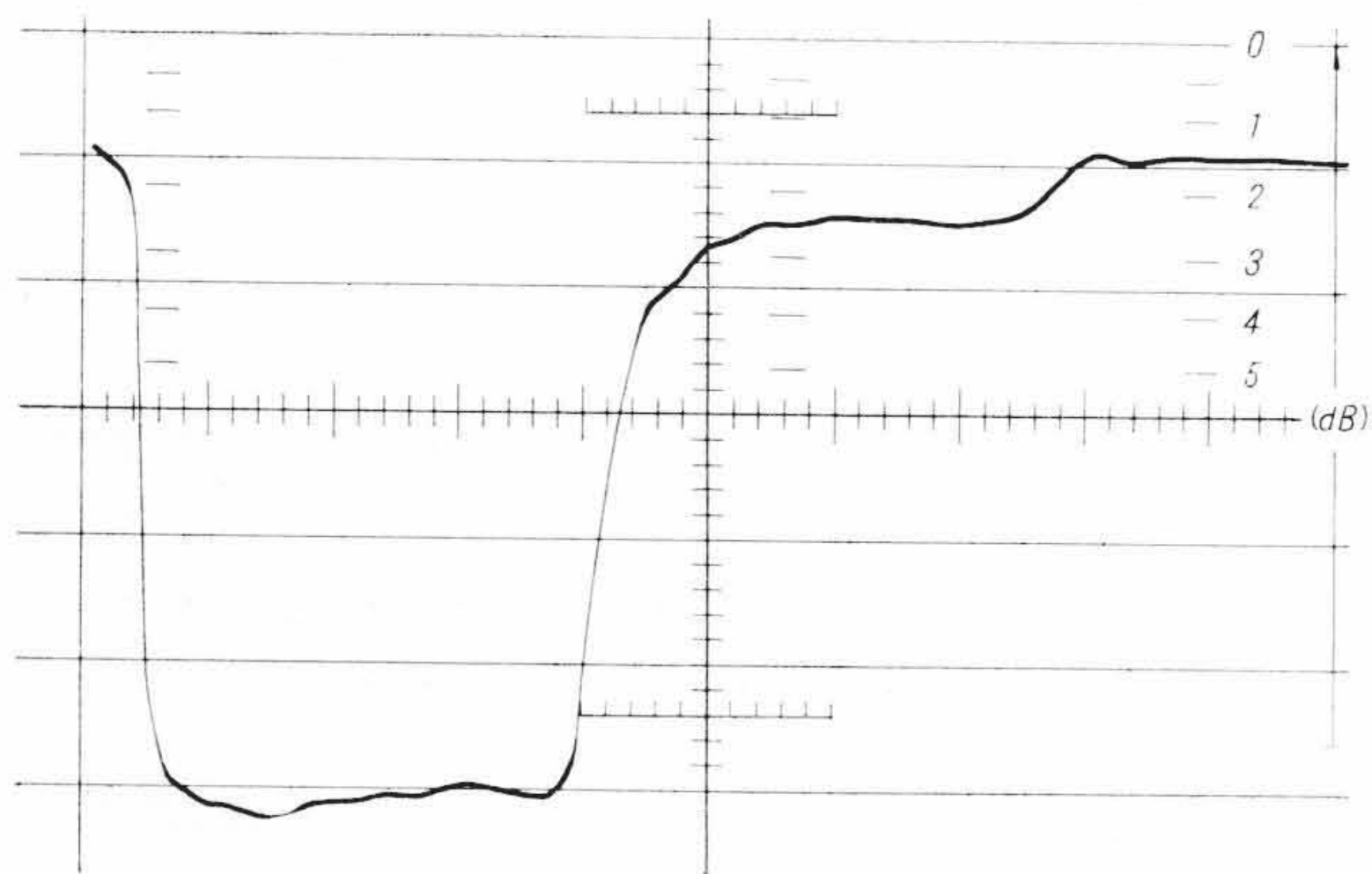
たり、C に並列にトランジスタをそう入するなどがよく用いられる。ここでは C に制御電圧 E_K により別回路から充電して位相を変化する方式を採用した。 R_{B1} 端子に発生する電圧波形は C の放電電流波形で、このエネルギーは C と ηE_{BB} で定まる。C, E_{BB} を大きくすると制御入力が大きくなり、回路を構成する素子が大きくなるので、パルスの大きさはあまり大きくできない。大形 SCR の点弧には不十分であるので、第 1 図に示すように SCR パルス増幅回路を付加した。図中の PFN はパルス成形回路網で、L, C, 10 段で構成した。第 3 図はこの APPS の外観図で、この回路では小形 SCR₂ (0.5 A) を用い直流電圧 35 V, 負荷 10 Ω の場合波高値 30 V, パルス幅 20 μ s 立ち上がり 1.5 μ s のパルスを得た。第 4 図はパルス波形を示す。

第 5 図は移相特性の一例である。この移相特性は電源電圧にはほとんど影響されない。一般にこの種回路で問題となるのは温度特性であろう。本器の使用可能温度は高く 80°C においても確実に動作する。温度特性を支配するものは主として C と UJT である。

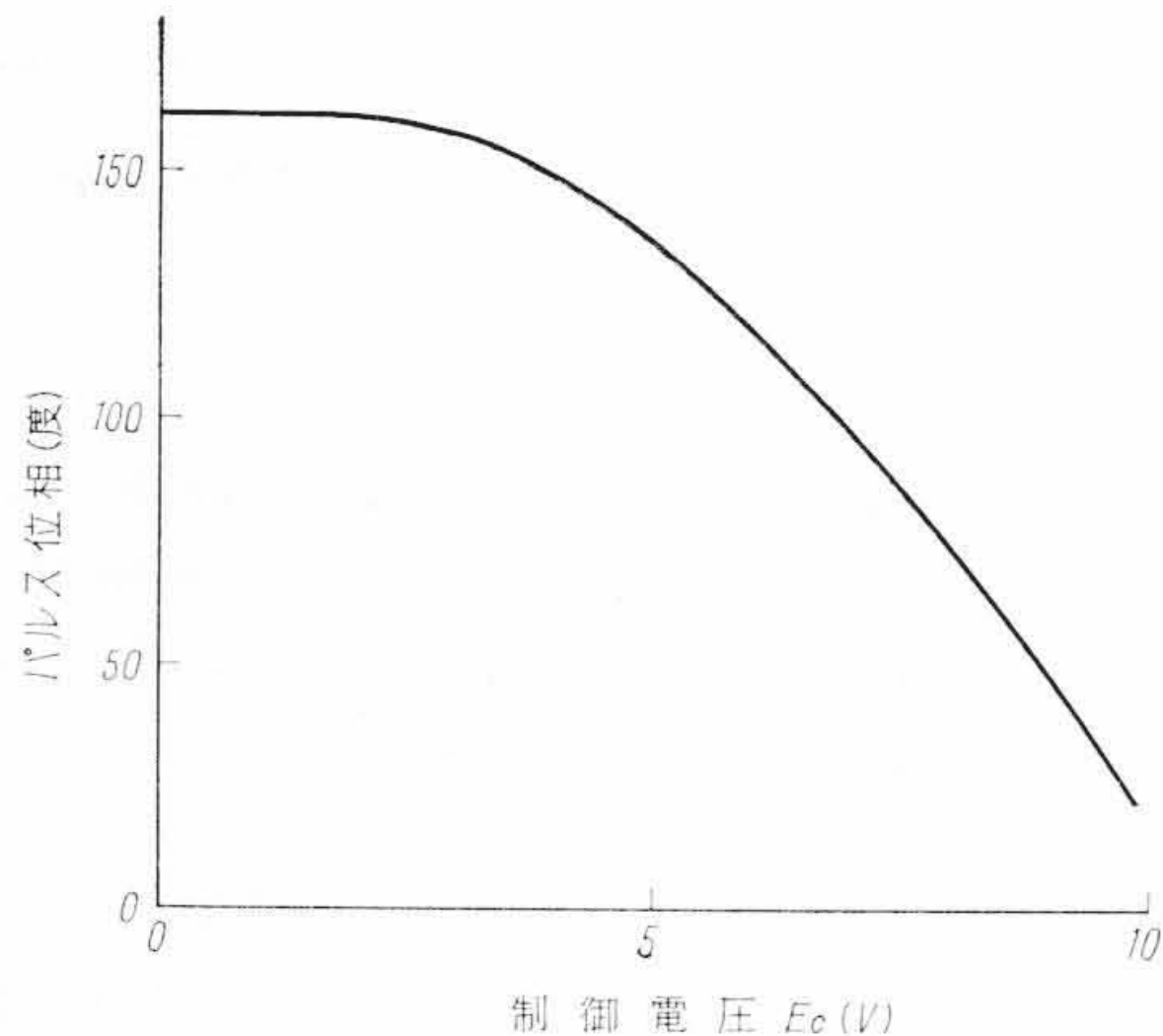
UJT の温度影響は主として (1) 式の E_0 に基因する。 E_0 は負の温度係数をもつので、温度が上昇すると E_C は小さくなり、位相は進む。すなわち $(\Delta\alpha/\Delta\theta)_{UJT} < 0$ (α : 位相角, θ : 温度) となる。C の温度係数は一般に正であり、したがって、 $(\Delta\alpha/\Delta\theta)_C > 0$ である。この両者を適当に組み合わせることにより、温度特性は良好になる。第



第 3 図 試作した自動パルス移相器



第 4 図 第 3 図の出力パルス電圧波形 (負荷 10Ω)



第 5 図 パルス移相器の位相特性

3 図の APPS は実用範囲の $-10 \sim 45^\circ\text{C}$ において、位相変動は 1 以内 (50 c/s ベース) であった。

もし C に温度特性の良好なものを用いた場合は

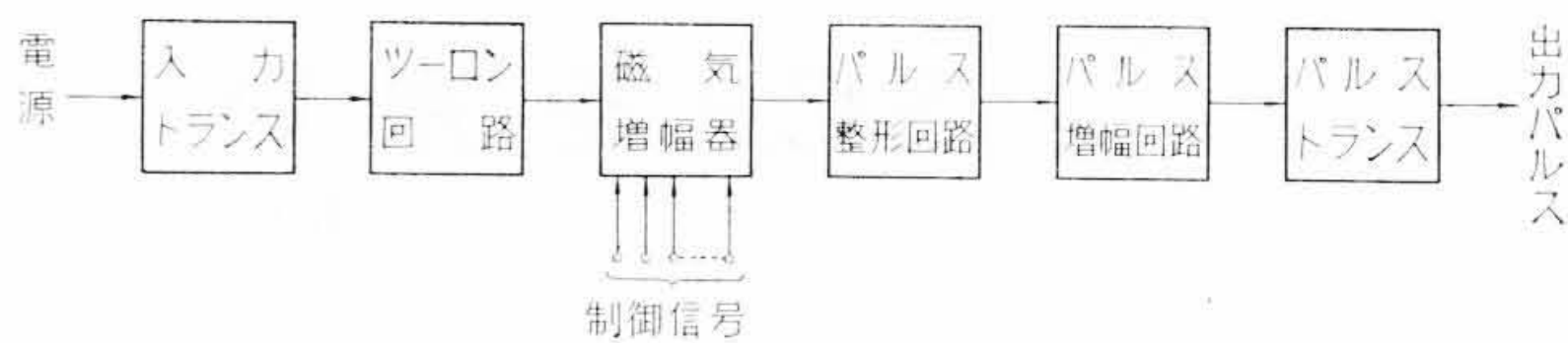
$$R_{B2} \doteq \frac{0.4 R_{BB}}{\eta E_0} + \frac{(1-\eta)}{\eta} R_{B1} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここに R_{BB} : $B_1 B_2$ 間の抵抗で正の温度係数をもつ。

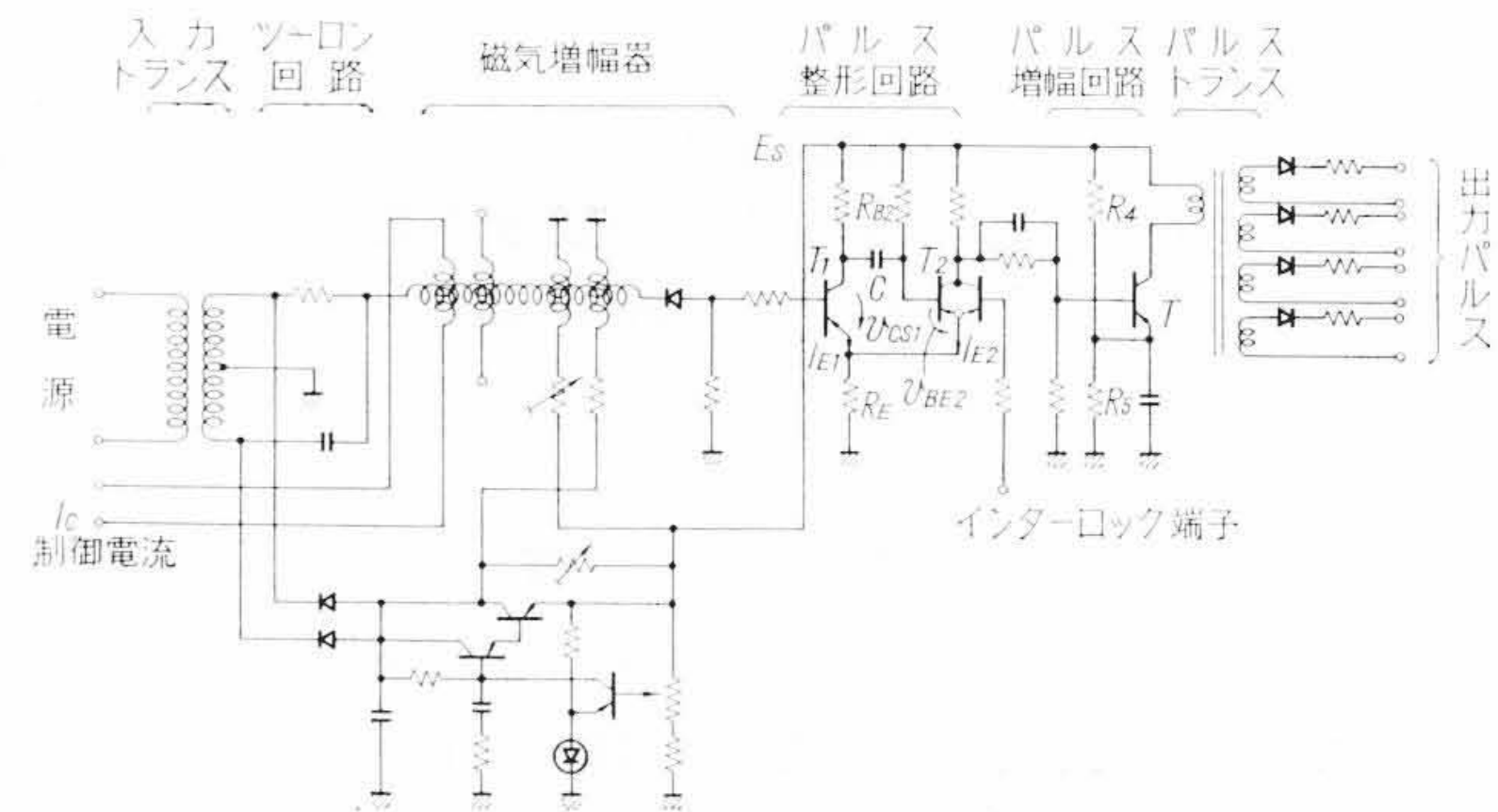
で示される抵抗をそう入することにより温度補償が可能となる⁽²⁾。

2.2 磁気式自動パルス移相器 (MAPPS)

第 6 図は MAPPS の回路図で、図において磁気増幅器は入力制御信号のアンペア回数の代数和によって決まる電源電圧の位相でゲートされた出力電圧を生ずる。この電圧をパルス整形回路により定め



第 6 図 磁気式自動パルス移相器の構成図



第 7 図 磁気式自動パルス移相器の接続図 (直流定電圧電源以外は 1 相分のみ示す)

られた高さをもつ急しゅんな立ち上がり波形の方形インパルス電圧を発生する。これをパルス増幅回路により必要な値まで電力増幅しパルス・トランスを介して取り出す。このようにして得られたパルスは制御信号により電源の半周期のある範囲 (たとえば $20 \sim 150^\circ$) に移相することができるが、この移相原点 (20°) を任意の値に選ぶためツーロン回路を使用する。

MAPPS の回路接続はその応用対象たとえば SCR 増幅器、直流電動機速度制御などに応じて多少の違いがあるが、基本的な一相分の回路構成は第 7 図のようである。

磁気増幅器は単相半波形ダブル回路であり、制御アンペア回数によりセットされる磁束レベル ϕ_c と点弧するゲート角 θ_G の間には次の関係がある。

$$\theta_G = \cos^{-1} \left[1 - \frac{N_G \omega (\phi_s - \phi_c)}{V_m} \right] \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここに N_G : 交流巻線回数

$$\omega = 2\pi f$$

f : 電源周波数

V_m : 電源電圧最大値

ϕ_s : 飽和磁束

である。

(3) 式の ϕ_c は制御アンペア回数 $I_c N_c$ と関係があるので、制御巻線回数 N_c が定まると制御電流 I_c によりゲート角 θ_G が変化できることを表わしている。しかしながら I_c と ϕ_c の関係が動的特性として理論的に明らかでないので、その関係を規定するには実験によるのも一方法である。

(3) 式より、交流電源電圧が変動するとゲート角 θ_G が変化するが、 V_m の変化 ΔV_m に対して ϕ_c を次式に示す $\Delta \phi_c$ だけ変化させることにより θ_G の電源による変動を補償することができる。

$$\Delta \phi_c = \frac{K}{N_G \omega} \Delta V_m, \quad \text{ここに, } K = \frac{N_G \omega (\phi_s - \phi_c)}{V_m} \quad \dots\dots\dots (4)$$

また筆者の解析によれば第 7 図の磁気増幅器部分の時定数 T_c は次のようになる。

$$T_c = \frac{G_V}{4f} \frac{N_c}{N_G} \quad (G_V = \text{電圧利得}) \quad \dots\dots\dots (5)$$

MAPPS の出力パルス幅 t_P は波形整形回路の直流形一安定マルチバイブレータの回路定数により決まる。すなわち

$$t_p = T_p \log \frac{2 - (K_{B1} + K_{C1})}{1 - K_{B1}} \dots\dots\dots (6)$$

ここに

$$K_{B1} = \frac{E_{B21}}{E_S}, \quad K'_{B1} = \frac{E'_{B21}}{E_S}, \quad K_{C1} = \frac{E_{C11}}{E_S}, \quad T_p = R_{B2}C$$

E_{B21} : $I_{E2}R_E + v_{BE2} = T_2$ のみが飽和状態のときの T_2 のベース電圧

E'_{B21} : $(I_{E1} + I_{E2})R_E + v_{BE2} = T_1, T_2$ とともに飽和状態のときの T_2 のベース電圧

E_{C11} : $I_{E1}R_E + v_{CS1} = T_1$ のみ飽和状態のときの T_1 のコレクタ電圧

E_S : 直流電源電圧

また出力パルス電圧 e_p はパルス増幅回路の回路定数により決まる。

$$e_p = \frac{1}{N_P} \frac{R_5}{R_4 + R_5} E_S - v_{CES} \dots\dots\dots (7)$$

ここに N_P : パルス・トランス巻線比

R_4, R_5 : バイアス抵抗

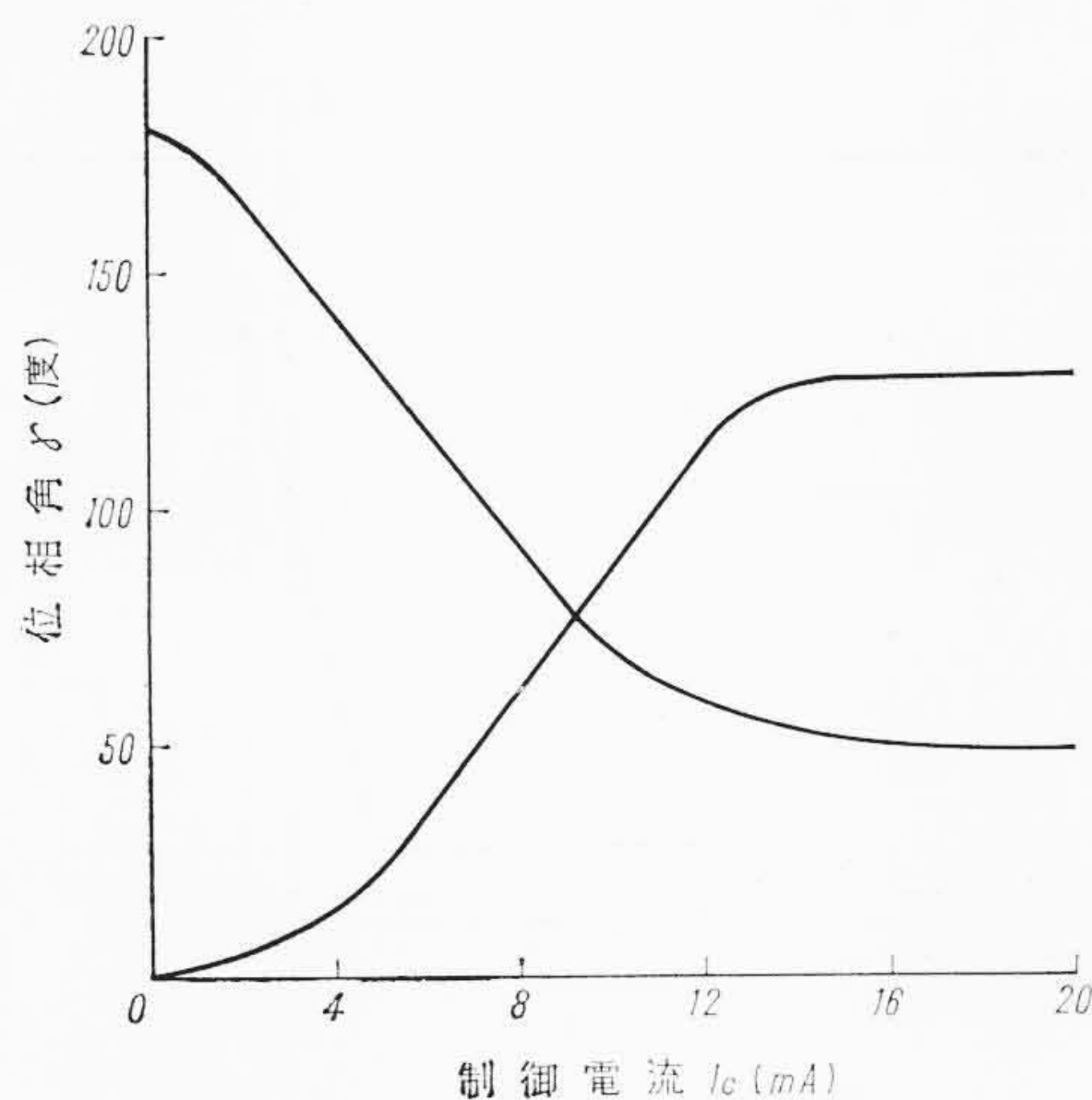
v_{CES} : コレクタ飽和電圧

である。

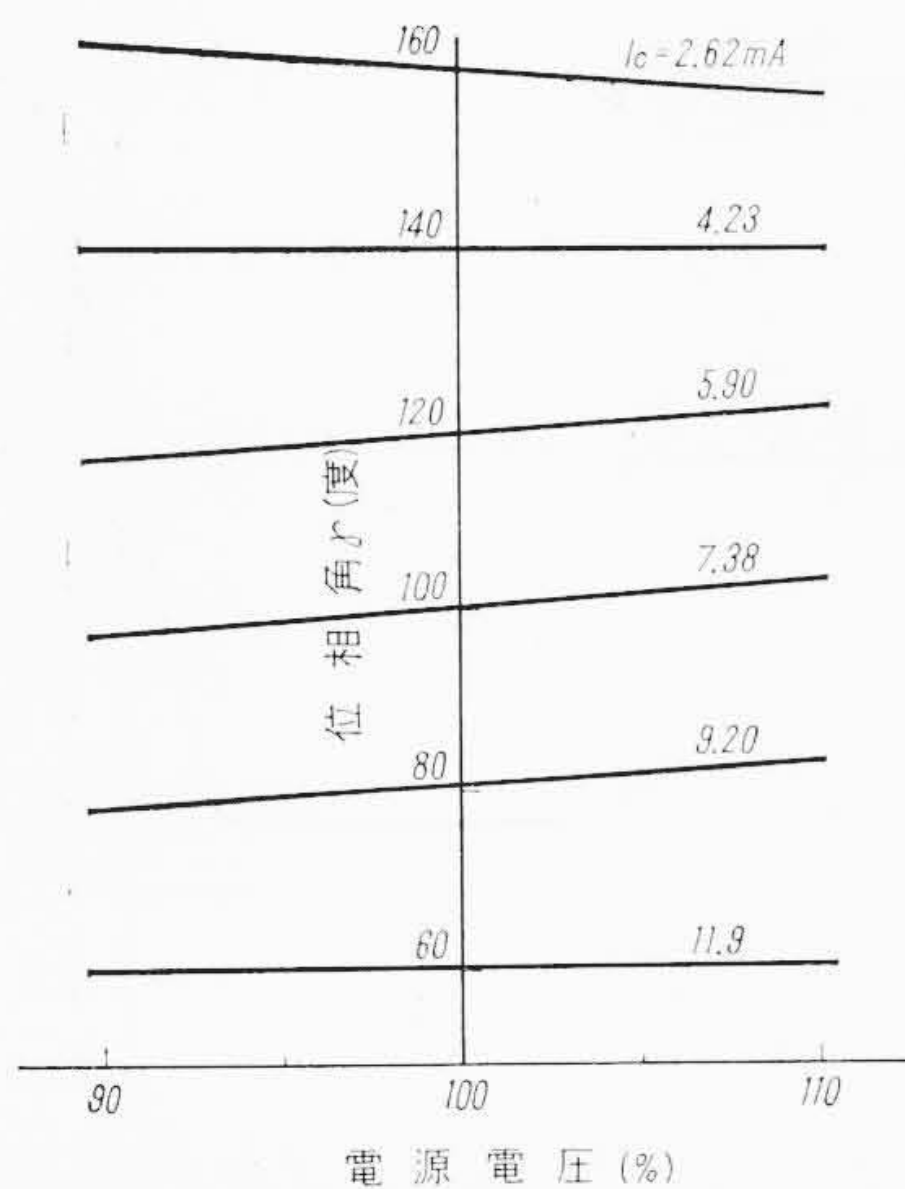
第8図はこの移相器の移相特性の一例である。

(4)式から位相角の交流電源電圧変動を補償する方法に次の二つが考えられる。

- (1) 交流電圧に比例した電流を補償巻線に流す。
- (2) 交流電圧に比例して直流電源を変化し、バイアス電流を変



第8図 位相特性の移動



第9図 位相特性に対する交流電源電圧の影響

えることにより補償する。

このうち(2)の方法による位相特性の交流電源影響の実験結果の一例を第9図に示す。この結果 $\pm 10\%$ の電源電圧変動に対し位相角変化は約 $\pm 2\%$ 程度である。

以上半波形自己帰還増幅器のゲート角の位相特性を利用し、パルス整形回路にトランジスタの直結式—安定マルチバイブレータを組み合わせた磁気式自動パルス移相器について検討した。ゲルマニウム・トランジスタを用いたものでは周囲温度 55°C まで、シリコン・トランジスタを用いたものでは 80°C においても使用できる。移相角は約 130 度程度で普通の応力には十分である。特別に広角度が要求される場合には 180 度以上の移相角をもつ広角度磁気式パルス位相器を考案した。なお制御系の一循利得を増加したい場合には、前置増幅器として小形磁気増幅器を用いることができる。

3. 小形直流電動機の可逆速度制御⁽³⁾

工作機械の工具あるいは作業台駆動用電動機などでは定められた切削条件を満たすため任意の速度に調整でき、かつ負荷のいかににかかわらず一定速度で運転することが要求される。なお作業能率を上げるため正逆転時間が短いことが望まれる。これらの要求に応ずるため SCR の逆並列接続を用いた逆変換制御方式による直流電動機の可逆速度制御について検討を行なった。SCR のゲート制御には前章で述べた磁気式自動パルス移相器を用いた。

3.1 速度制御の動作原理

一定励磁された電動機において刷子降下、電機子反作用による速度ヒステリシス特性などを無視すると、次式で表わされるように速度 ω に比例した量は電動機端子電圧 E_t と電機子降下 $I_a R_a$ の差として与えられる。

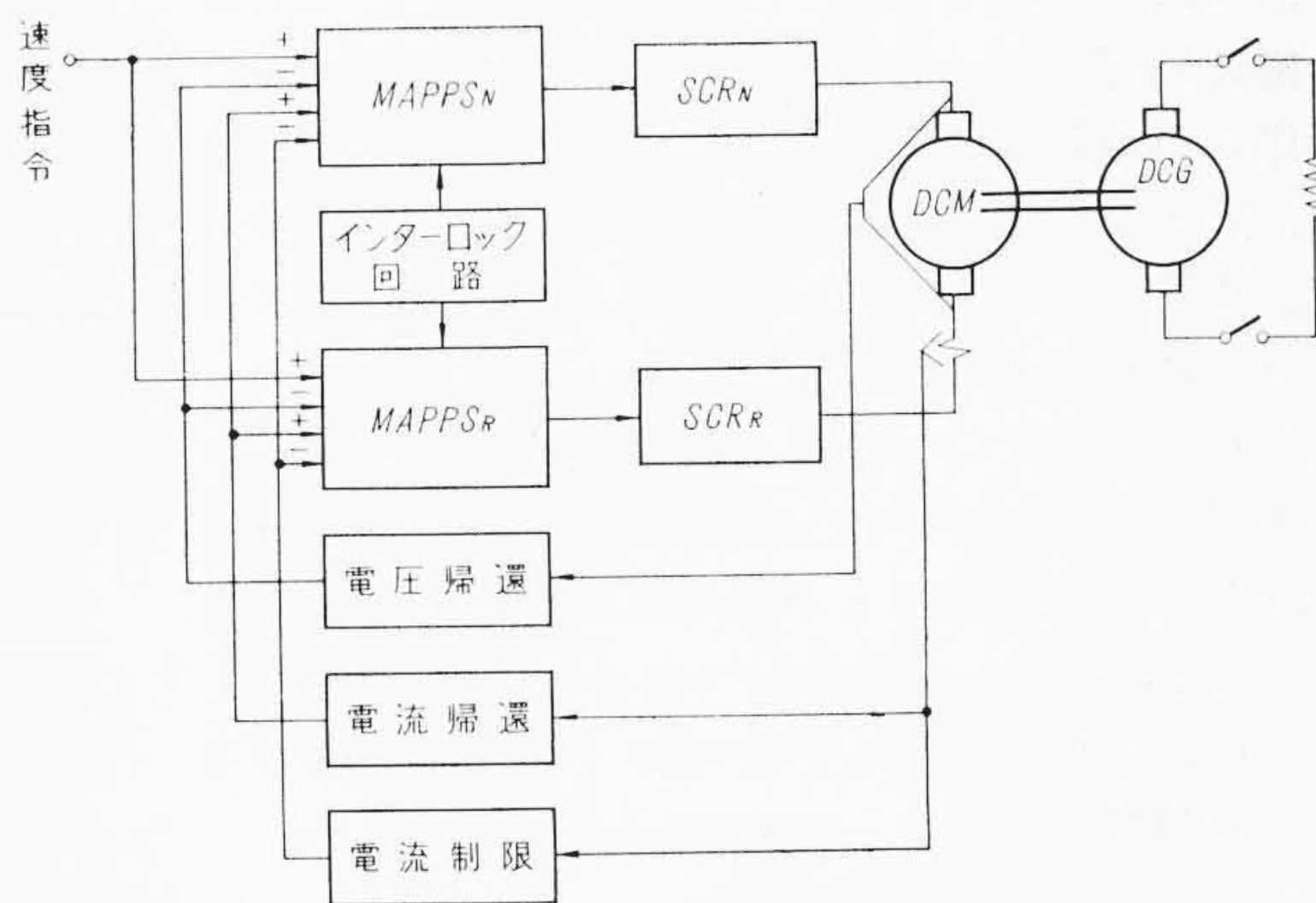
$$K\phi\omega = E_t - I_a R_a \dots\dots\dots (8)$$

ここに $K\phi$: 単位速度当たり発生する起電力

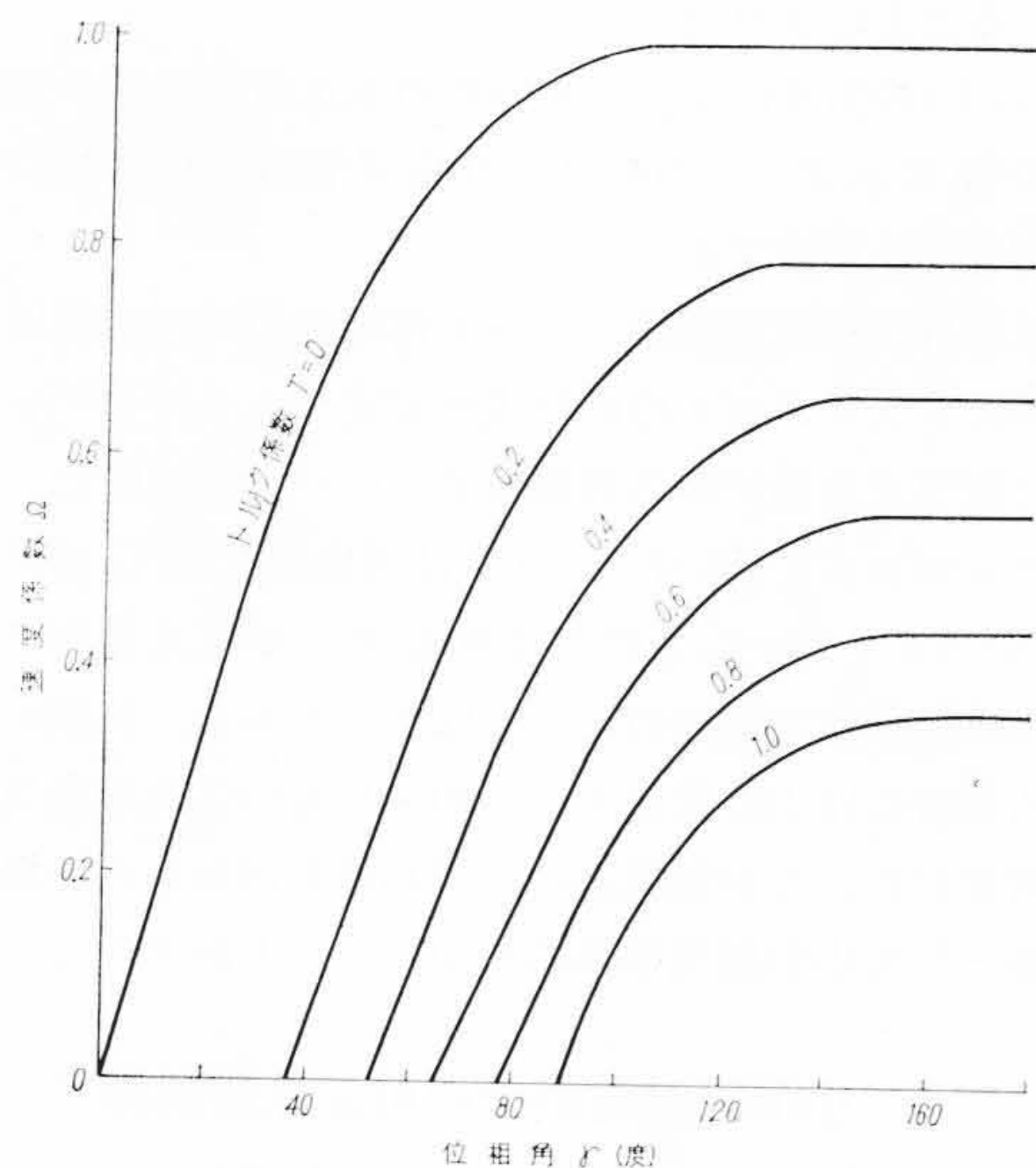
したがって $(E_t - I_a R_a)$ に比例した量を帰還し、設定値と突き合わせることで速度制御ができる。SCR を用いた電動機速度制御の構成図を第10図に示す。図中 MAPPS は磁気式自動パルス移相器で一方は正転用、他方は逆転用である。なお加減速時および正逆転時には過大な電機子電流が SCR に流れるので、この値が一定値以上にならないよう制限するため電流制限回路を用いている。これはまた急速加減速にも有用である。

SCR の単相全波整流回路に直流電動機を負荷する場合のゲート制御角 γ に対するトルク—速度特性を明らかにする。電機子回路の抵抗・リアクタンス比が大きい場合、トルク係数 T と速度係数 Ω の間には次の関係が成り立つ。

$$\sqrt{1 - \Omega^2} + \Omega \sin^{-1} \Omega - \Omega \gamma - \cos \gamma = T \dots\dots\dots (9)$$



第10図 可逆速度制御の構成図



第 11 図 位相角と速度の関係

ここに $\Omega = K\phi\omega + E_{DF}/\sqrt{2}E_2$
 $T = \pi(R_a + R)\tau/\sqrt{2}E_2K\phi$
 $E_{DF} = \text{SCR 順方向降下}$
 $E_2 = \text{変圧器 2 次電圧}$
 $R_a + R = \text{電機子回路の全抵抗}$
 $\tau = \text{電動機トルク}$
 $\gamma = \pi - \alpha$

上式で T をパラメータとしたとき γ に対する Ω の関係を数値計算すると第 11 図のようになる。この結果利得 $d\Omega/d\gamma$ が γ および T により変化することになる。すなわち SCR の伝達関数 K_s は次式のように γ および T の関数形となる。

$$K_s = \frac{E_t}{\gamma} = \left(K\phi + \frac{I_a R_a}{\omega} \right) \frac{\sqrt{2}E_s}{K\phi} \frac{d\Omega}{d\gamma} \bigg|_T \quad \dots\dots\dots (10)$$

このことは制御系の安定性の問題に関係するので重要である。

3.2 可逆制御の動作原理

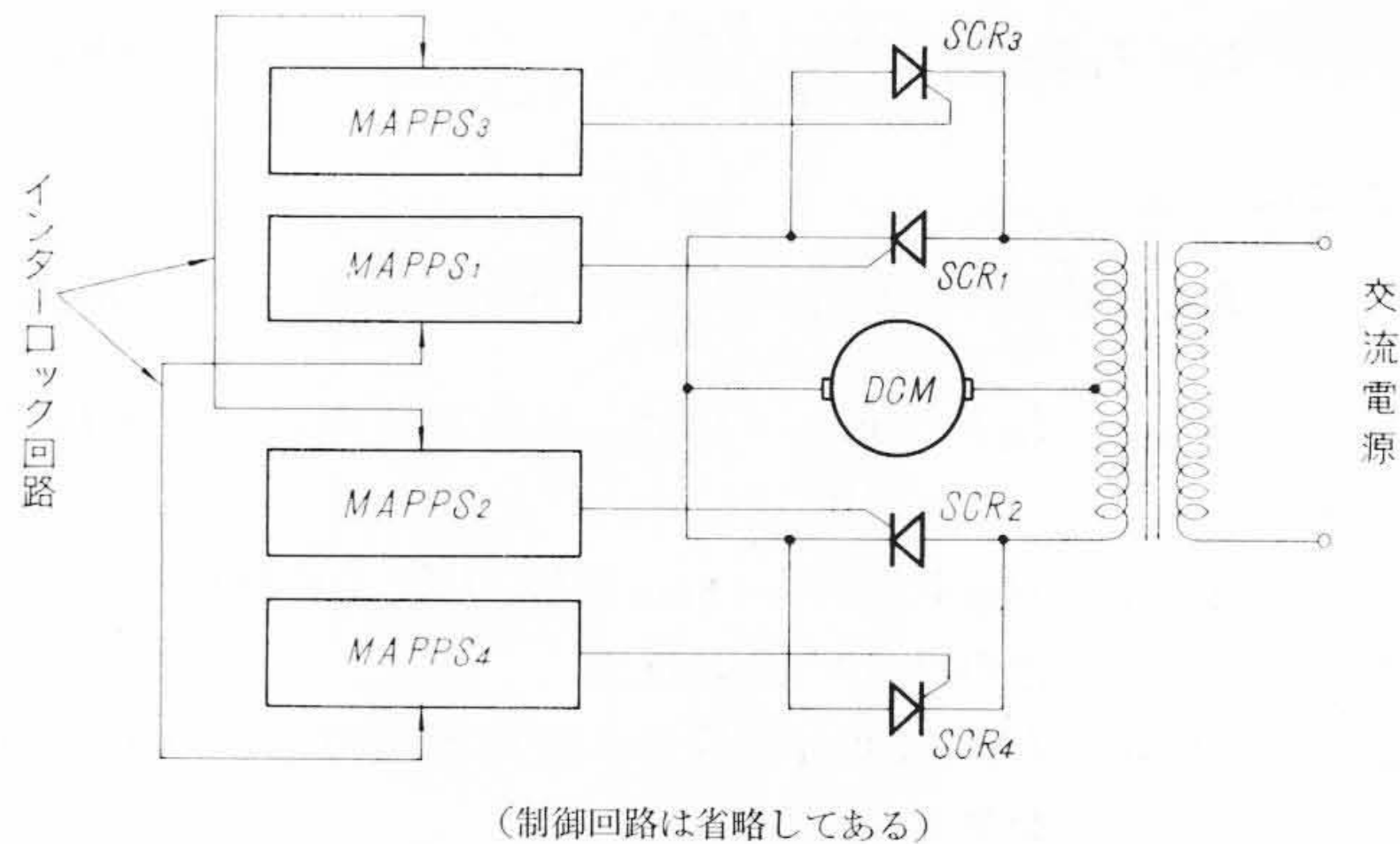
可逆制御には電機子回路の SCR 単基切替方式、電動機界磁切替方式、SCR の逆並列接続方式などがあるが、ここでは SCR の逆並列方式による可逆制御について述べる。

単相全波整流形の SCR 逆並列接続回路を第 12 図に示す。図において正転時には $\text{SCR}_1, \text{SCR}_2$ を、また逆転時には $\text{SCR}_3, \text{SCR}_4$ を点弧して速度制御を行なう。この場合磁気式自動パルス移相器を用いているので、正逆転の動作原理は磁気増幅器の場合と相似である。加速、定速、正逆転および停止の各期間における信号の動作状態を、MAPPS 入力に対する電動機速度の特性平面上で表わせば第 13 図のようになる。

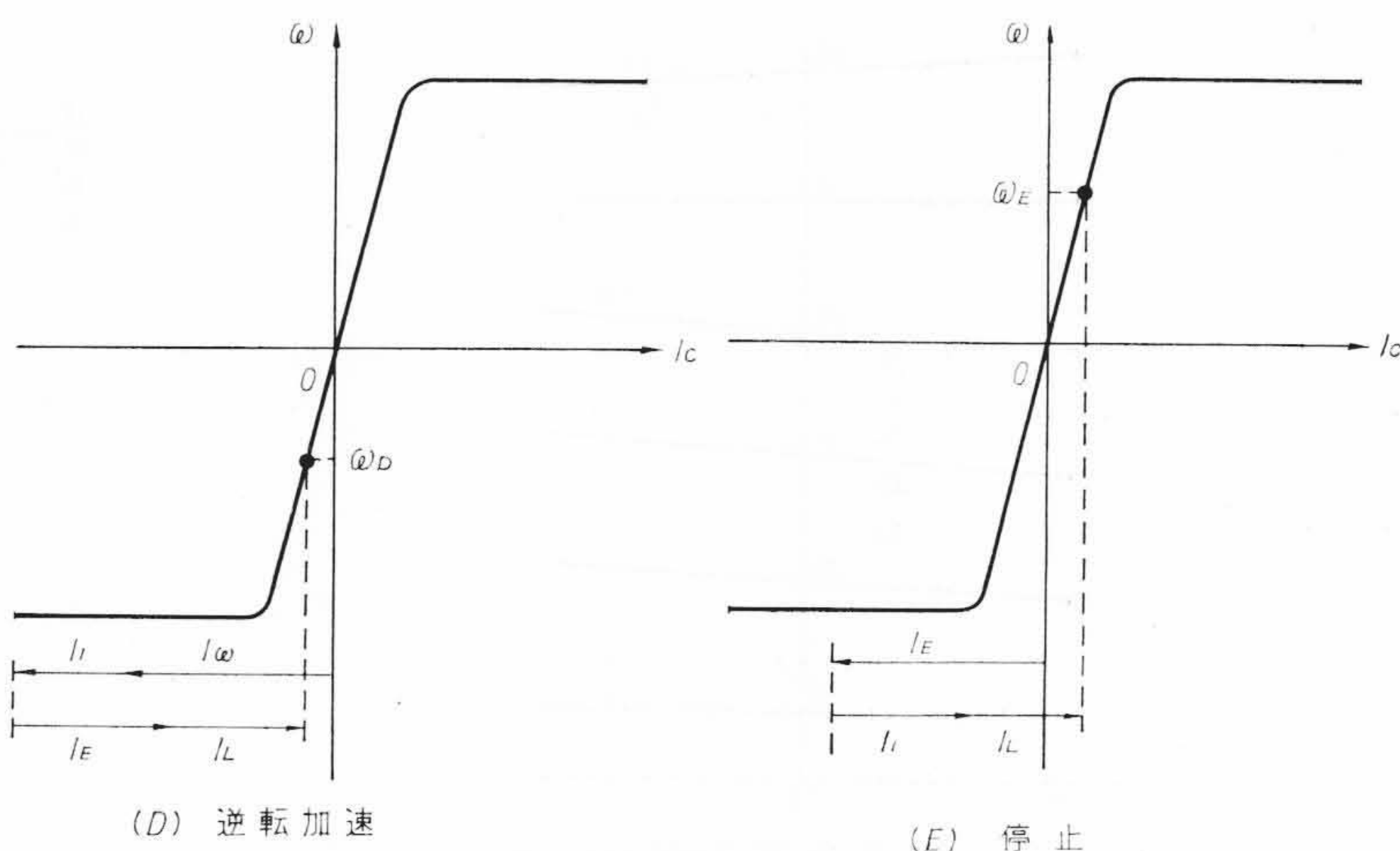
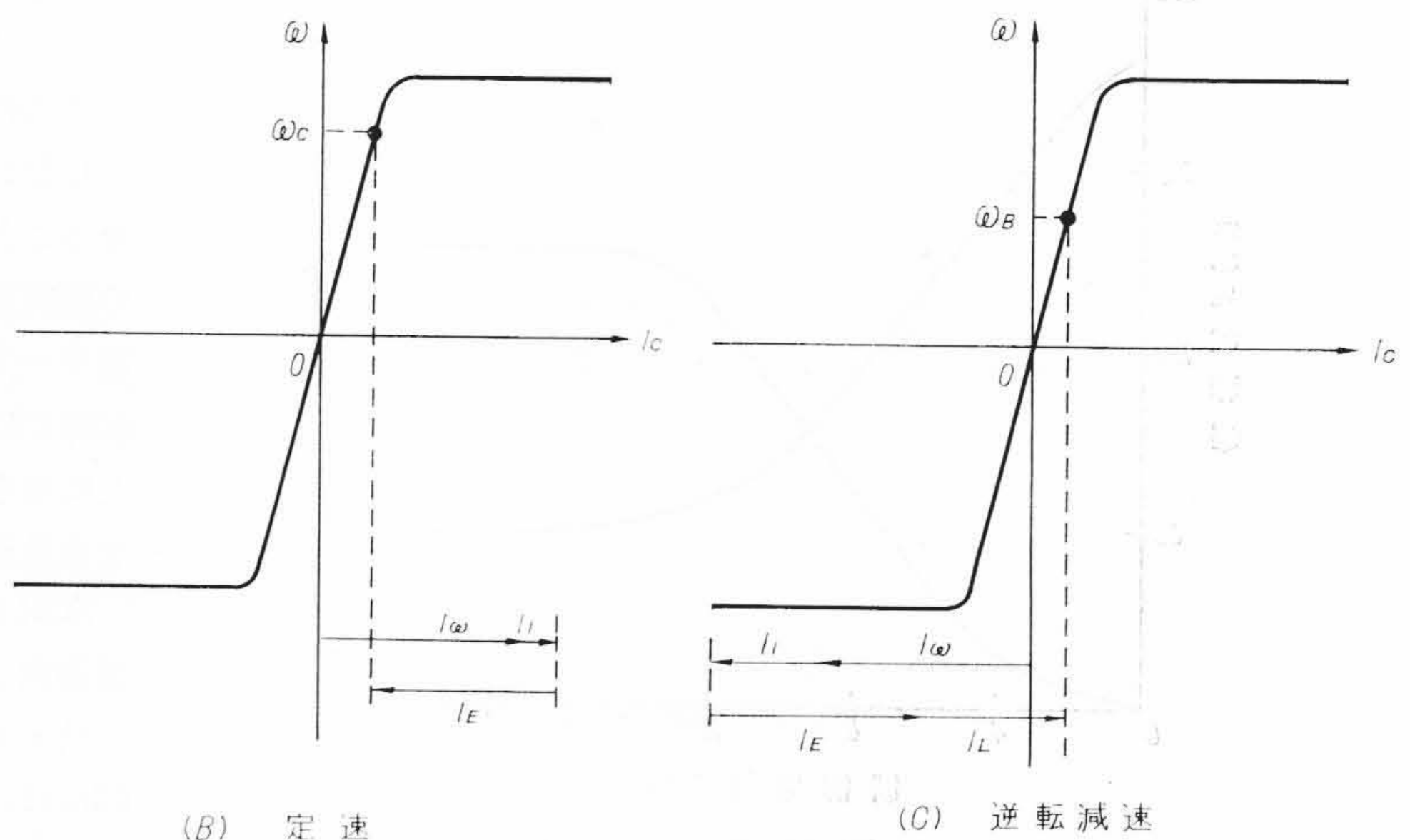
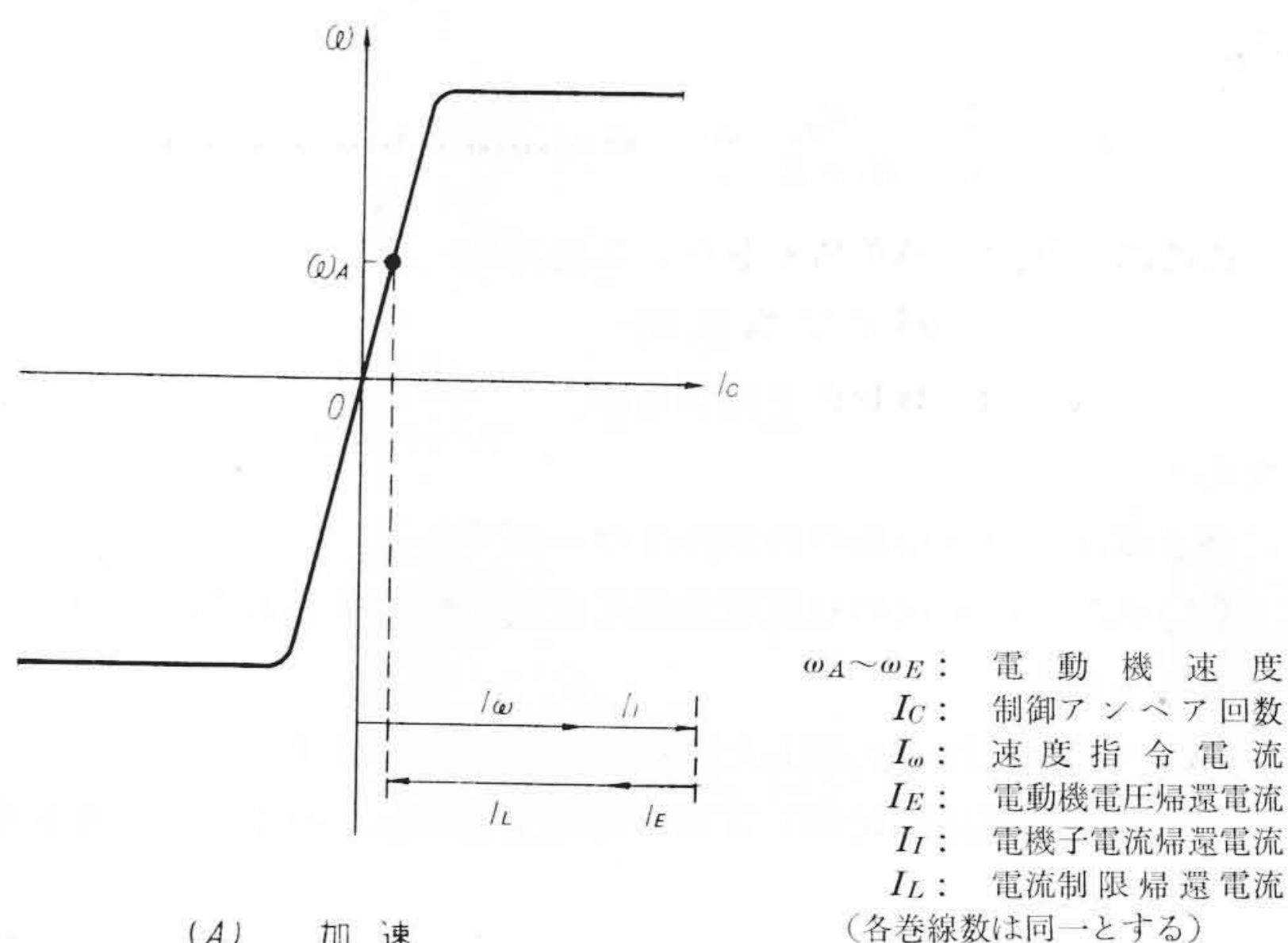
第 12 図の接続でわかるように SCR_1 と SCR_4 あるいは SCR_2 と SCR_3 は同相電圧が印加されるので、それらの SCR が同時に点弧すると SCR を破壊する。したがってこれらの SCR ゲート回路相互の間をインターロックしておく必要がある。これを電子的にインターロックするため MAPPS のインターロック端子を利用する。

3.3 実験結果

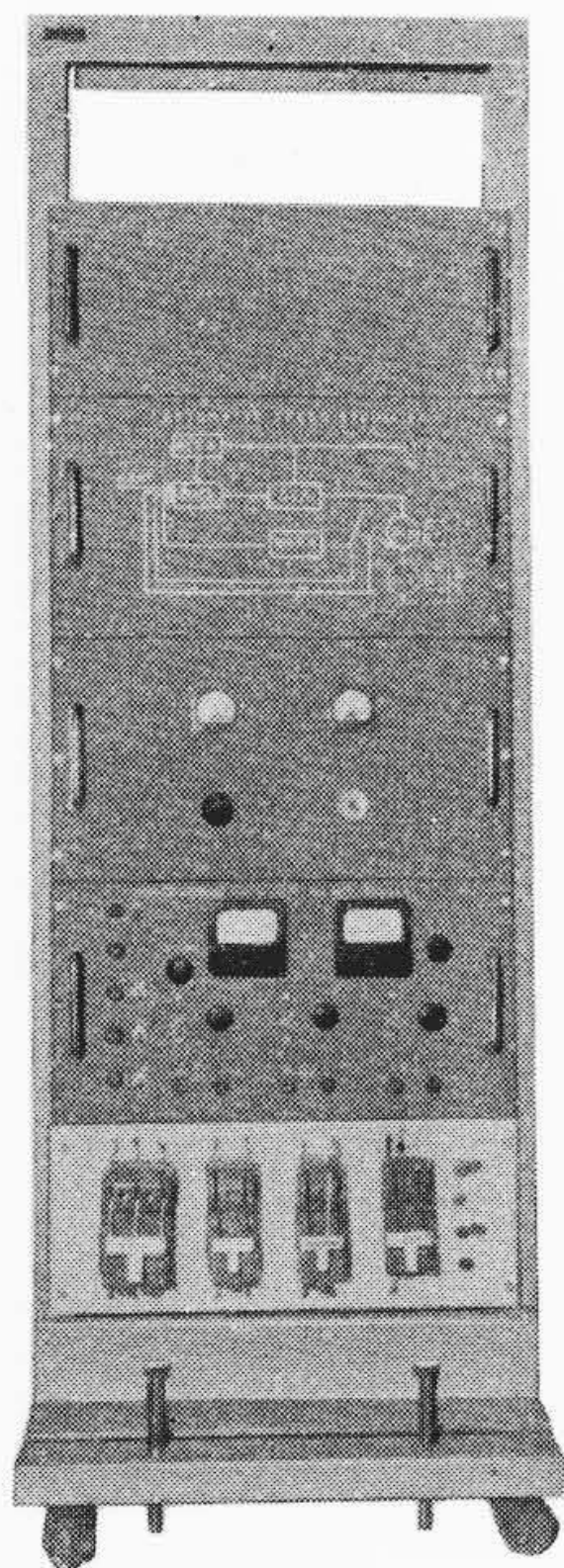
試作した可逆速度制御装置の外観を第 14 図に示す。



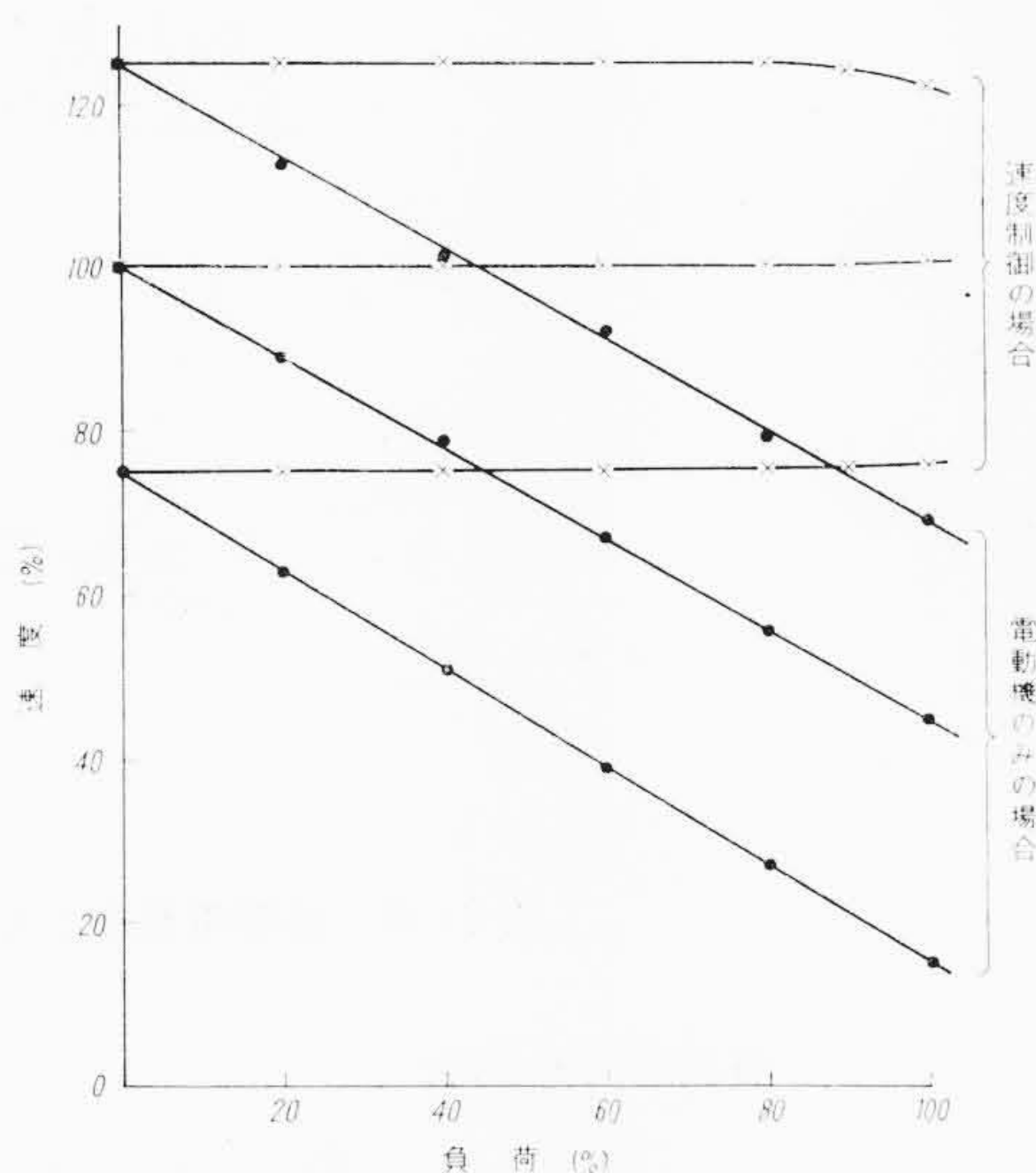
第 12 図 SCR の接続と MAPPS のインターロック



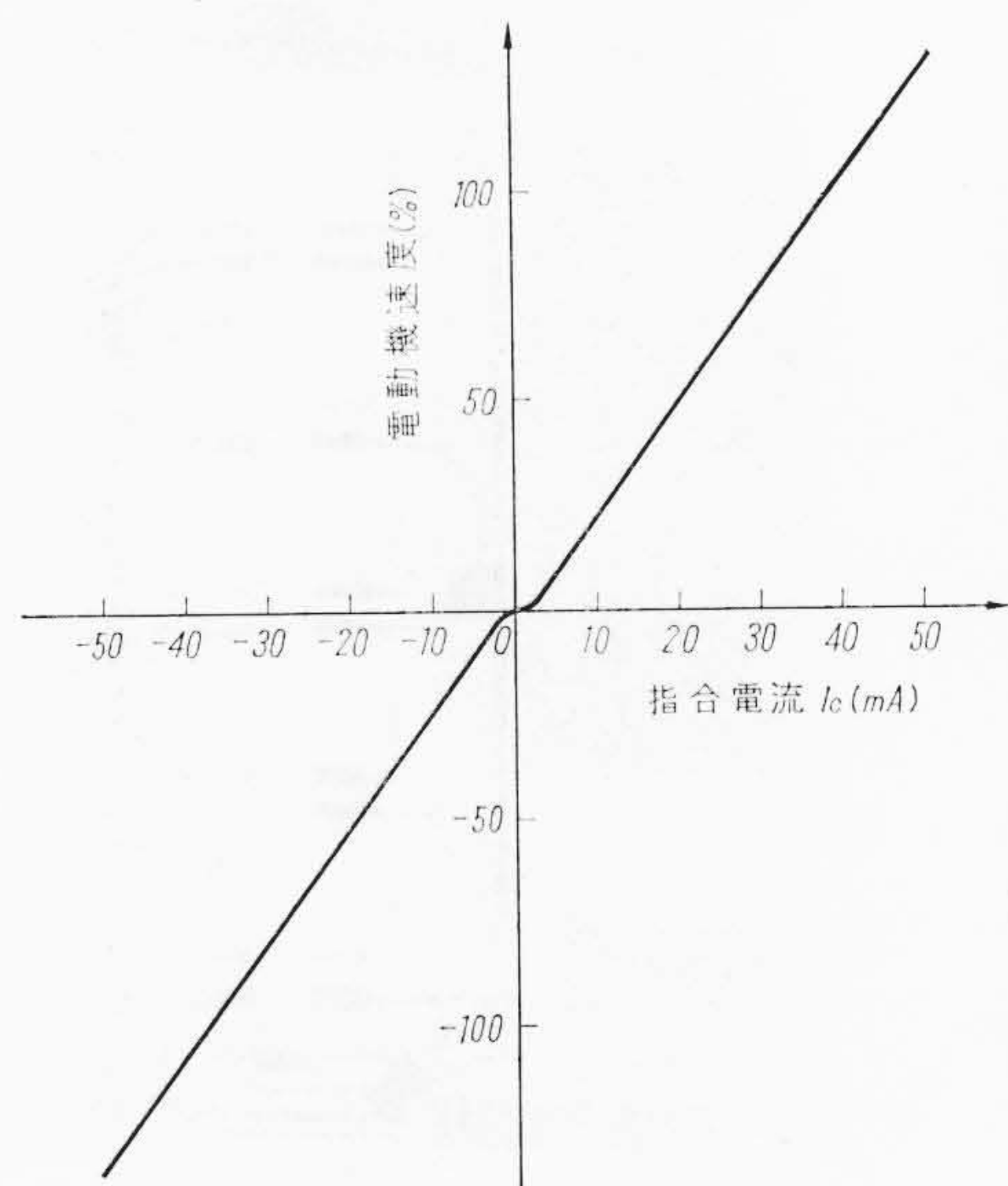
第 13 図 電動機の可逆速度制御特性



第14図
可逆速度制御装置



第15図 負荷特性



第16図 速度指令と電動機速度の関係

3.3.1 静特性

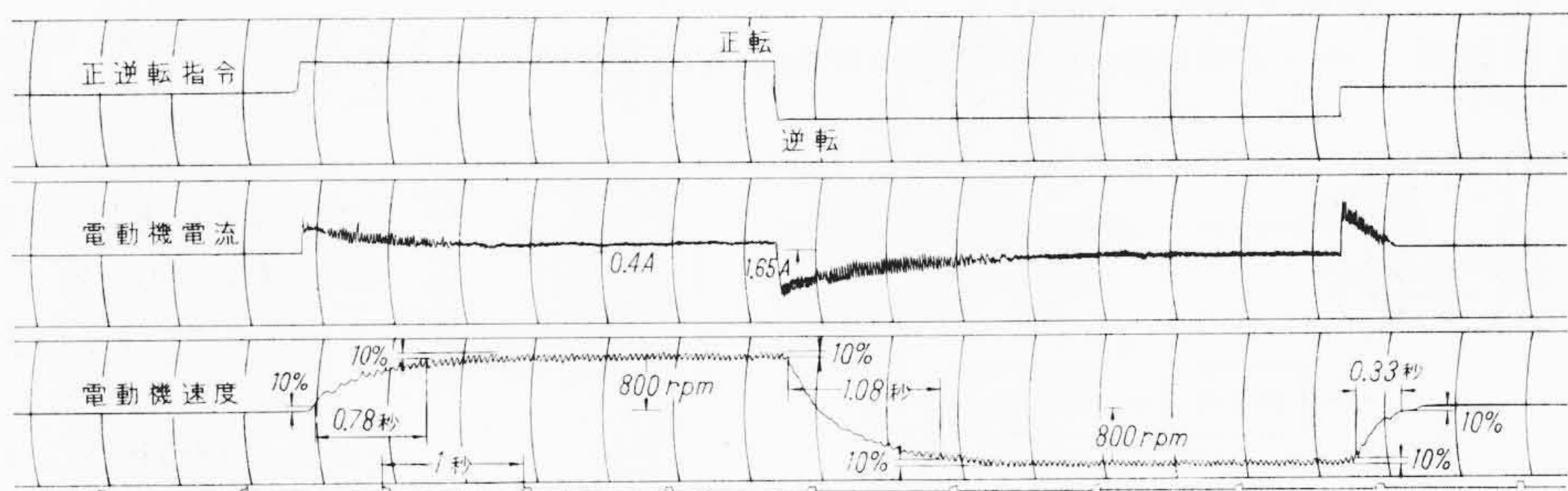
速度制御の有無に対する電動機速度の負荷特性の比較を第15図に示す。この結果制御をしない場合速度変動率が55%であったのが、速度制御を行なうことにより約3%程度に減少している。また速度指令に対する電動機速度の実験結果を第16図に示す。定格速度の5~130%の範囲において線形性がよい。

3.3.2 過渡特性

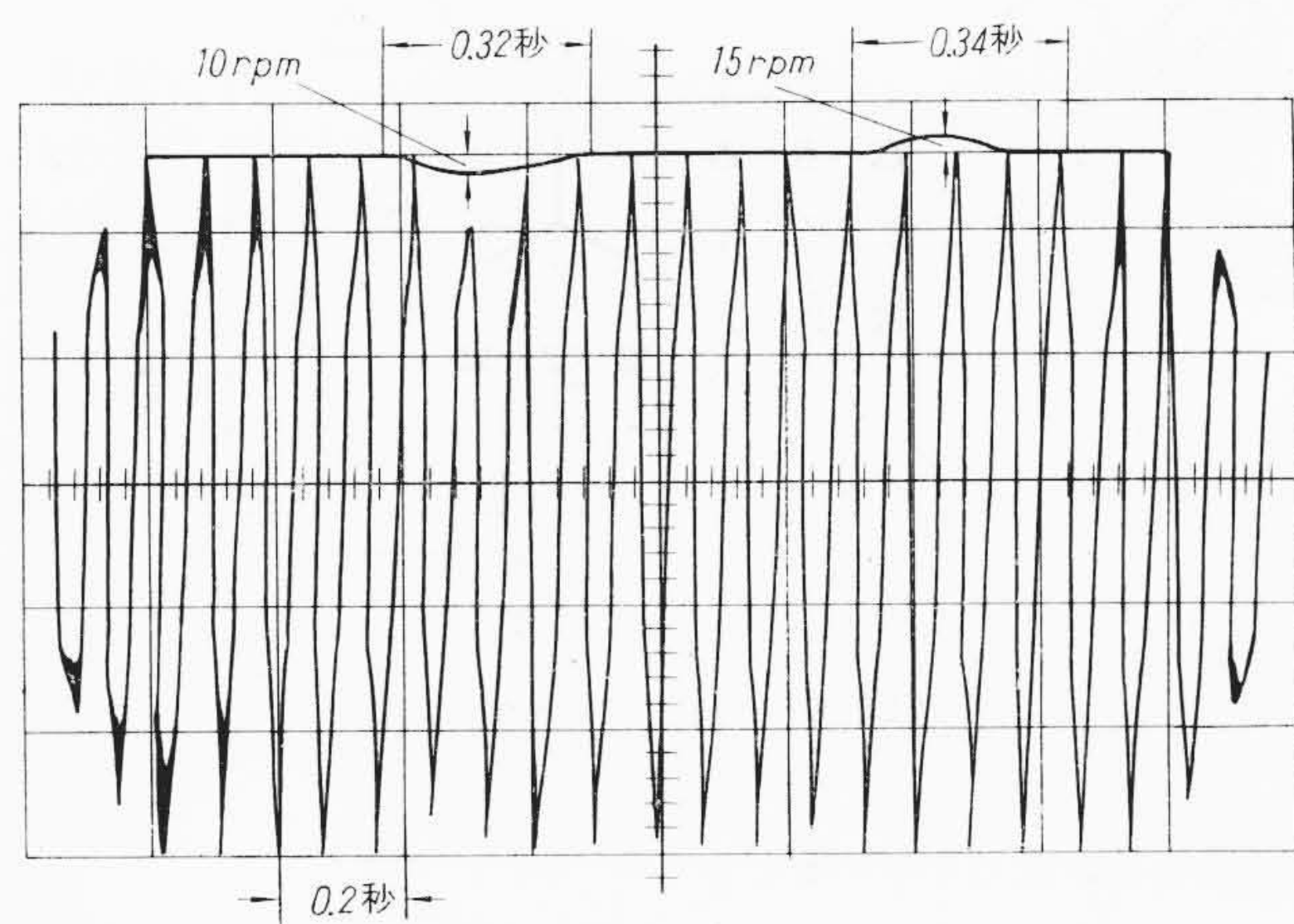
加減速時および正逆転時の電動機速度のインディシャル応答を第17図に示す。また100%負荷変化をした場合の速度のインパクト変化を第18図に示す。この結果速度のオフセット誤差は認められない。以上の過渡特性の実験結果を要約すると次のようになる。

加 速 時 間	0.78 秒
減 速 時 間	0.33 秒
正 逆 転 時 間	1.08 秒
インパクト降下	1.25%
インパクト回復時間	0.320 秒
インパクト上昇	1.87%
インパクト回復時間	0.345 秒

第19図は日立製作所習志野工場においてほぼ同様の回路構成(ただし三相二重星形結線)で製作されたものである。



第17図 加減速, 正逆転のインディシャル応答の実験例



第18図 100%負荷変化をしたときの電動機速度のインパクト変化

4. 静止セルビウス回路

静止セルビウス回路は誘導電動機速度制御の有効な方式として相当古くから考へられていたが放電管や水銀整流器の取扱上の欠点のため実用された例は少なかった。SCR, SRにより順逆変換部が簡単になり, 直流機に比し誘導電動機は保守や価格の面で大きな利点をもつので今後相当利用されるであろう。

4.1 静止セルビウス回路の特性

第20図は静止セルビウス回路の構成および実験に用いた回路図の主要部を示す。第21図(a)は電動機の等価回路, (b)はそのベ

クトル図である。

ここで

$$R_2 = r_2 + R, \quad r_2' = n^2 \frac{m_1}{m_2} R_2, \quad x_2' = n^2 \frac{m_1}{m_2} x_2$$

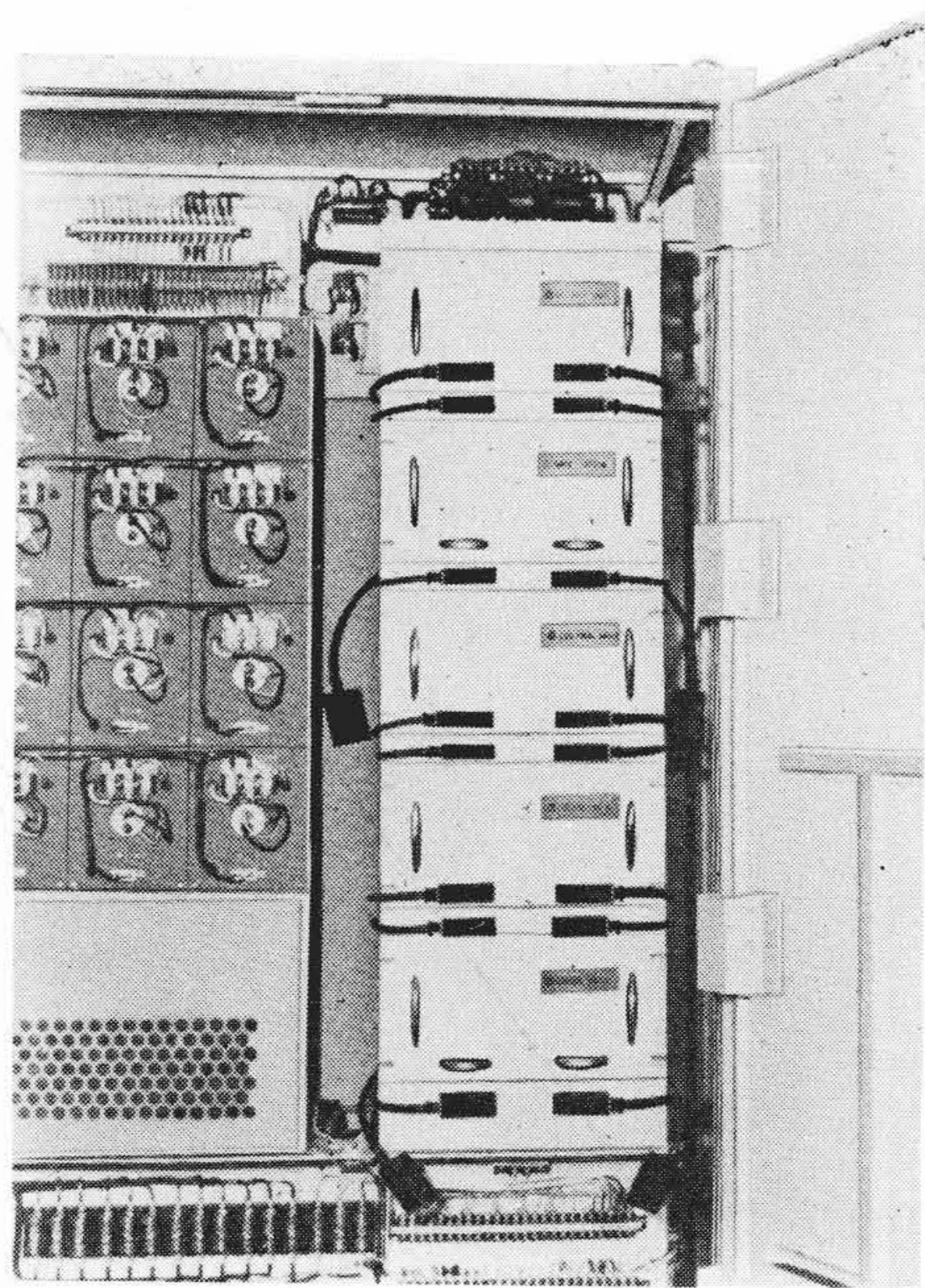
m_1, m_2 : 一次, 二次の相数

n : 巻線比

$$Z_1 = r_1 + jx_1 \quad Z_2 = r_2 + jx_2$$

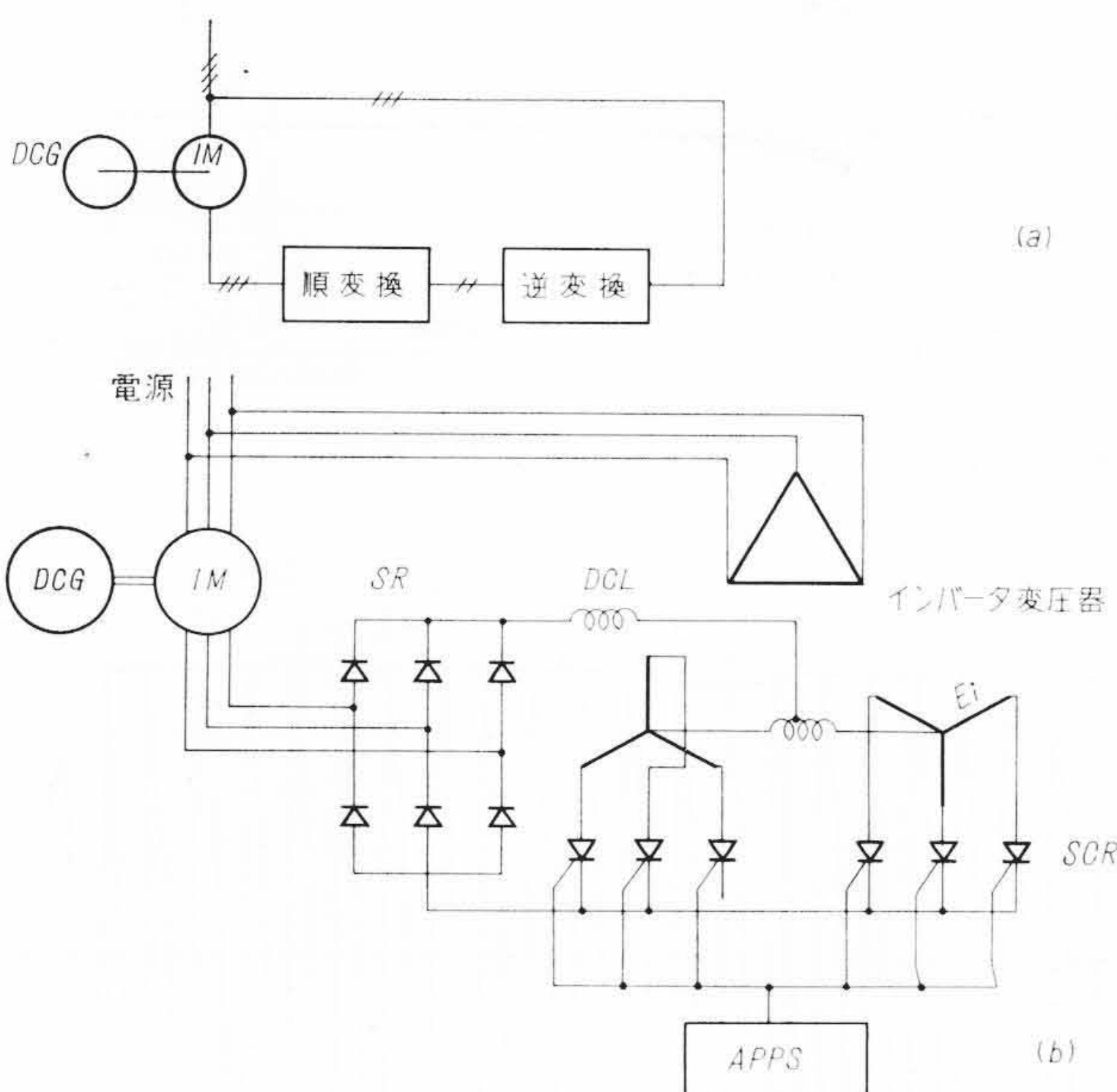
(電動機の一次, 二次の一相分のインピーダンス)

R : 整流器以降の等価抵抗(一相分)



電動機 3.7kW 110V 40A DC
 回転数 100~2,000 rpm
 整流方式 2重星形
 SCR 400V 16A 素子 6個 強制風冷
 タコゼネ 100V/400~2,000 rpm
 速度変動率 2%

第19図 ロール旋盤双物台移用電動機制御装置の内部配置図



第20図 静止セルビウス回路

電流、電圧、電力を求めると

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{1}{c_1 - jc_2} E_0 & I_2' &= \frac{a_1 - ja_2}{c_1 - jc_2} E_0 \\ I_1 &= \frac{b_1 - jb_2}{c_1 - jc_2} E_0 & I_0 &= \frac{g_0 - jb_0}{c_1 - jc_2} E_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

また相差角 ϕ_1 は

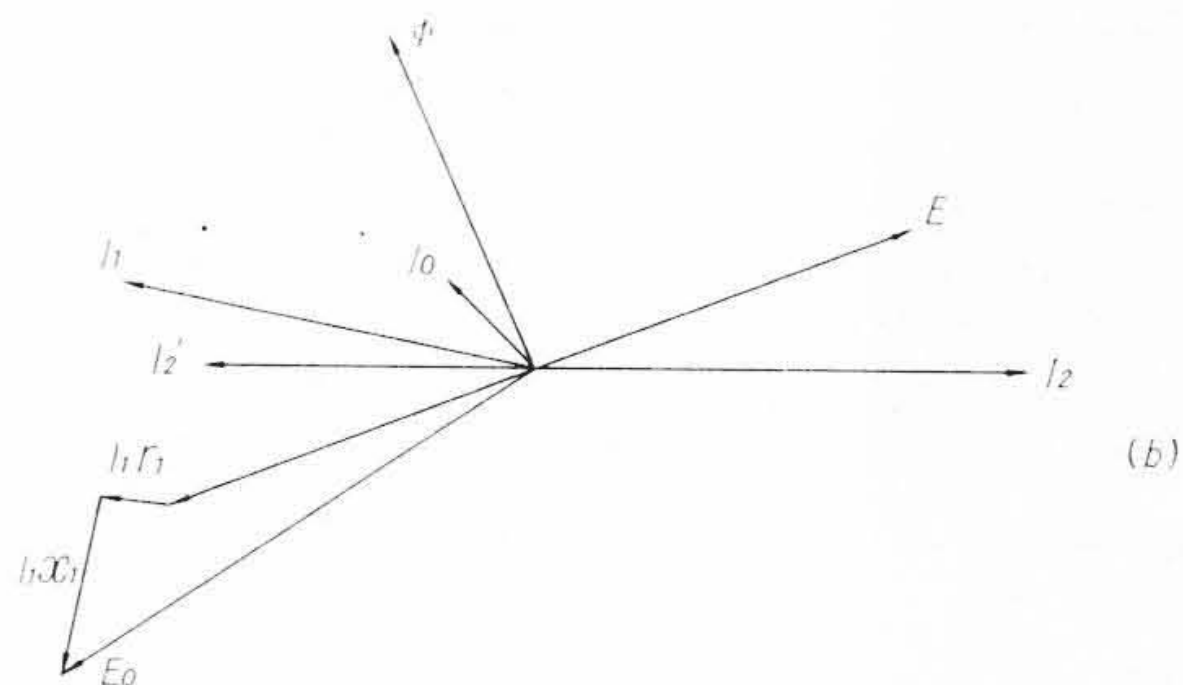
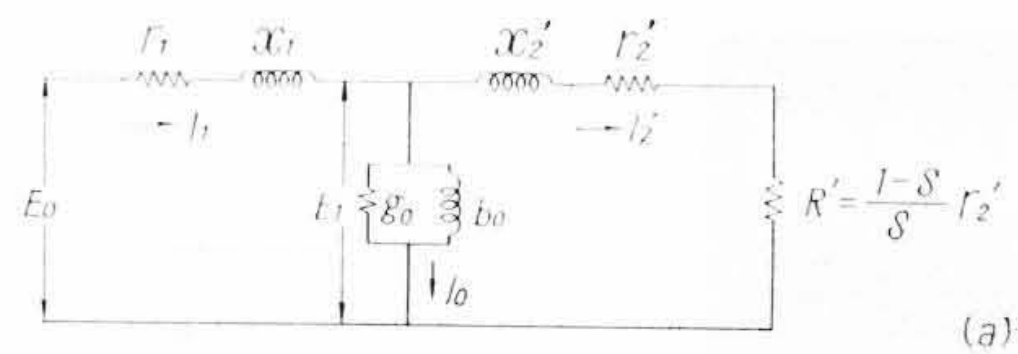
$$\phi_1 = \tan^{-1} \frac{d_2}{d_1} \dots\dots\dots (12)$$

電動機入力 P_1 は

$$P_1 = m_1 E_0^2 d_1 \dots\dots\dots (13)$$

回転子入力 P_2 は

$$P_2 = m_1 \frac{a_1}{c_1^2 + c_2^2} E_0^2 \dots\dots\dots (14)$$



第21図 誘導電動機の等価回路とベクトル図

機械的出力 P_0 は

$$P_0 = m_1 \frac{a_1}{c_1^2 + c_2^2} (1-s) E_0^2 \dots\dots\dots (15)$$

トルク T は

$$T = \frac{P_0}{\omega} = \frac{(1-s) P_2}{(1-s) \omega_0} = \frac{P_2}{\omega_0} \dots\dots\dots (16)$$

となる。ここに $a_1, a_2, b_1, b_2, c_1, c_2, d_1, d_2$ はいずれも r_2'/s の関数である。したがってこれらの諸量は r_2'/s の関数となる。

つぎに、二次にそう入した抵抗または整流器以降の等価抵抗の一次換算値を r_k とし、このときのすべりを s_k 、電流 (I_s') を I_k とする。同一の I_k に対しては

$$\frac{r_2'}{s} = \frac{r_{20}' + r_0}{s_0} = \frac{r_{20}' + r_{k-1}}{s_{k-1}} = \frac{r_{20}' + r_k}{s_k} \dots\dots\dots (17)$$

となる。また同期ワットトルク T_k は

$$T_k = \frac{m_1}{\left(\frac{s}{r_2'}\right)} \cdot I_k^2 \dots\dots\dots (18)$$

となり、二次回路の抵抗 r_k を変化するとすべりは変化するが、 I_k が一定ならば T_k は一定にたもたれていわゆる定トルク特性をもつ。

静止セルビウス回路では制御角 γ を変化して2次側の等価抵抗を変える。この場合 I_2' の波形は正弦波ではないから I_2' 一定の条件が多少不明確である。いま γ および電動機出力を変化して I_d, γ, P_2, N の関係を求めると、第22図のようになり I_d =一定の条件の下では P_2 =一定となり、いわゆる定トルク特性を示す。

インバータの逆起電力を E_{di} 、スリップ s のときの二次巻線電圧を整流した直流電圧を E_{dr} とすれば $E_{dr} > E_{di}$ がセルビウス回路として運転される範囲であり、制御角 $\gamma = 90^\circ$ で $E_{di} = 0$ となり短絡と同様になりほぼ同期速度で回転する。しかし実際には $\gamma > 90^\circ$ の順変換領域で運転し整流器の損失を補ったとき同期速度となる。

すべりは一般に

$$s = \frac{P_2}{P_G + P_K + P_2} \dots\dots\dots (19)$$

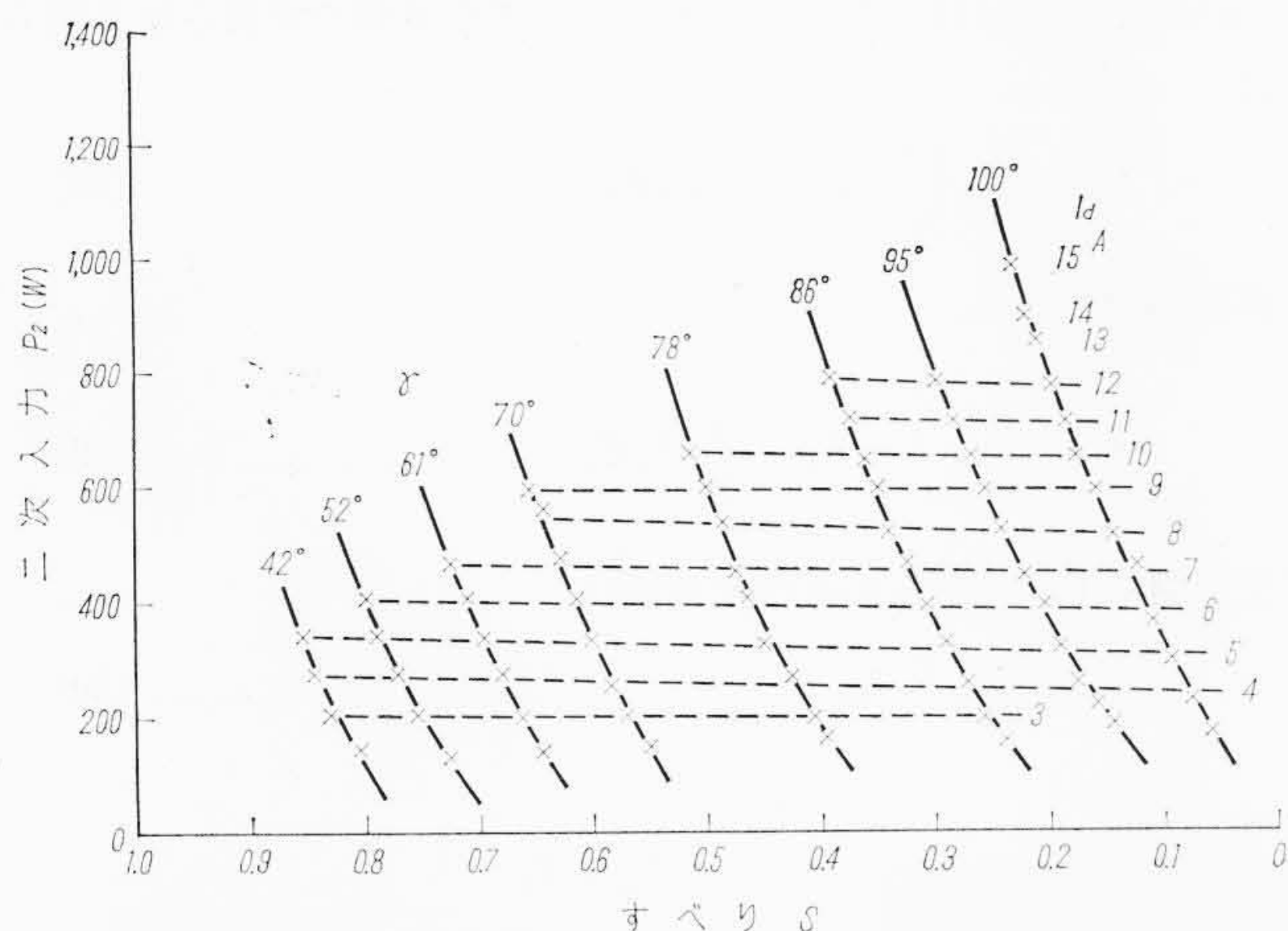
ここに P_2 : 二次電力

P_G : 負荷電力

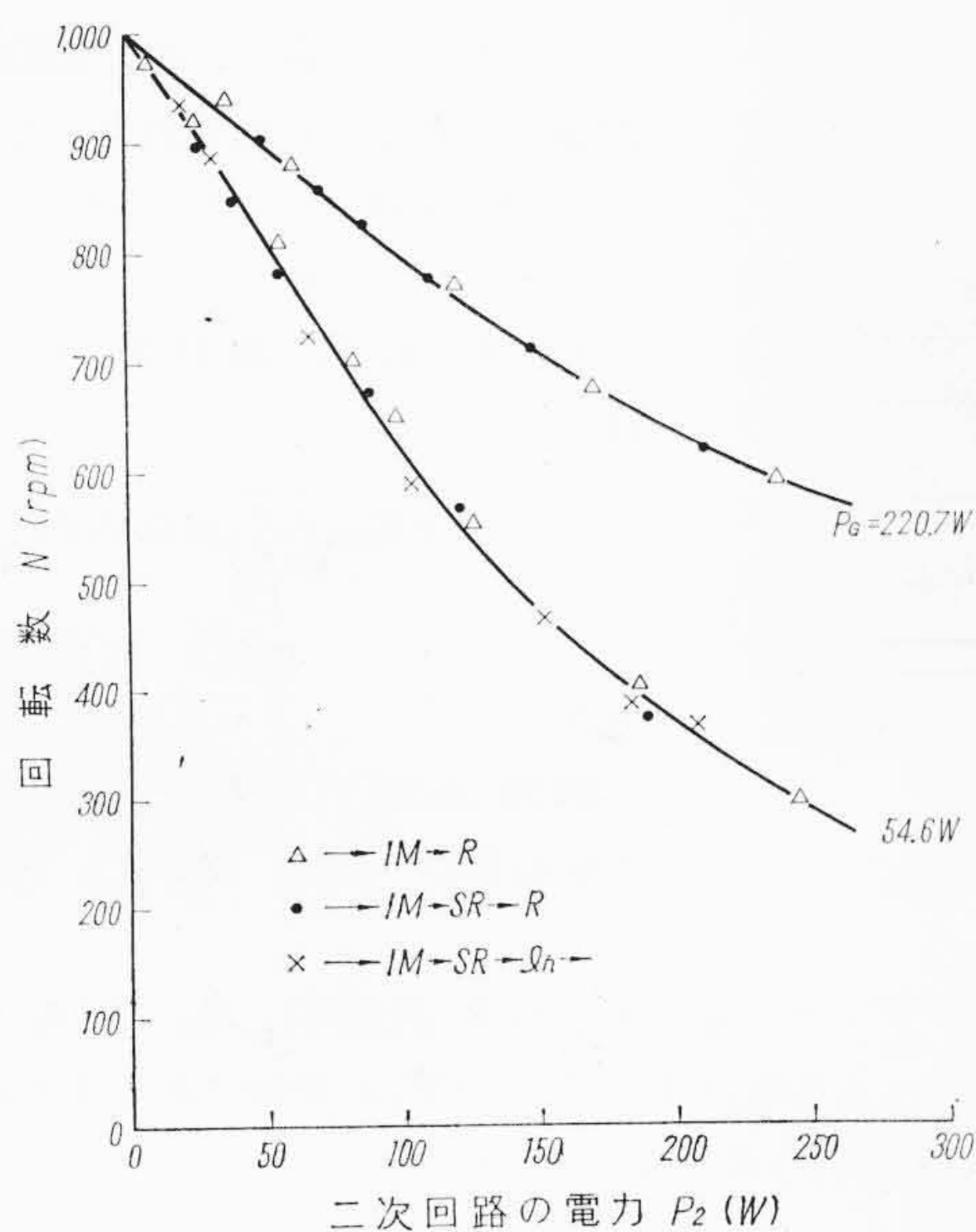
P_K : 損失

で与えられる。

整流回路が存在するため、二次巻線に流れる電流は正弦波ではなく、多くの高周波を含む点が、抵抗で短絡する普通速度制御とは異なる。そこで二次を抵抗で短絡する場合、二次出力を整流した後抵抗で短絡したとき、および整流電力をインバータで電源に帰還した場合につき、二次電力 P_2 と回転数の関係を調べると第23図のよ



第22図 静止セルビウス回路におけるすべりと制御角、2次電力の関係



第23図 電動機二次回路電力と回路数の関係

うになり、 P_2 のみ考えればよいことがわかった。

4.2 制御角と回転数の関係

前節の実験結果から回転数は二次電力 P_2 で定まることを用い、第20図に示す結線の静止セルビウス回路における制御角 γ と回転数の関係を求める。

電動機二次巻線から整流器をみた等価抵抗を R 、整流回路に加わる電圧を E_{2R} とすれば

$$E_{2R} = \sqrt{3} I_2 R = \sqrt{3} s \sqrt{E_2^2 - I_2^2 x_2^2} - \sqrt{3} I_2 r_2 \quad \dots\dots (20)$$

直流電圧は重り角を無視すると

$$E_d = 1.35 E_{2R} - 2 e_{01} \quad \dots\dots (21)$$

ここに e_{01} : SR の電圧降下

I_d と I_2 の間には

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \sqrt{1 - 3 \phi(u)} \quad \dots\dots (22)$$

の関係がある。ただし $\phi(u)$ は u により定まる。

一方、インバータ側は

$$E_d = 1.17 E_i \cos \gamma + 0.239 X I_d + R_0 I_d + e_{02} \quad \dots\dots (23)$$

ここに E_i : インバータ変圧器二次電圧

X : 転流リアクタンス

R_0 : 直流回路の抵抗

e_{02} : SCR の順電圧降下

(20)～(23)式から E_{dR} を求め、簡単のため $\phi(u) = 0$ とすると

$$E_{dR} = \sqrt{3} s \sqrt{E_2^2 - \frac{2}{3} I_d^2 x_2^2} - \sqrt{2} I_d r_2 \quad \dots\dots (24)$$

$$E_{dR} = \frac{1}{1.35} \{1.17 E_i \cos \gamma + (0.239 X + R_0) I_d + 2 e_{01} + e_{02}\} \quad \dots\dots (25)$$

(24) (25)から s が求められる。

第20図の回路で電動機一次電圧、電流、電力および直流電流、制御角、回転数などを測定し、一方(25)から E_{dR} を求め次に(24)から回転数を求める。このようにして求めた回転数 N_c と回転数の測定値 N_{exp} を比較すると第24図のごとくになる。両者はよく一致し、このように I_d を決めれば(24) (25) から回転数を求め得ることを示している。しかし一般には I_d は未知量であるから回転数 N と負荷電力 P_G から2次電流を定め、この運転に必要な γ および変圧器直流巻線電圧 E_i を決めるべきであらう。そこで γ と P_G の関係を求めると

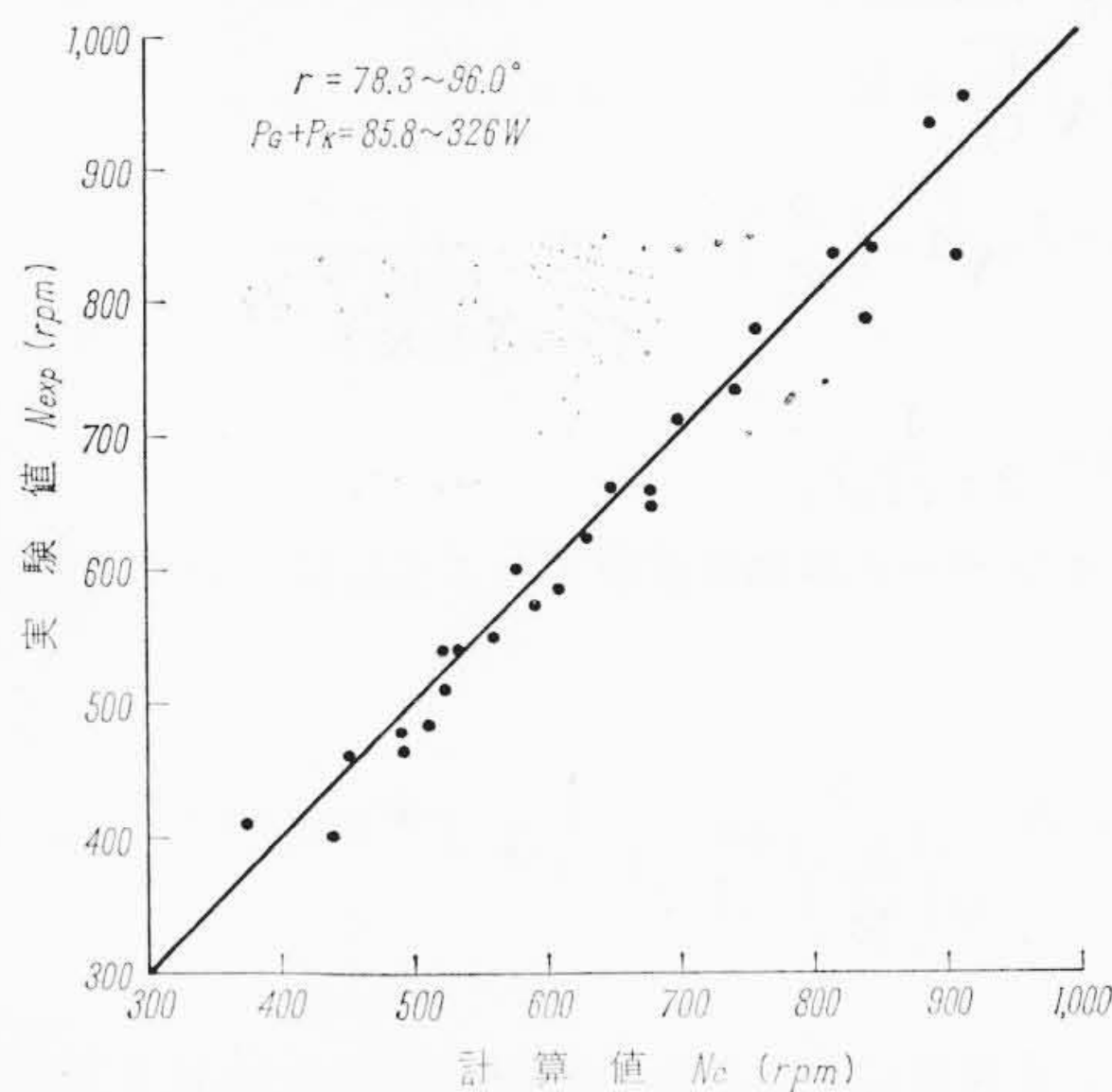
$$1.17 E_i \cos \gamma = 1.35 \sqrt{3} s \frac{E_1}{u} - \left\{ 1.35 \sqrt{3} r_2 + (0.239 X + R_0) \sqrt{\frac{3}{2}} \right\} \frac{P_G + P_{1c}}{3(1-s) \frac{E_1}{n}} - 2 e_{01} - e_{02} \quad \dots\dots (26)$$

となる。

以上静止セルビウス回路の特性の概要を述べた。 $\phi(u)$ を無視し、順変換側の重り角の影響を省略したのでこの点も計算には含めなければならない。また整流器のため二次巻線電流は高周波成分を測定すると第1表のとおりであり、第5高調波が相当大きい。この高調波の影響についても調べる必要がある。第25図は負荷を変化したときのオシログラムである。このような過渡時の諸現象についても検討し、広範囲に安定に運転できることや、転流失敗および一線開放などの故障想定の下における現象を調べたが、これらの点については省略する。

5. 可変周波インバータによる誘導電動機の運転

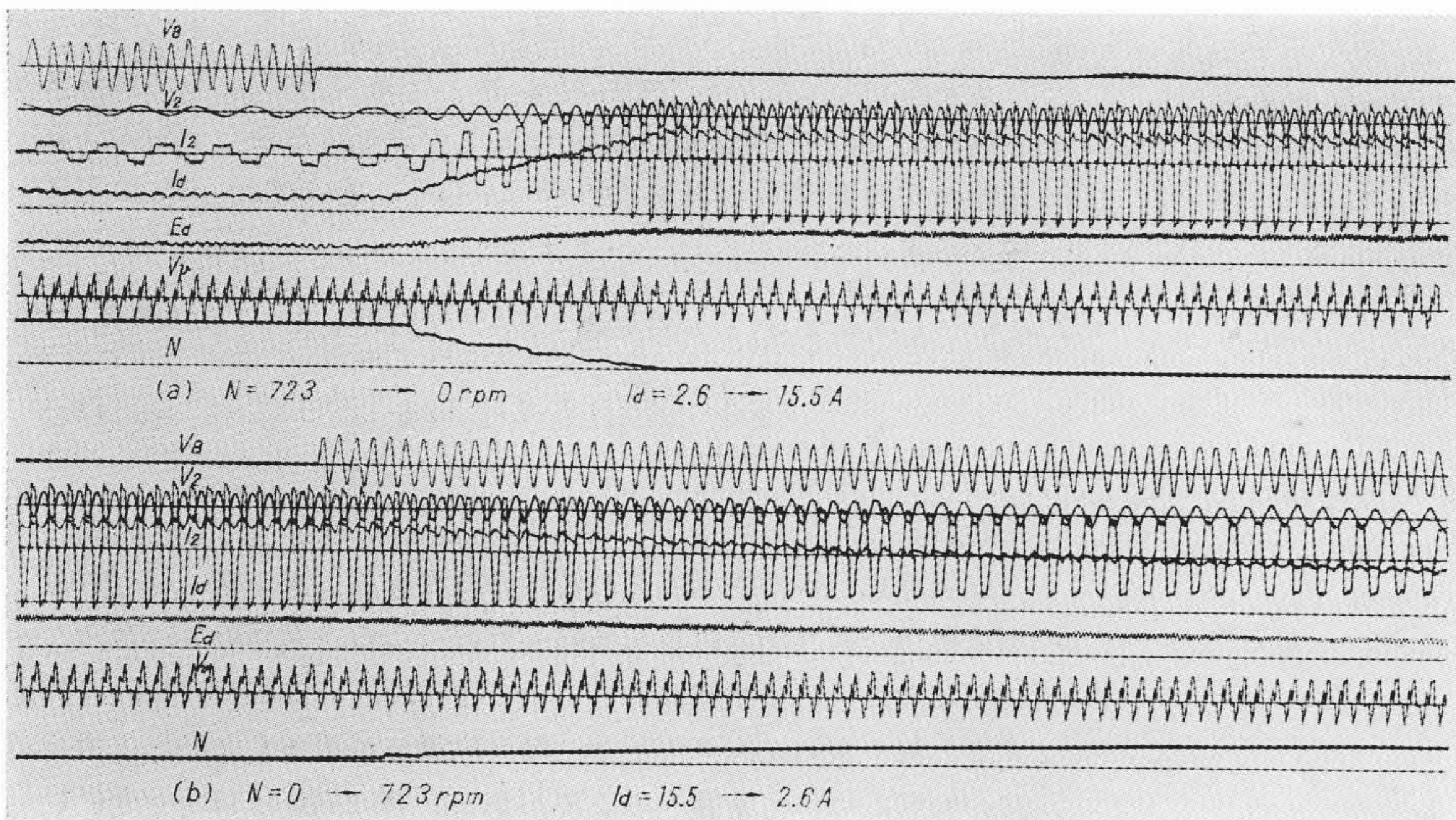
かご形誘導電動機を無段変速する方法として、従来はインダクションカップリングや流体継手が用いられていた。静止形可変周波電源による誘導電動機の運転はこれにかわる有力な手段であるとともに高速電動機の運転用の電源装置としては最適であると考えられるので、これらを目的として研究を進めた。インバータとしては並列形と直列形が考へられるが、ここでは直列形を用いた場合につき説明する。



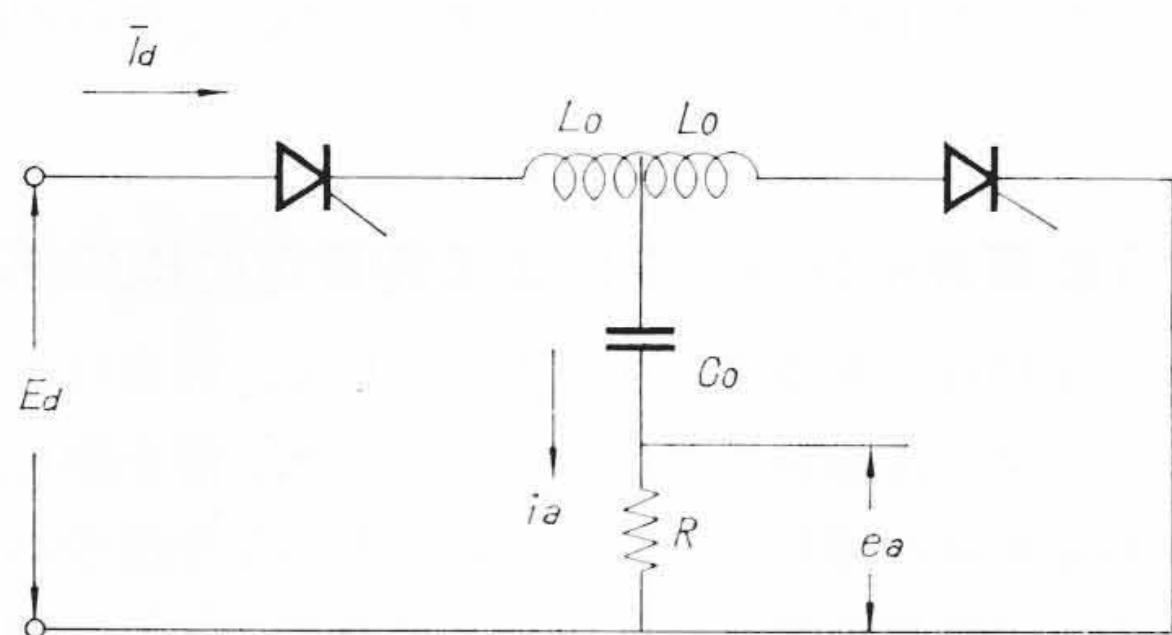
第24図 回転数の記算値と実験値の比較

第 1 表 電動機二次電流の周波数分析結果

r (°)	I_d (V)	N (rpm)	En/E_1							$\sqrt{\Sigma E_n^2}$	$\frac{1}{\sqrt{\Sigma E_n^2}}$
			1	5	7	9	11	13	15		
74.5	2.6	408	1.0	0.226	0.144		0.072	0.026		1.038	0.963
74.5	3.35	340	1.0	0.159	0.138	0.033	0.071	0.033		1.026	0.975
74.5	4.3	260	1.0	0.235	0.148	0.039	0.070	0.061		1.044	0.958
81.6	3.05	528	1.0	0.200	0.116		0.074	0.074		1.035	0.966
81.6	4.47	465	1.0	0.226	0.123		0.081	0.051		1.037	0.965
88.8	3.53	770	1.0	0.267	0.162		0.077	0.054		1.050	0.953
88.8	4.22	715	1.0	0.243	0.130		0.065	0.027	0.032	1.041	0.960
88.8	5.12	615	1.0	0.243	0.154	0.032	0.071	0.050	0.029	1.045	0.956
88.8	5.3	610	1.0	0.232	0.150	0.029	0.071		0.050	1.042	0.959
88.8	6.35	560	1.0	0.234	0.156	0.031	0.081	0.047	0.044	1.042	0.959
平均			1.0	0.230			0.073			1.044	0.958



第 25 図 回転している電動機を電磁ブレーキで急停止させたときおよびその逆を行なったときのオシログラム



第 26 図 単相直列インバータ

5.1 単相直列インバータ

5.1.1 抵抗負荷

第 26 図は単相直列インバータの結線図である。いま

$$2\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = R_0 \quad \alpha = \frac{R}{2L_0}$$

$$f_0 = F_0 \sqrt{1 - \left(\frac{R}{R_0}\right)^2} \quad \delta = \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{R_0}{R}\right)^2 - 1}}$$

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$$

とおき、インバータ駆動周波数 f を $f \leq f_0$ について考えると出力電圧は

$$e_a = E_d \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{R_0}{R}\right)^2 - 1}} \frac{1}{1 - \varepsilon^{-\delta}} \varepsilon^{-\alpha t} \sin 2\pi f_0 t \dots (27)$$

となる。いま簡単に考えると、 $f = f_0$ の場合は抵抗負荷の電圧 e_{a0} (以下サフィックス 0 のつくのは $f = f_0$ を示す) の波形は第 27 図

(a) のようにほぼ正弦波となる。ここで交流側で消費される電力は

$$P_{a0} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{a0} e_{a0} dt = I_{a0} E_{a0} \dots (28)$$

直流側の入力

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T i_d E_d = \frac{1}{2} \bar{I}_d E_d \dots (29)$$

交流側の半サイクルの電流平均値は

$$\bar{I}_{a0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{a0} \dots (30)$$

そして

$$\bar{I}_{a0} = \bar{I}_d$$

であるから、損失を無視すれば

$$\frac{E_{a0}}{E_d} \doteq 0.45 \dots (31)$$

となる。

次に $f < f_0$ の場合、出力電圧波形は第 27 図 (b) のように断続波形となる。その波高値 e_{am} は $f = f_0$ の場合と同じである。そしてこの波形を近似的に正弦波の半波と考えれば、第 27 図 (b) の実効値は

$$E_a = E_{a0} \sqrt{\frac{f}{f_0}} = 0.45 E_d \sqrt{\frac{f}{f_0}} \dots (32)$$

となる。

第 28 図は f/f_0 と E_a/E_{a0} の関係を示す実験結果の一例で、(32) 式と一致してい

る。

転流コンデンサの電圧 E_{c1} (SCR₁ 消弧時)、 E_{c2} (SCR₂ 消弧時)、転流リアクトルの電圧 E_{l1} 、 E_{l2} 、SCR₁ に印加される電圧の最大値 E_{sm} は第 27 図 (c) のとおりであり、

$$\left. \begin{aligned} E_{c1} &= E_d \frac{1}{1 - \varepsilon^{-\delta}} = E_{l2} \\ E_{c2} &= E_d \frac{\varepsilon^{-\delta}}{1 - \varepsilon^{-\delta}} = E_{l1} \\ E_{sm} &= E_d \frac{1 + \varepsilon^{-\delta}}{1 + \varepsilon^{-\delta}} \end{aligned} \right\} \dots (33)$$

となる。これらの結果も実験結果とよく一致している。

5.1.2 誘導負荷

誘導負荷の場合も 5.1.1 に対応して R_0 、 f_0 などにサフィックス L をつけて R_{L0} 、 f_{L0} と表わすと、 L_0 のかわりに $L_0 + L$ (L は負荷のインダクタンス) とすれば同様の関係が成立する。 $f = f_{L0}$ の場合は、負荷の抵抗分に印加される交流電圧の実効値は 5.1.1 と同様の観点から

$$E_{LR0} \doteq 0.45 E_d \dots (34)$$

出力波形が正弦波であれば出力電圧の実効値は

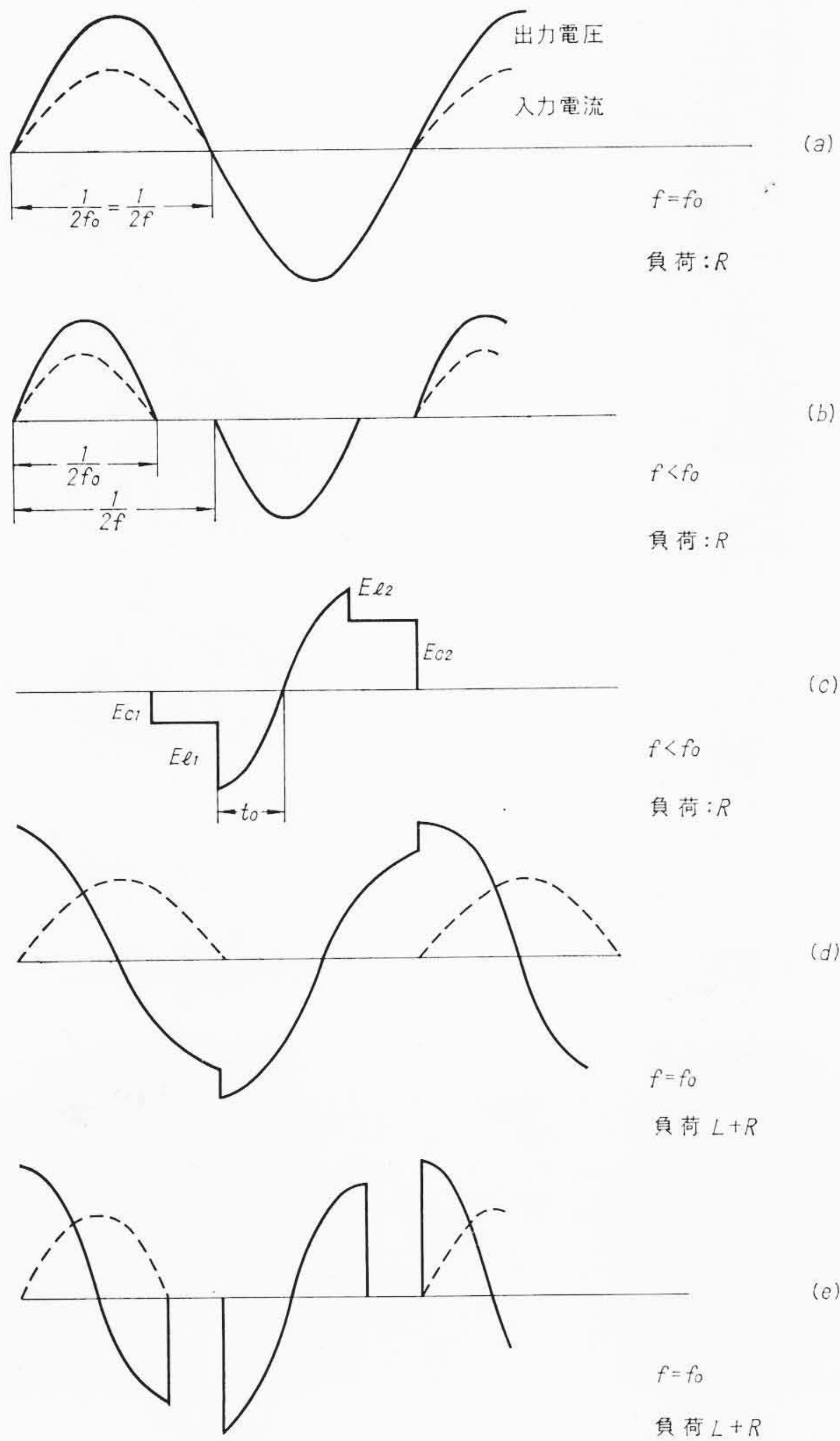
$$E_{La0} = \frac{1}{\cos \phi_0} E_{LR0} \doteq \frac{0.45 E_d}{\cos \phi_0} \dots (35)$$

ただし $\cos \phi_0$: 負荷の力率

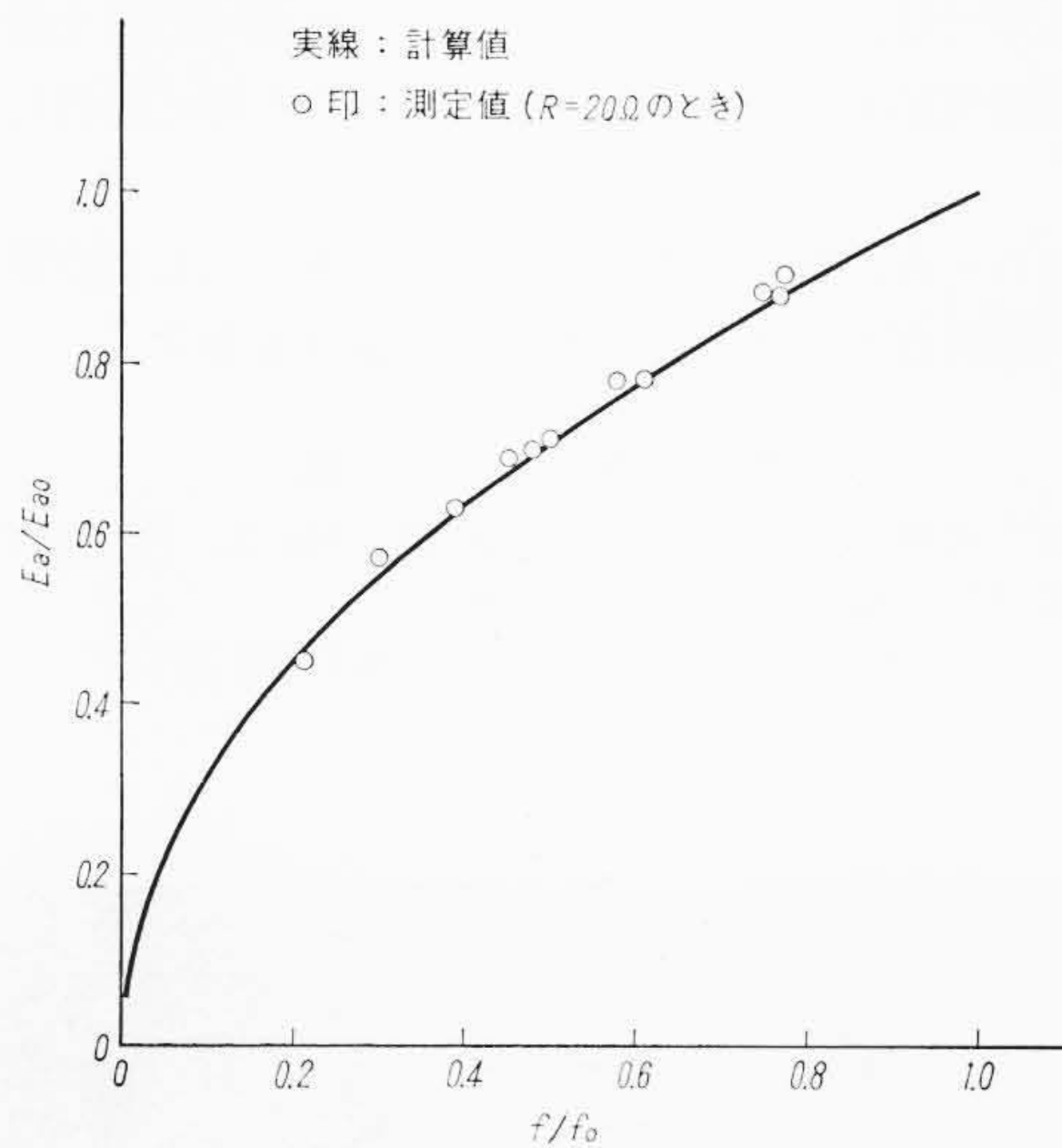
である。そして、 $f < f_{L0}$ の場合は第 27 図 (e) の波形となり、通流期間中の波形を正弦波と見なせば前と同様

$$E_{L0} = E_{La0} \sqrt{\frac{f}{f_{L0}}} \dots (36)$$

(36) 式も抵抗負荷の場合と同様実験値とよく一致する。



第 27 図 単相直列インバータの電圧波形

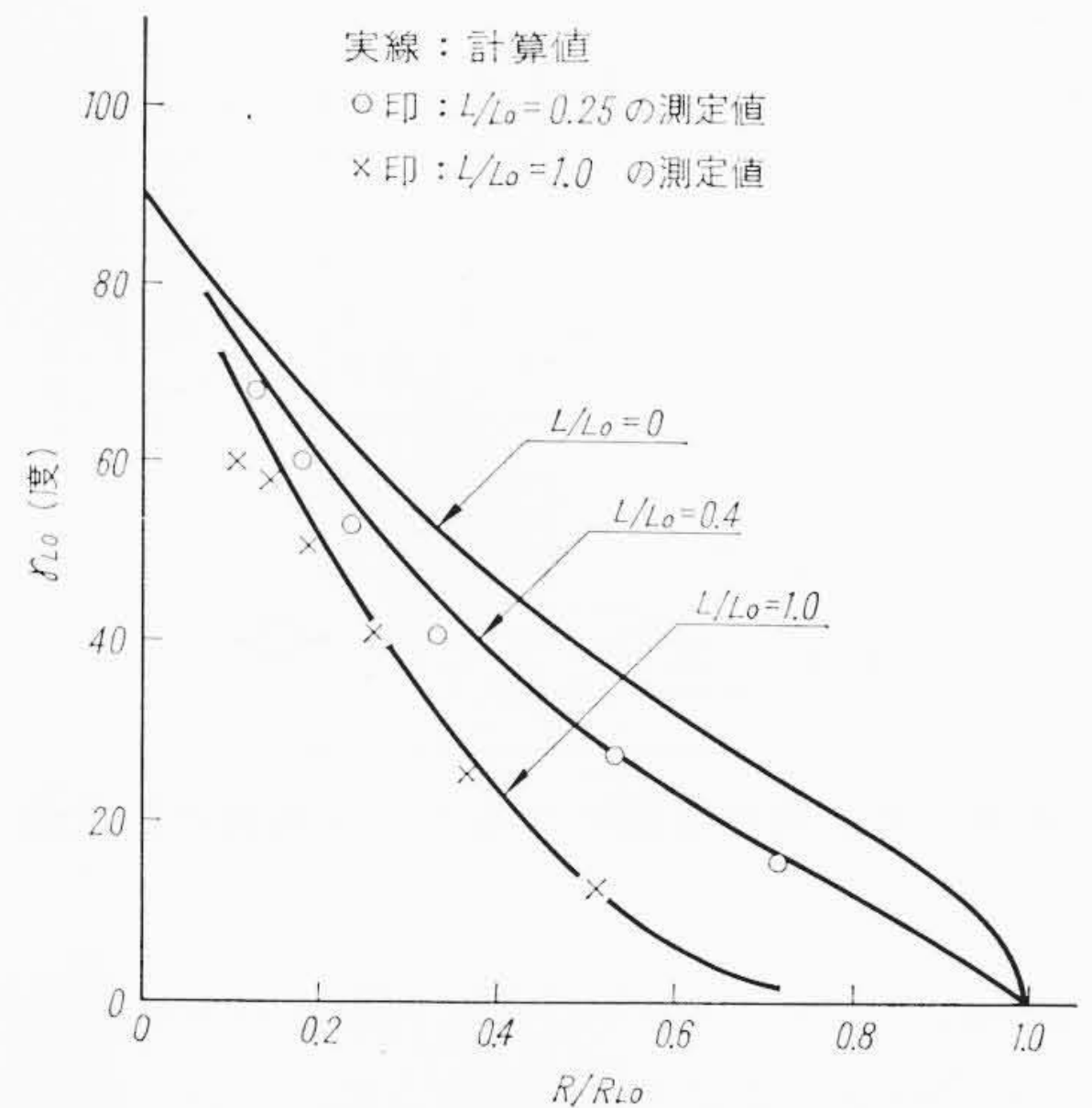


第 28 図 周波数と出力電圧の関係 ($f < f_0$)

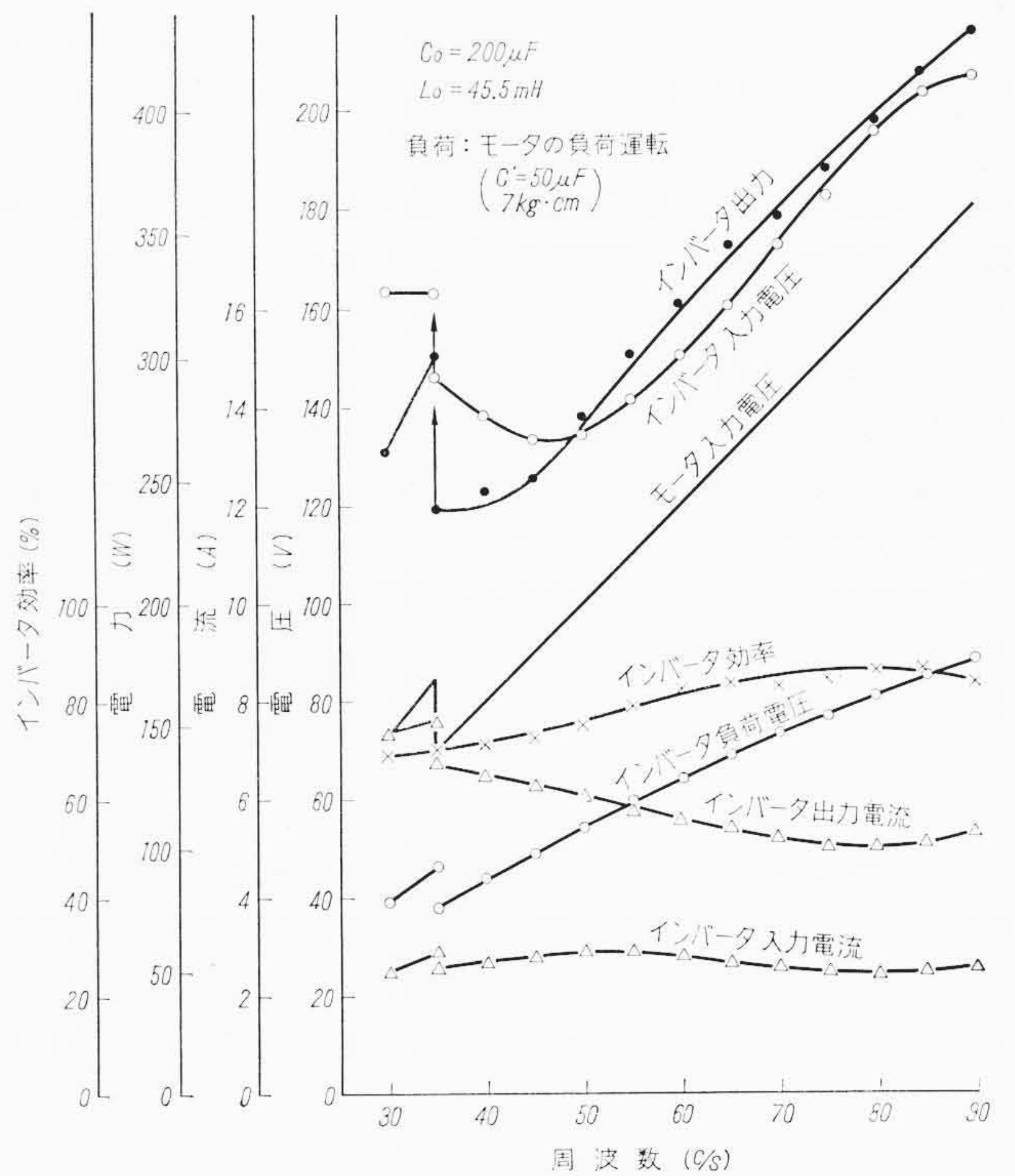
また商用周波数程度で $f < f_0$ 以下で用いる場合はほとんど問題とならないが、高周波で運転する場合 SCR の逆電圧印加期間を SCR の turn-off time より大きくする必要がある。 $f = f_0$ の場合の逆電圧期間を電気角で示し実験値と比較すると第 29 図のようになる。

5.2 誘導電動機の運転

第 30 図は 50 c/s 100 V のときの電動機負荷が 100% になるよう



第 29 図 R/R_{L0} と逆電圧印加期間 γ_{L0} の関係

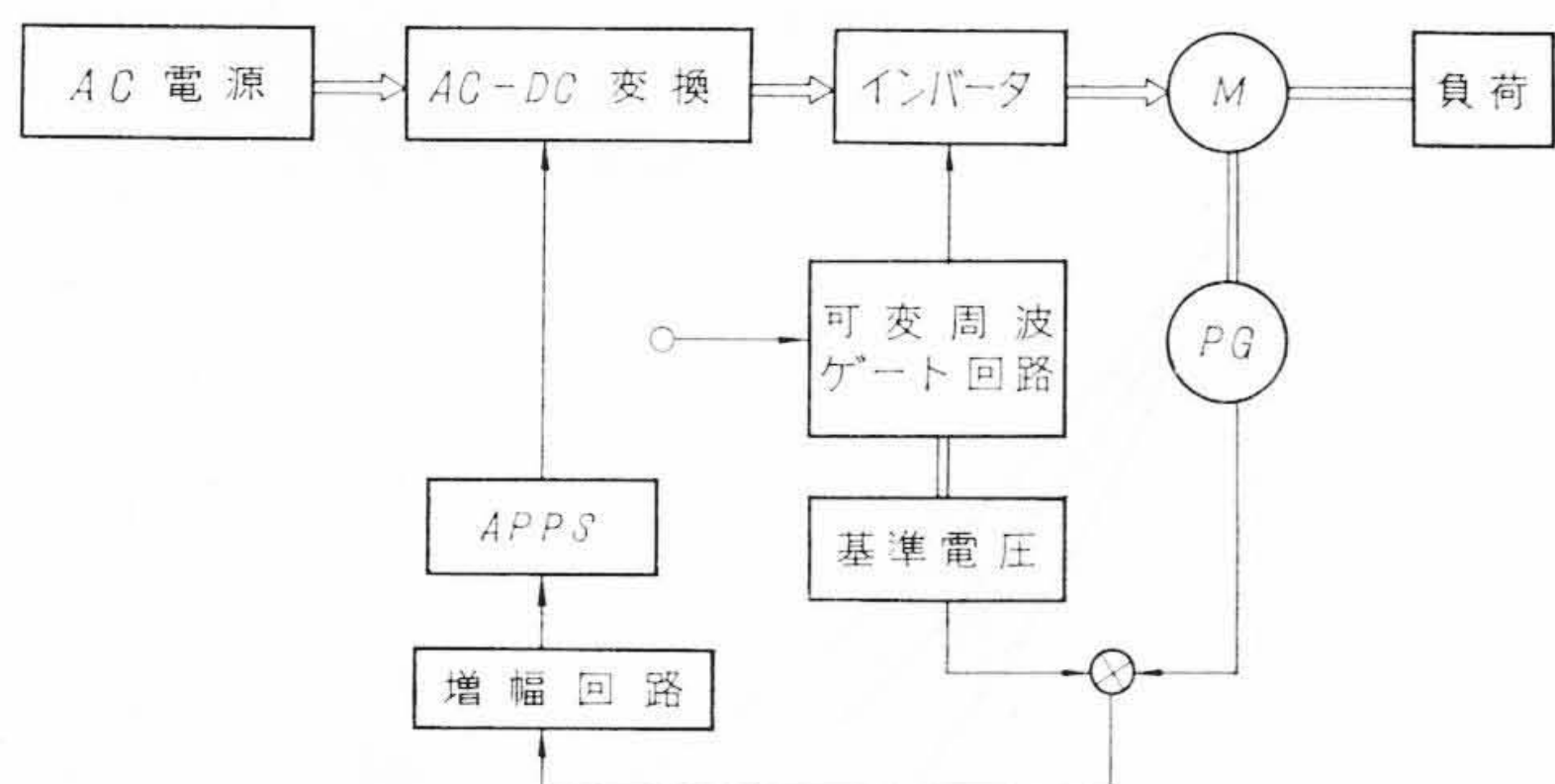


第 30 図 インバータの周波数特性

第 2 表 電動機を負荷としたときの測定結果

No.	1	2	3	4
C_0 (μF)	200	150	150	150
L_0 (mH)	22.75	150	150	150
負荷の L (mH)	17.7	17.5	22.4	17.5
負荷の R (Ω)	2.90	2.97	5.55	7.32
負荷以外の r (Ω)	0.9	0.9	0.9	0.9
R_{L0} (Ω)	28.4	32.7	34.8	32.7
R/R_{L0}	0.134	0.118	0.185	0.252
f_{L0} (計算) (c/s)	55.5	64.0	60.2	62.6
f_{L0} (測定) (c/s)	58	67	61	62
E_d (V)	88	95	101	137
$\cos \phi_0$	0.406	0.380	0.530	0.730
負荷電圧 (計算) (V)	64.5	74.8	64.0	65.2
負荷電圧 (測定) (V)	60	69	63	64

なトルクを与え、トルク一定の条件の下で周波数を 30~90 c/s に連続可変にして運転したときのインバータ特性の一例である。種々の条件の下で同様の実験を行ない、固有周波数、出力電圧を前節に述べた方法で計算し、比較すると第 2 表に示すようによく一致してい



第31図 可変周波電源によるモータ制御の構成図

る。

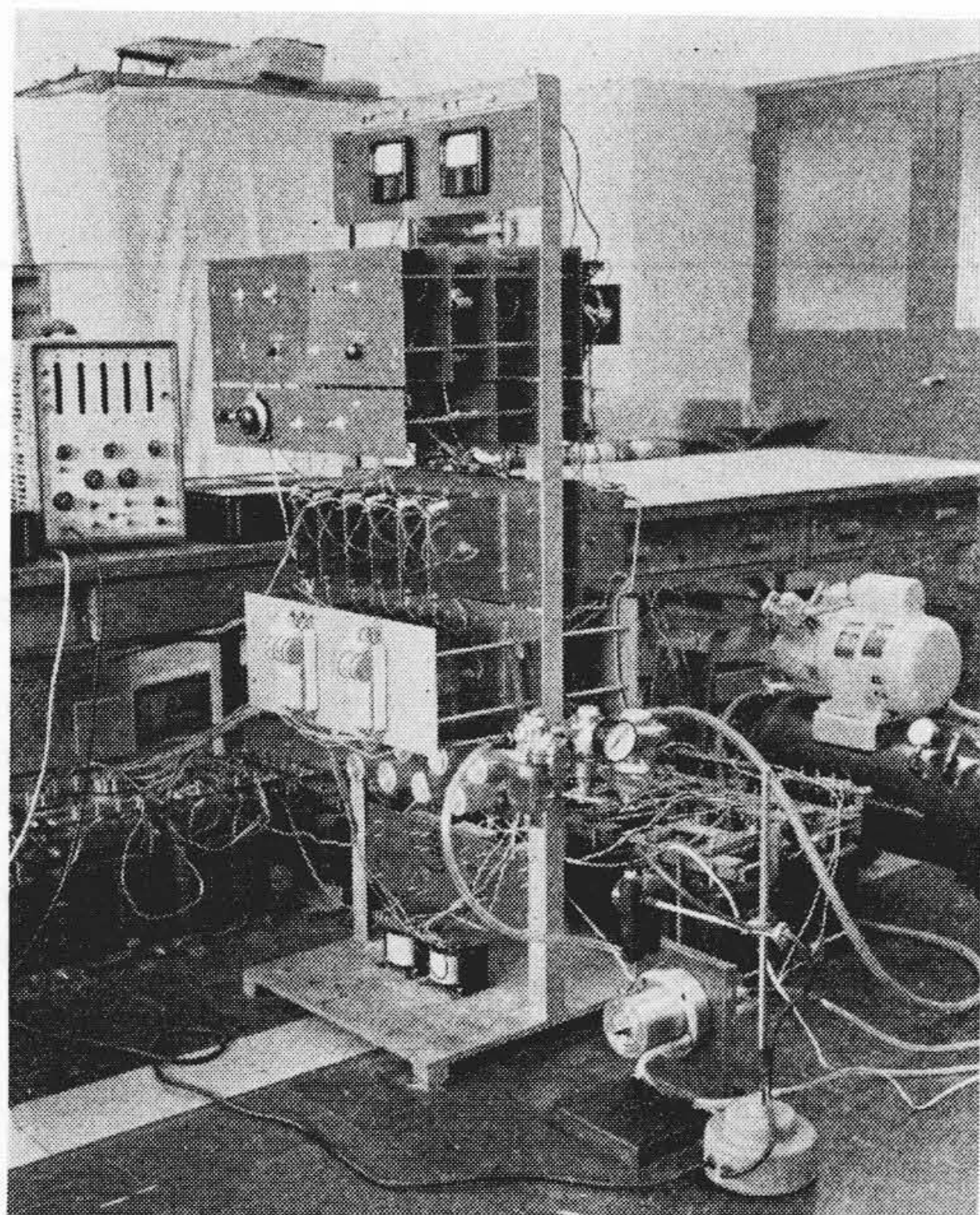
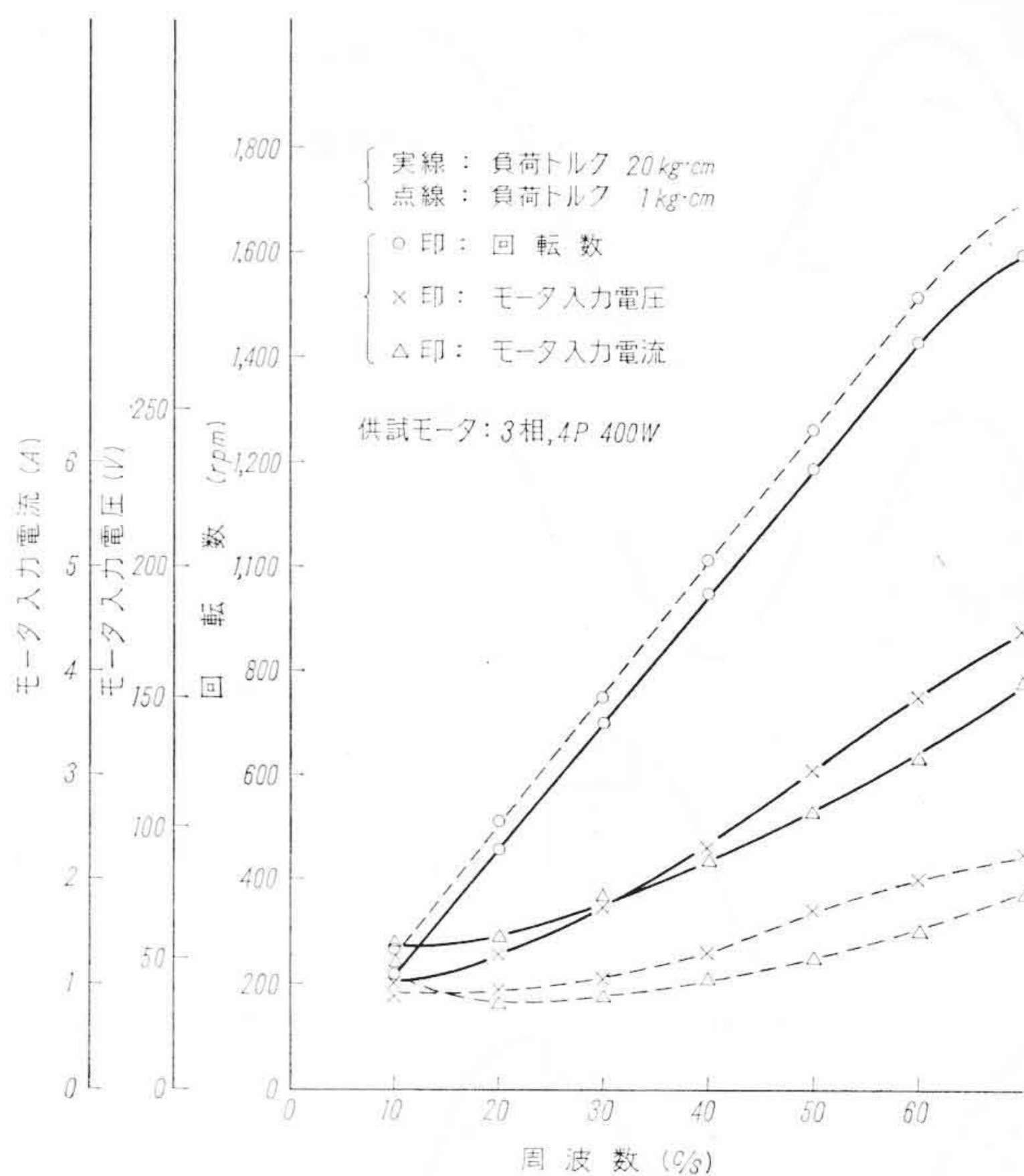
電動機に並列にコンデンサをそう入した場合の方が波形が正弦波に近く、表中のNo.3および4に示すように計算値と実験値がよく一致している。しかし逆電圧および逆電圧期間は誘導負荷の場合よりやや小さくなる。

この直列インバータを3組組み合わせて、三相誘導電動機の運転を行なった。第31図はその回路構成図、第32図は実験結果の一例である。この場合は負荷や電源電圧の変動で速度で変化すると、図の検出回路により直流電圧を上昇し、負荷変動に対処している。第33図は負荷を70Wから220Wに変化したときのオシログラムである。速度変動率は5%以内である。

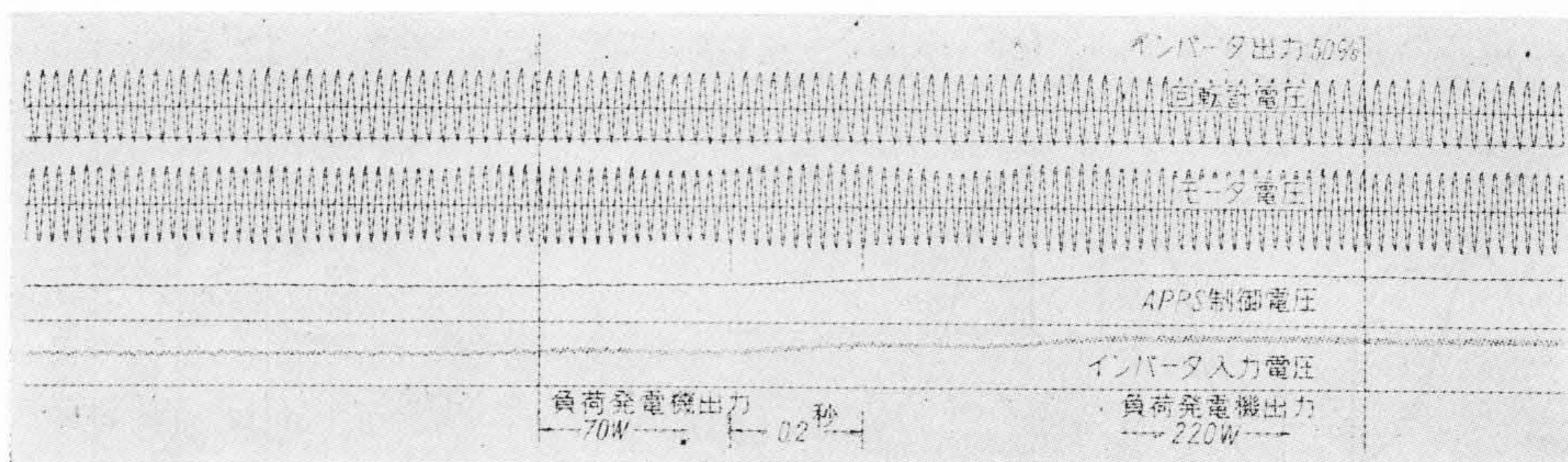
また第34図は $L_0=1.5\text{ mH}$ 、 $C_0=10\text{ }\mu\text{F}$ のインバータ定数で、三相直列インバータの駆動周波数を660~1,000 c/sとして高速回転モータを運転中の実験装置で第35図は700 c/sのときの出力波形である。波形改善用として7~20 μF のコンデンサをそう入している。

6. 結 言

以上SCRのゲート制御用自動パルス移相器と電動機運転の基礎特性について述べた。紙面の都合で各章とも細部の検討事項を省略した。今後多くの方面でSCRが応用されるとき、APPSはこれらの開発において有効に使用されるであろう。また、ここにとりあげた

第34図 三相インバータによる高速モータ運転の実験装置
(周波数660~1,000 c/s)

第32図 三相直列インバータによる誘導電動機運転特性



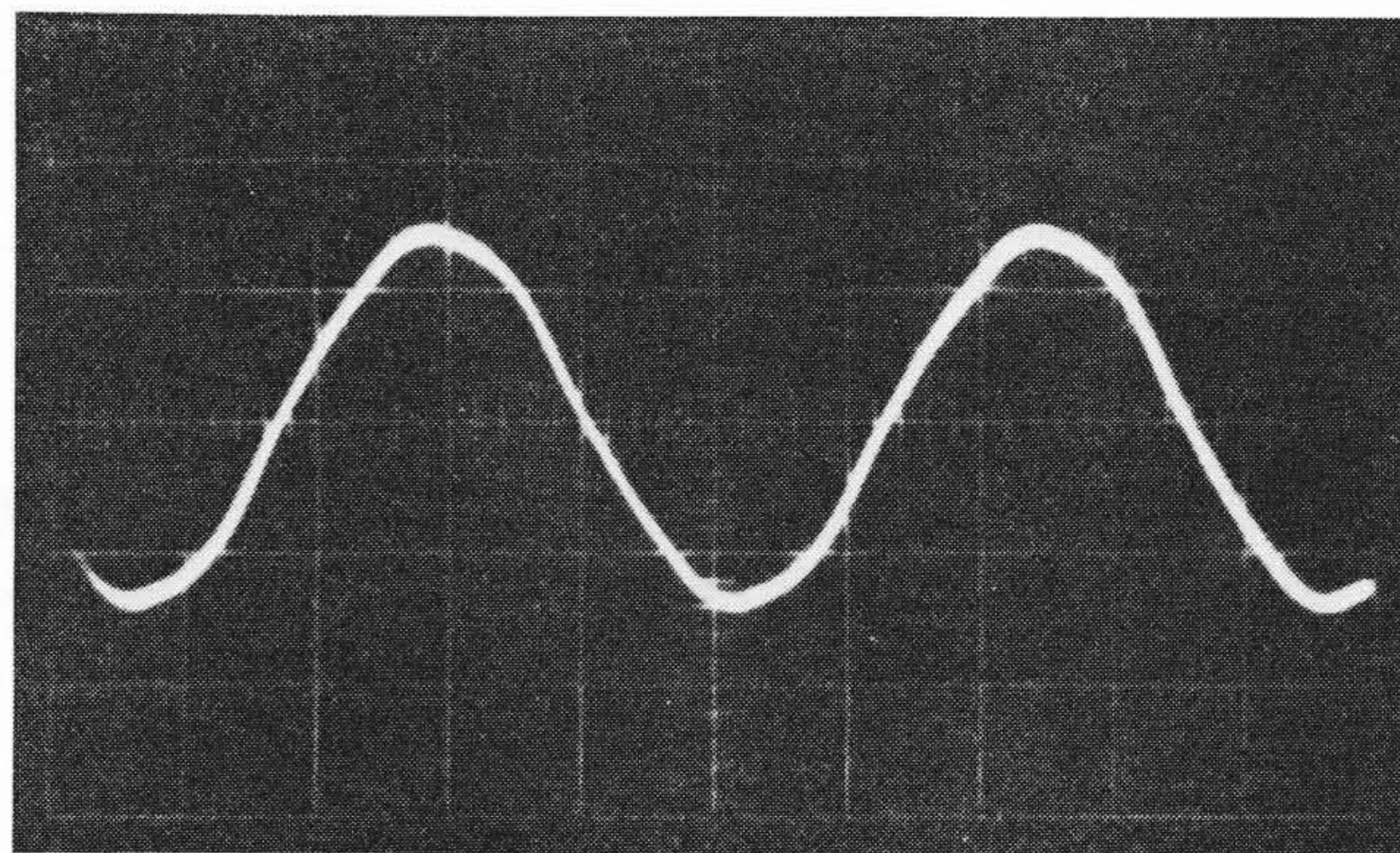
第33図 負荷を変化したときのオシログラム

代表的な電動力応用回路はその足がかりとなるであろう。しかし、大容量のものでは、ここに言及しなかった多くの点で検討を要する。詳細な研究結果は個々のものにつき機会を得て報告したいと考えている。

終わりにのぞみ、終始ご指導とご激励を賜わった日立研究所小林部長、木村部長はじめ多くのかたがたに謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) 岩田, 浅野, 高橋: 日立評論 43, No. 3, P. 386 (1961)
- (2) SCR Munuae: GE Co. (1961)
- (3) 小西: 自動制御連合講演会 No. 261 (昭37-11)



第35図 700 c/s 三相インバータ出力波形