

サイリスタを用いた誘導電動機の世界速度制御方式

Speed Control of Induction Motor Using Thyristor

堀 孝 正* 前 川 敏 明**
Takamasa Hori Toshiaki Maekawa

要 旨

誘導電動機の世界速度制御方式、特にサイリスタを用いた1次制御、2次制御、可変周波制御などの研究成果をとりまとめ、その概要を説明する。

1. 緒 言

電動力応用の分野では、誘導電動機は保守の容易さ、経済的理由により最も多く使用されているが、速度調整上の難点から、精密な速度制御を必要とするところでは、従来から直流電動機がおもに使用されている。本論文では、誘導電動機の各種速度制御方式について特性を中心に最近の研究成果を紹介する。従来の「誘導電動機の世界速度制御の限界」の観念を一掃し、負荷の対象によっては、誘導電動機も十分使用できることを示し、進んで、堅ろう安価な誘導電動機の特長が、より多くの範囲に活用される可能性が十分にあることを述べんとするものである。

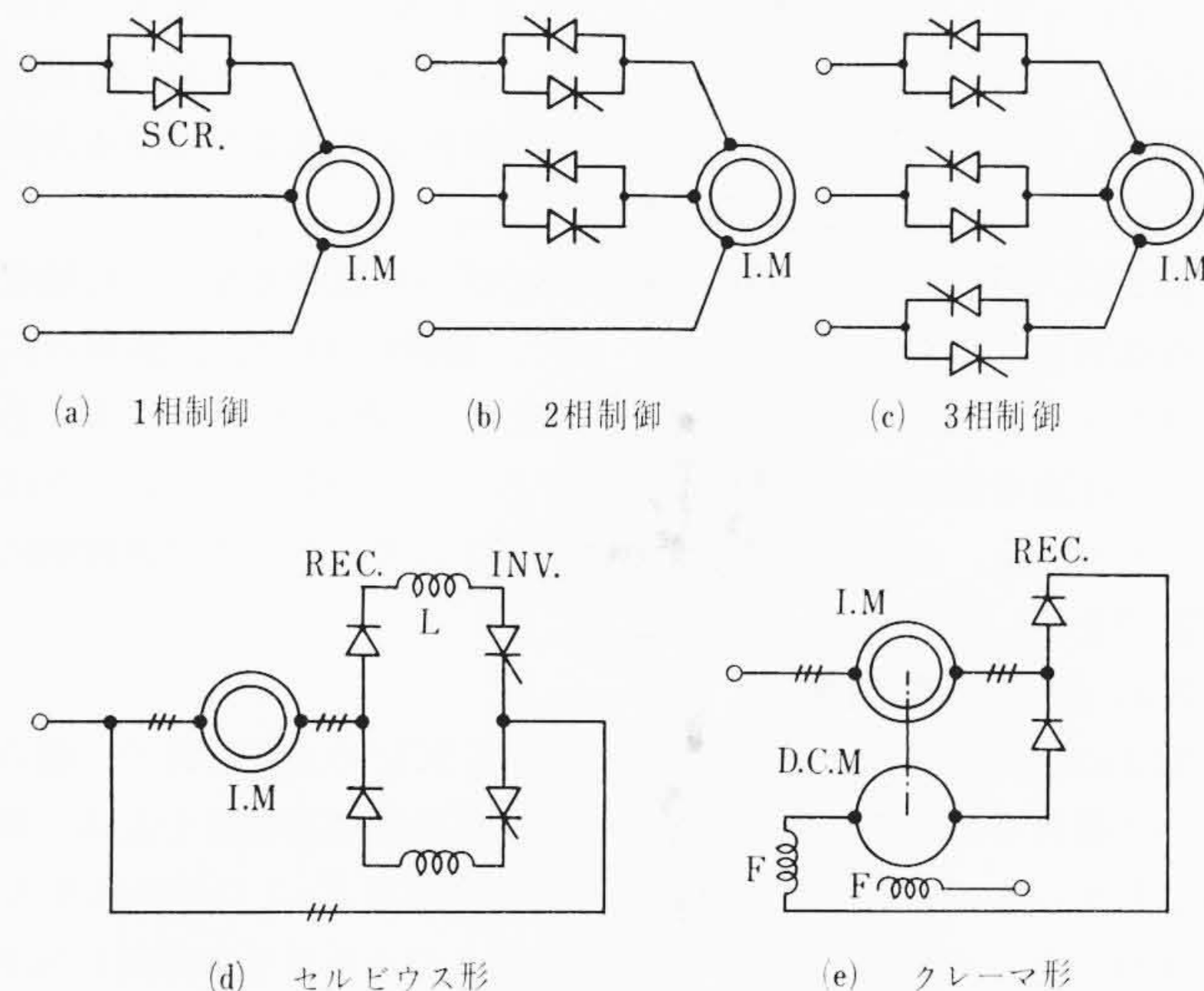
2. 1 次 制 御

誘導電動機の1次側にサイリスタ（以下、サイリスタおよびサイリスタ回路を記号SCRで示す）を直列にそう入し、サイリスタに流れる電流の通流角を制御すれば、誘導電動機に印加する電圧も変わり、速度が制御できる。従来、このような制御は可飽和リアクトルを用いて行なわれていたが、装置の大きさ、制御および容量の問題からあまり一般的には実用されていない。最近になって、高電圧、大電流の制御が可能なサイリスタが量産されるようになり、かつサイリスタが小形で高信頼性のため、可飽和リアクトルに代わってサイリスタ1次制御（以下、1次サイリスタ制御と呼ぶ）が実用化されるようになってきた。この章では、1次サイリスタ制御の各方式、およびサイリスタの点弧方式について説明し、速度帰還制御の一例を示す⁽¹⁾。

2.1 1次サイリスタ制御

1次サイリスタ制御の各方式を図1に示す。図で(a)~(c)は誘導電動機1次側の1相、2相、3相に逆並列接続されたサイリスタをそう入する方式で、(d)、(e)は各相分離された1次巻線の中点側に整流回路を用いる方式である⁽²⁾。(a)の方式は、サイリスタの点弧角を調整することによって、単相トルクと3相トルクの間のトルクを制御するもので、他の方式は同じく、零トルクから3相トルクを制御するものである。(a)~(c)の方式では、誘導電動機の電源側にサイリスタがそう入されているために、誘導電動機には高調波分の多いひずみ波形電流が流れる。これに対し、電流波形をできるだけ正弦波に近づけようとする方式が(d)、(e)に示す方式である。各相分離した誘導電動機の1次巻線は、整流回路を通して、電気系(セルビウス形)、あるいは機械系(クレーマ形)に接続されているので、1次電流は高調波分の少ない台形波となる。なお、(e)の方式は、誘導電動機では、起動時に過大な電流が流れる割にトルクが出ないので、これを機械的に直結された複巻電動機で補うもので、速度制御は界磁制御による電圧調整によって行なわれる。

各方式中(a)はトルク制御範囲が比較的せまく、(c)の方式では、



I.M.; 誘導電動機 REC.; 整流回路 SCR; サイリスタ
D.C.M.; 直流電動機 INV.; 逆変換回路 F; 界磁巻線

図1 1次サイリスタ制御方式

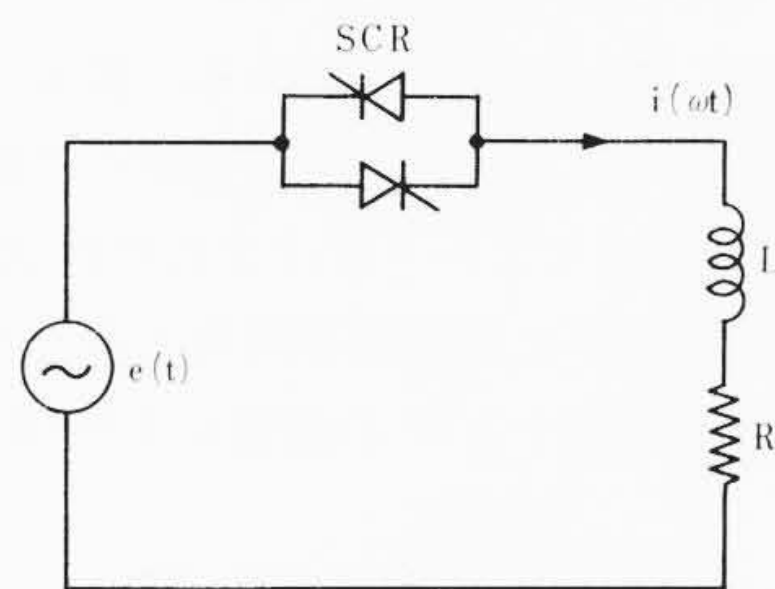


図2 サイリスタをもつ R-L 直列回路

入口と出口のサイリスタを同時に点弧しなければならず、サイリスタ点弧法がやや複雑となる。また、(d)、(e)の方式では、1次巻線を各相分離しなければならないので、誘導電動機は特殊なものを必要とするが、電源に与える波形ひずみが問題となる場合には、最も実用性ある方式である。

2.2 1次サイリスタの点弧方法、ならびに点弧角とトルクの関係

図1で、(d)、(e)の方式は制御上の困難さはなく、また(c)の方式は実用性に乏しいので、本節では、(a)、(b)の方式について、1次サイリスタの点弧方法、ならびにトルクの関係を説明する。

誘導電動機は回転数によって力率が変わるので、図1(a)、(b)のサイリスタには特殊な点弧信号が必要である。最も簡単な例として、図2の回路でサイリスタの点弧方法を考察する。図で、回路を流れる電流 $i(\omega t)$ は電源電圧 $e(t) = E_m \sin \omega t$ をサイリスタの点弧基準電圧として、点弧角を $\omega t = \alpha$ とすれば、

$$i(\omega t) = E_m \{ \sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-R(\omega t - \alpha)/\omega L} \} / \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (1)$$

* 日立製作所日立研究所

** 日立製作所日立研究所 工学博士

ただし、 $\tan \varphi = \omega L / R$
 また、 $\omega t = \beta$ で $i(\omega t) = 0$ になったとすれば、SCR の通流角は $(\beta - \alpha)$ で、SCR で電流を制御しうるのは、通流角が180度以下のときである。したがって、通流角が180度となるのは、(1)式に $i(\beta) = 0$ 、 $\beta - \alpha = \pi$ を代入して解けば、 $\alpha = \varphi$ のときである。すなわち、 α の範囲は、

$$\varphi \leq \alpha \leq \pi \dots\dots\dots (2)$$

点弧角 α を(2)式が満足する範囲で制御すれば、電流を零から最大まで制御できる。誘導電動機では、電圧と電流の位相差 φ が回転数によって変わるところに点弧方法のむずかしさがある。サイリスタ点弧方法としては二とおり考えられる。一つの方法は、 φ がどのように変わっても、 α が(2)式を必ず満足するように点弧する方法(点弧信号は幅のせまいパルスでよい)、他の一つは、 α が(2)式をはみだしても、点弧信号が(2)式の範囲内にあるようにする方法(点弧信号の幅は広いことが必要)である。

図3に、図1(a)、(b)の回路で幅の広い点弧信号を用いた場合の点弧角とトルクの関係を示す。図で、縦軸の $\Delta \tau$ は、点弧角 α におけるトルク τ から単相トルクを引いた値で、 $\Delta \tau_N$ は $\alpha = 0$ における $\Delta \tau$ 、 τ_N は誘導電動機3相運転時におけるトルクである。なお、 S はすべりである。点弧角を調整することによって、トルクは連続的に制御できる。

2.3 速度帰還制御

図4に速度制御回路を示す。MAPS は SCR の点弧回路で、幅の広い点弧信号を作るために、半サイクル応答磁気増幅器を主体に構成されている。GSG は指令信号 E_s と速度信号 E_f との差の信号 E_0 の正負に応じて、SCR.1、あるいは SCR.2 の点弧信号を抑制し SCR を通して電源が短絡されるのを防止する回路である。CL は電流制限回路で、過大な電流によって、SCR が破損するのを防ぐ。STC は2次抵抗を切り換える回路で、2次抵抗は SCR で多段階に制御される。

図5に E_s 、 E_0 、ならびに回転数 N のオシログラムを示す。指令に速度が忠実に追従していることがわかる。図4の回路方式によれば、全速度範囲にわたって、加減定速度運転が可能である。もちろん、速度制御範囲がせまくてよいときは2次抵抗制御は省略できる。

1次制御方式は、電気炉の電極棒昇降用に多くの使用実績がありまた、クレーン用として数十kWの設備にも使用されている。

3. 2 次 制 御

誘導電動機の2次誘起電圧に対して、2次電流を調整すればトル

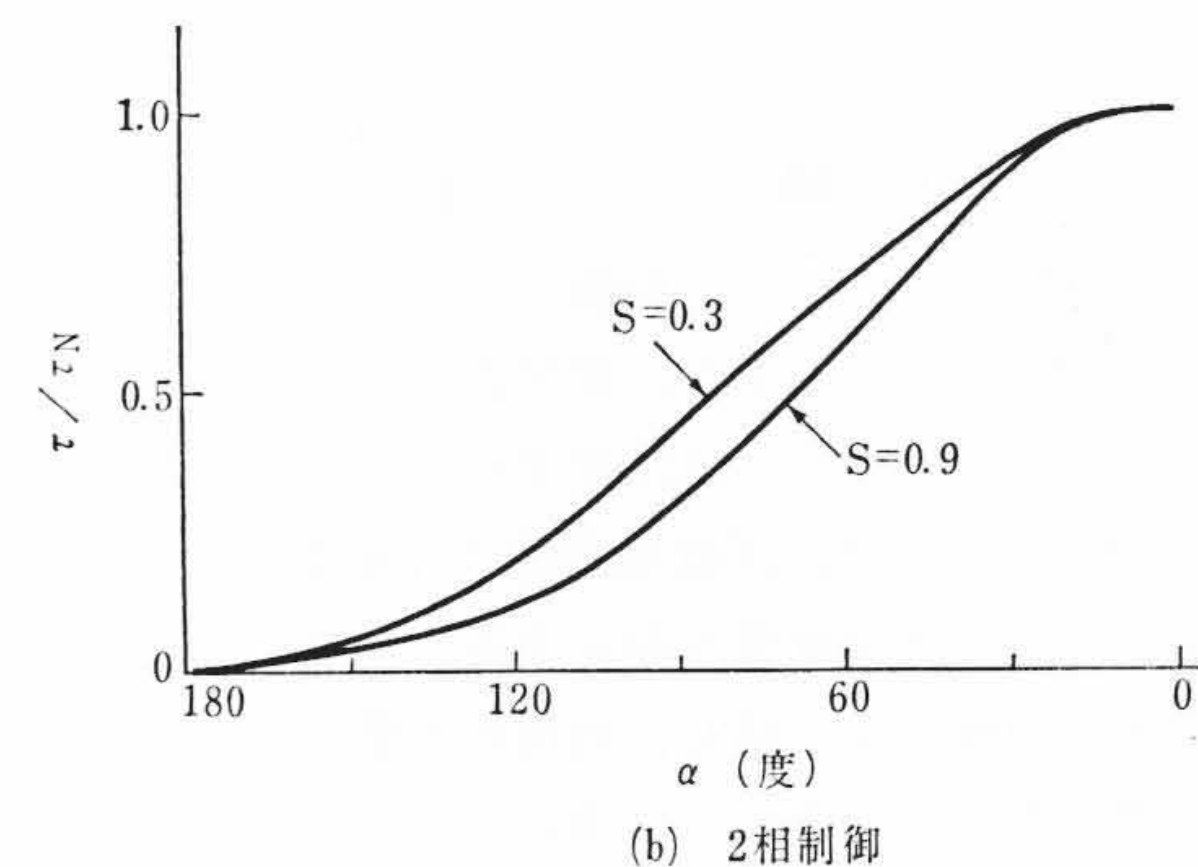
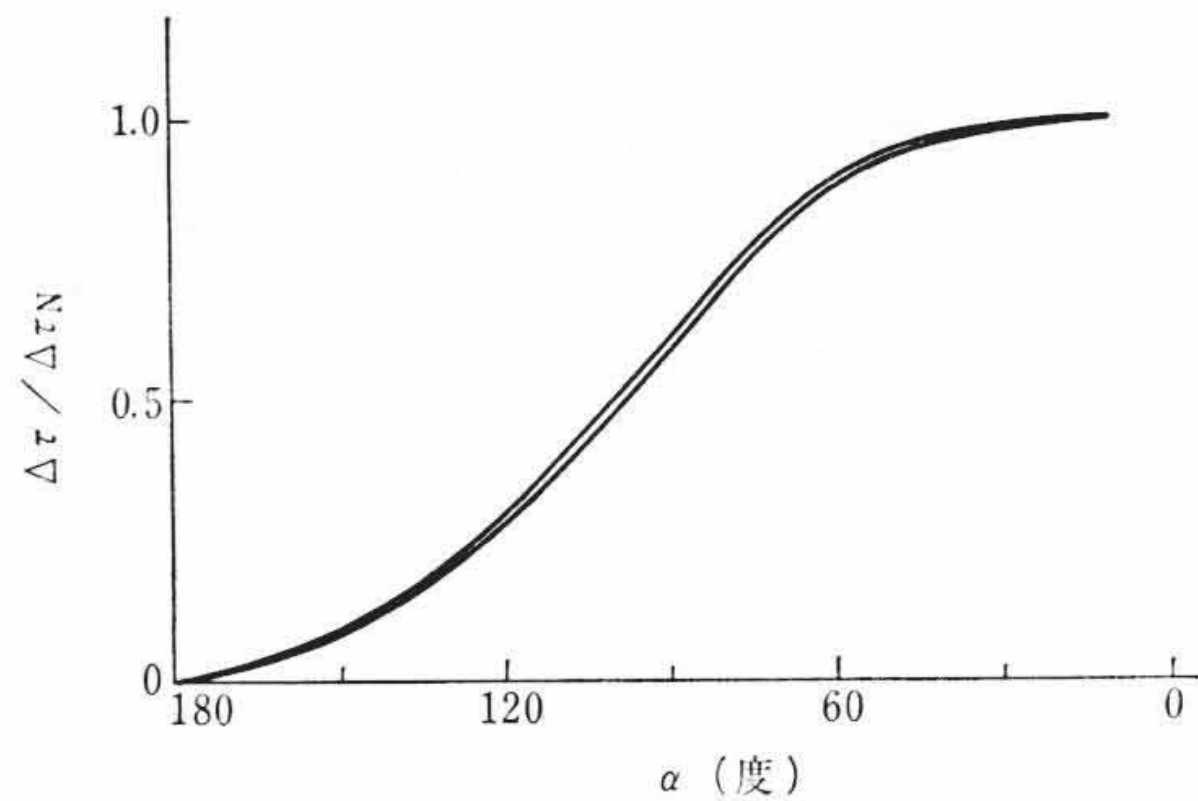


図3 1次サイリスタ制御におけるトルクと点弧角の関係

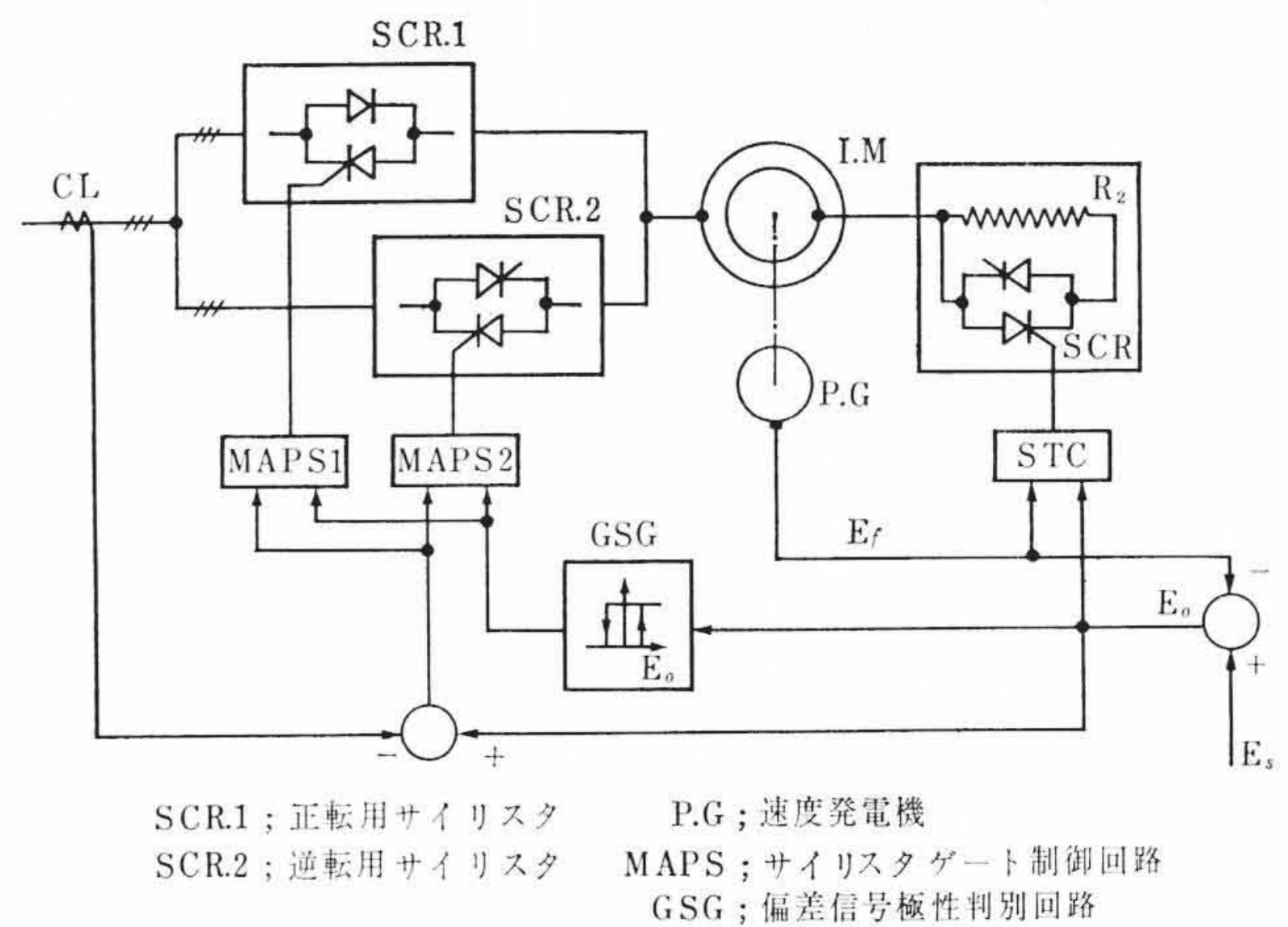


図4 速度制御回路

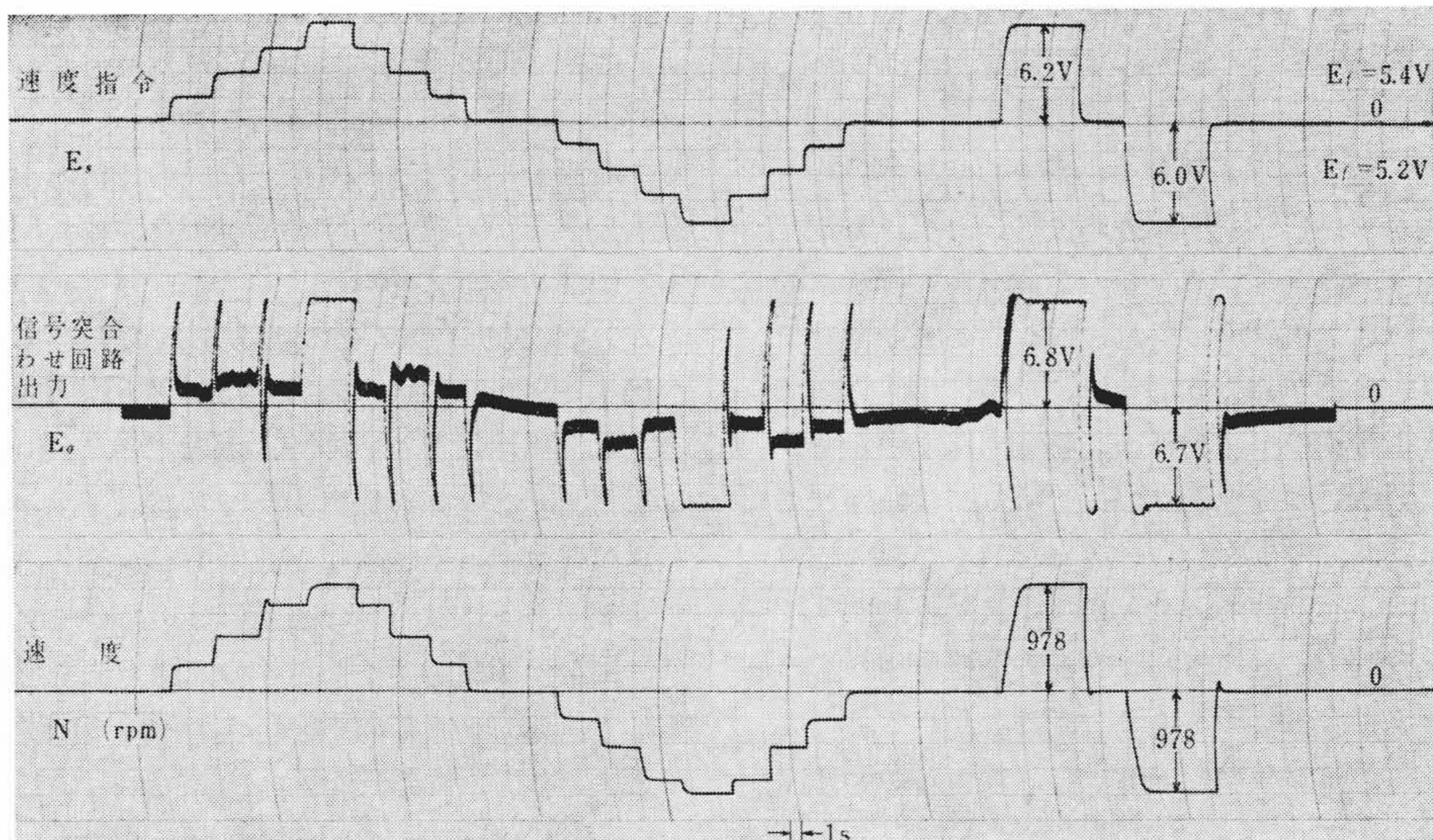


図5 可逆定速度運転

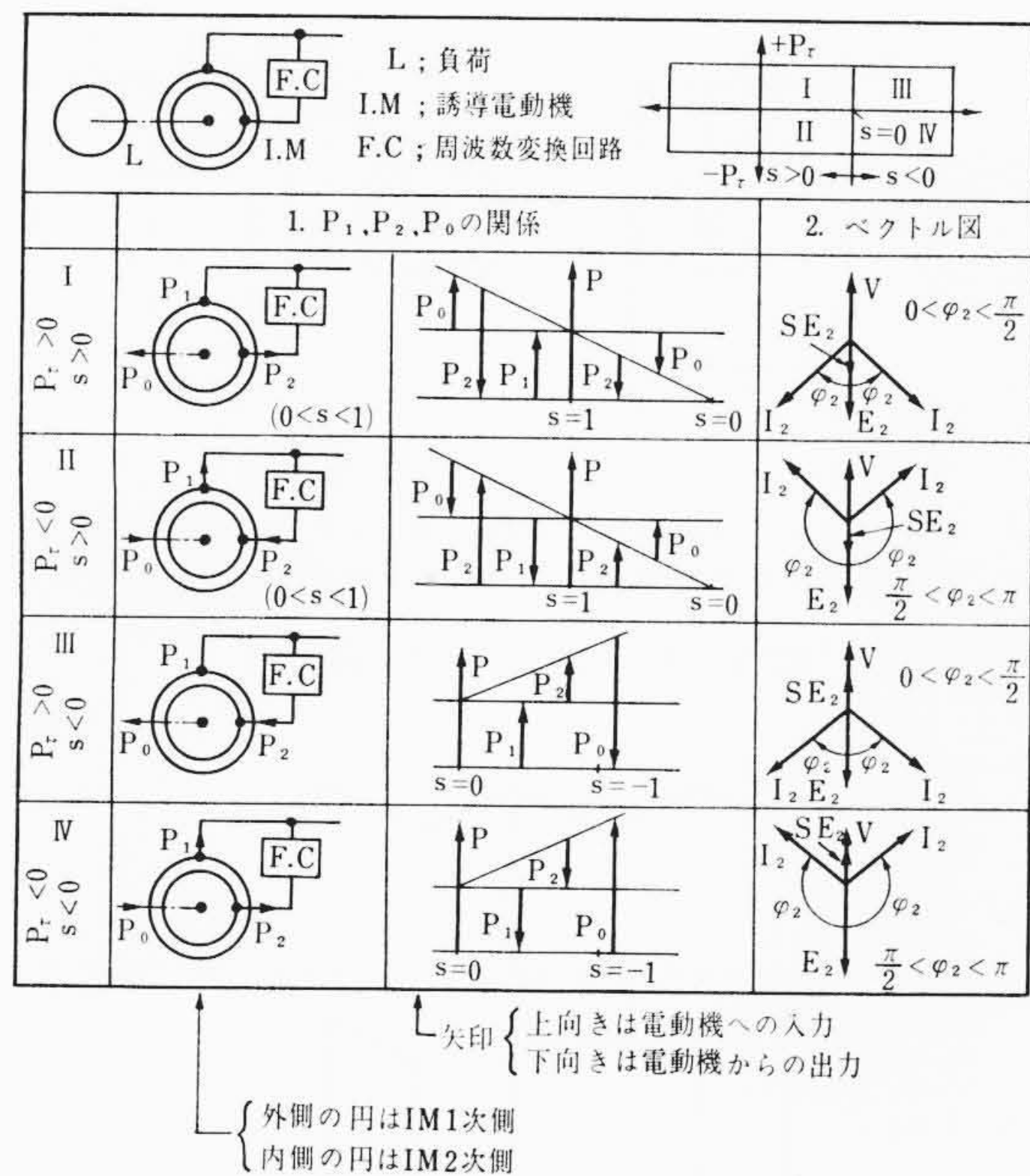


図6 2次励磁方式における入力, 出力

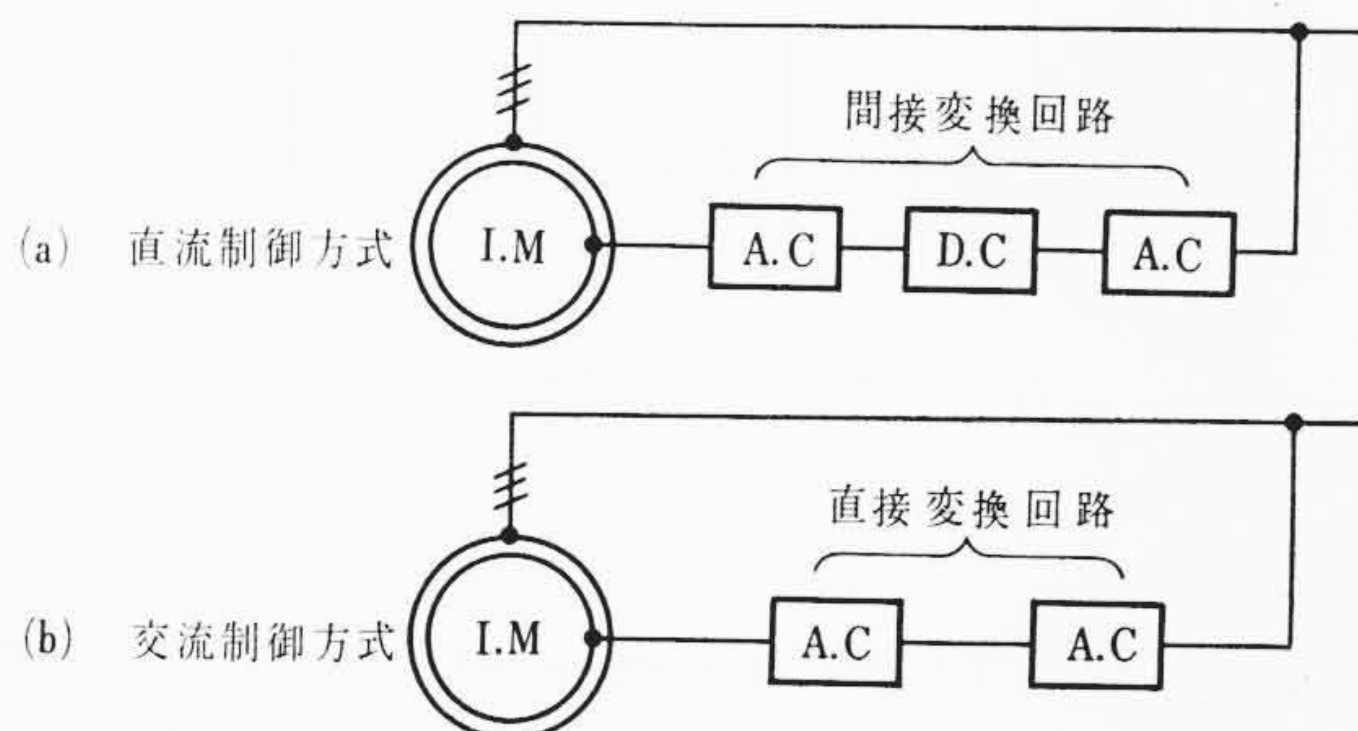


図7 セルビウス方式

クを制御できる。本章では、従来2次励磁用に回転機を用いていた部分をサイリスタ回路におきかえ静止化した場合の動作原理と特性を説明する。

3.1 静止2次励磁方式

図6に2次励磁方式における入力 P_1 , P_2 と出力 P_0 の関係を示す。2次1相当あたりの $S=1$ における誘起電圧を E_2 , 2次電流を I_2 , その位相差を φ_2 とすれば, 同期ワット(トルク) P_r は, 2次が3相の場合

$$P_r = 3 E_2 I_2 \cos \varphi_2 \quad (3)$$

で表わされ, 出力 P_0 は

$$P_0 = (1-S) P_r \quad (4)$$

となる。いま, 電動機内部の損失を無視すれば,

$$P_2 = S P_r \quad (5)$$

$$P_1 = P_0 + P_2 = P_r \quad (6)$$

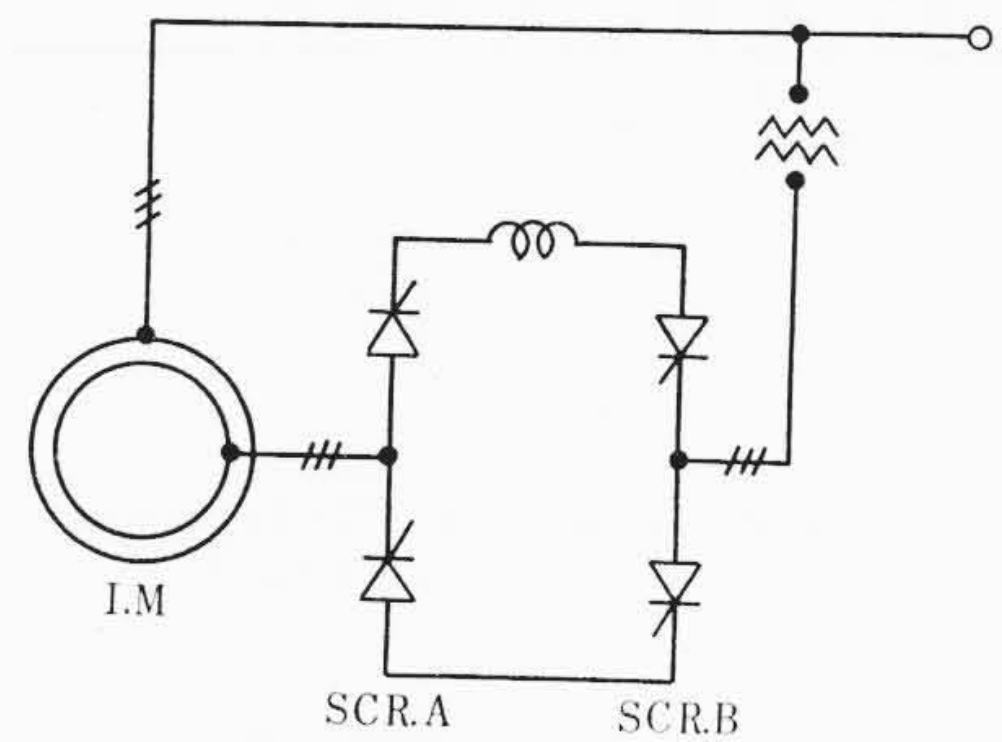
となる。(5)式から P_2 を調整することにより P_r が制御できることがわかる。この P_2 を調整するための周波数変換回路として, サイリスタ回路を用いた方式が静止2次励磁方式である。

静止2次励磁方式には, セルビウス方式とクレーマ方式とがある。セルビウス方式とは P_2 を電気系へ返還するものであり, クレーマ方式とは同じく機械系へ返還するものである。

3.2 セルビウス方式

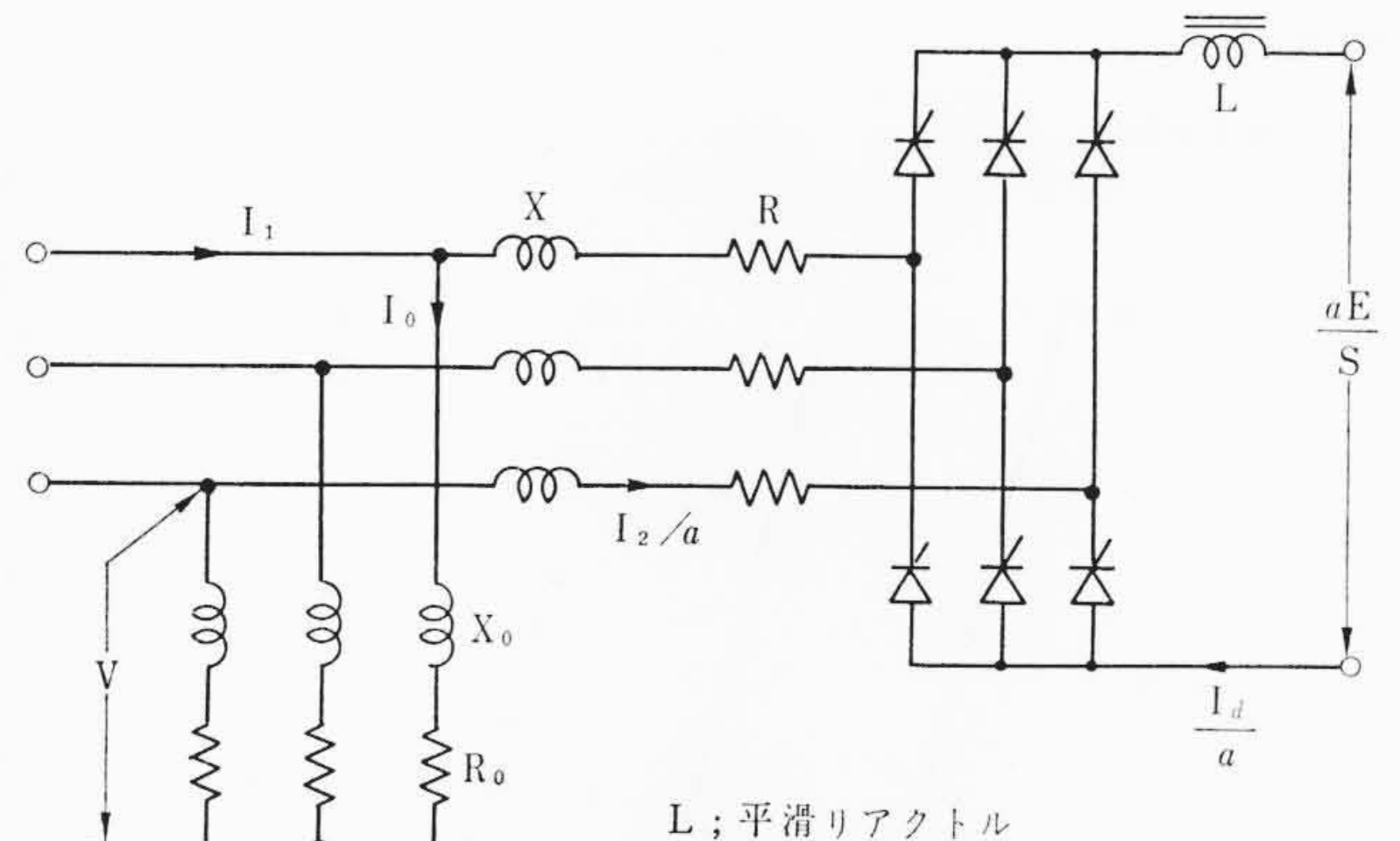
(1) セルビウス方式

セルビウス方式には, 図7に示すように直流制御方式と交流制御方式とがある。前者は P_2 を電源へ返還するのに間接変換回路(交流・直流・交流変換回路)を用いる方式で, 2次電流の位相は, 2次電圧に対してあるきまった関係でしか調整できないの



SCR.A, SCR.B ; サイリスタ回路

図8 直流制御方式



L ; 平滑リアクトル

図9 誘導電動機の等価回路

で, 電動機の力率改善はできない。それに対し, 後者は直接変換回路(交流・交流変換回路)を用いる方式で, 2次電流の位相を2次電圧に対して任意に調整できるので, 電動機の力率改善が可能である。この方式では, 2次周波数を一定として, 電圧の大きさと位相を調整することにより, 定速度電動機の特長を出すことも可能である⁽³⁾。また, 直接変換回路としてサイクロコンバータを用いれば, これは電源周波数を遙減した周波数しか作れないので, 速度制御範囲は同期速度近傍に限られる。

(2) セルビウス方式の特性⁽⁴⁾

セルビウス方式で, 誘導電動機の特長を図8の直流制御方式について説明する。図8で SCR.A が3相ブリッジ回路の場合, 電動機の等価回路は図9で示される。図で, 各記号は次の諸量を示す。

ここに, I_1, I_2, I_0 : 1次, 2次, 励磁電流

I_d : 直流電流

V : 1相当あたりの電源電圧

E : サイリスタ回路出力電圧

R : $R_1 + a^2 R_2 / S$

X : $X_1 + a^2 X_2$

R_1, R_2 : 1次, 2次抵抗

X_1, X_2 : 1次, 2次リアクタンス

R_0 : 励磁損に見合った等価抵抗

X_0 : 励磁リアクタンス

a : 巻数比

励磁電流の有効分, 無効分を I_{a0}, I_{b0} , 2次電流の有効分, 無効分を I_{a1}, I_{b1} , 基本波分を I_F , 高調波分を I_H とすれば, 2次電流 I_2 , および1次電流 I_1 は

$$I_2 = \sqrt{I_F^2 + I_H^2} = \sqrt{I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_H^2} \quad (7)$$

$$I_1 = \sqrt{(I_{a0} + I_{a1}/a)^2 + (I_{b0} + I_{b1}/a)^2 + (I_H/a)^2} \quad (8)$$

入力 P_1 は力率を $\cos \phi_1$ として

$$P_1 = 3 V I_1 \cos \phi_1 = 3 V (I_{a0} + I_{a1}/a) \quad (9)$$

表1 電流の各周波数成分

1	I_{a1}/I_d	$\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\pi} \{ \cos \alpha + \cos(\alpha+u) \}$
2	I_{b1}/I_d	$\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\sin(2u+2\alpha) - \sin 2\alpha - 2u}{2\pi \{ \cos \alpha - \cos(\alpha+u) \}}$
3	I_2/I_d	$\sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{1-3\phi(u, \alpha)}$
$\phi(u, \alpha) = \frac{1}{2\pi} \frac{\sin u \{2 + \cos(u+2\alpha)\} - u \{1 + 2\cos \alpha \cos(\alpha+u)\}}{\{ \cos \alpha - \cos(\alpha+u) \}^2}$		

表2 サイリスタ回路の動作

	I	II	III	IV
SCR. A	α	$\tilde{\gamma}$	$\tilde{\gamma}$	α
SCR. B	$\tilde{\gamma}$	α	α	$\tilde{\gamma}$

α : 整流器動作, $\tilde{\gamma}$: インバータ動作
(I, II, III, IV は図6のそれに対応する)

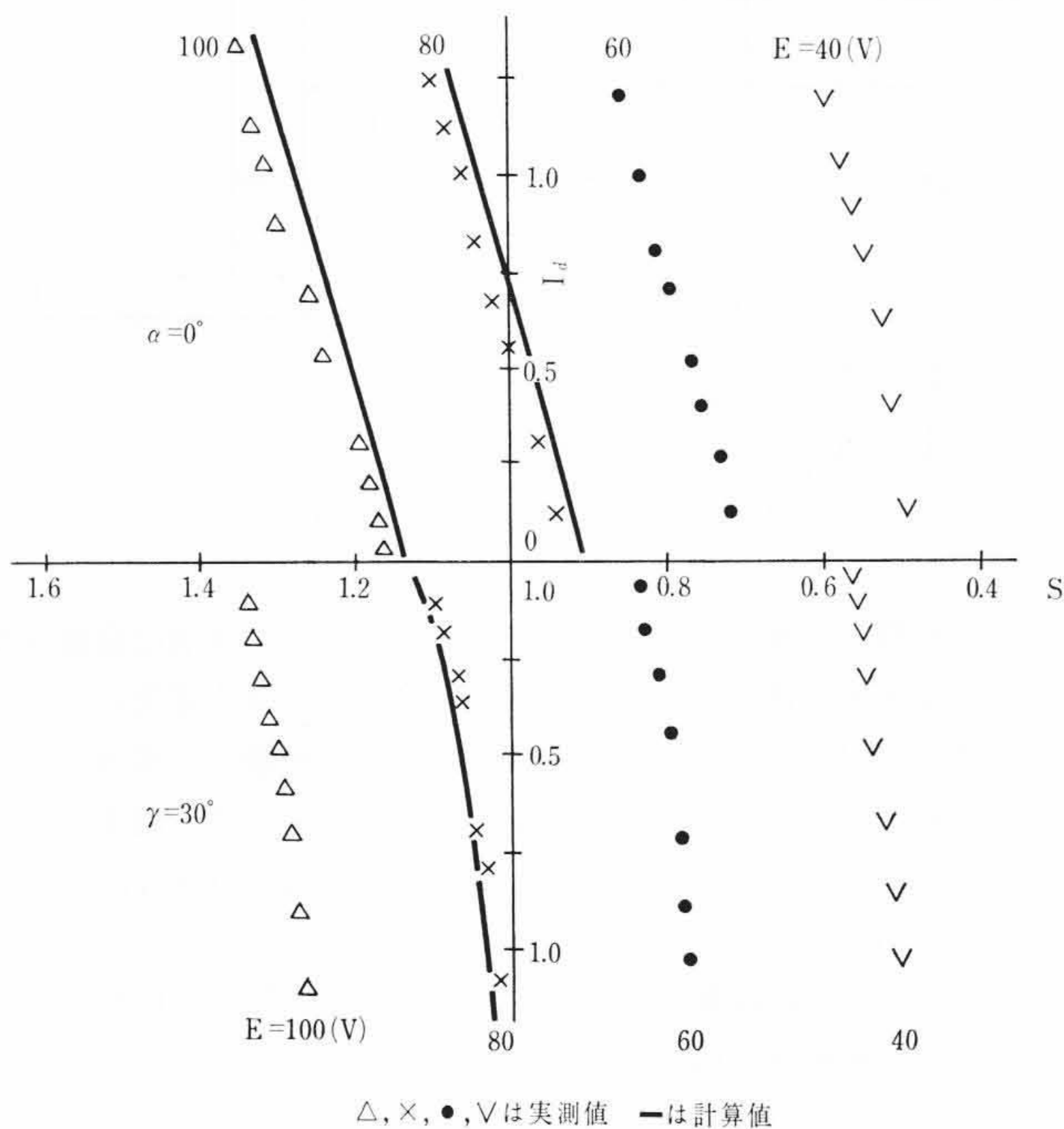


図10 直流電流とすべりの関係

2次入力(同期ワット) P_r は P_1 から励磁損と1次抵抗損を引いて

$$P_r = 3 \{ V I_{a1}/a - R_1 (I_2/a)^2 \} \quad (10)$$

出力 P_0 は(10)式を(4)式に代入して求められる。

2次すべり電力 $S P_r$ は

$$S P_r = 3 I_2^2 R_2 + E I_d \quad (11)$$

したがって、すべり S は

$$S = (3 I_2^2 R_2 + E I_d) / P_r \quad (12)$$

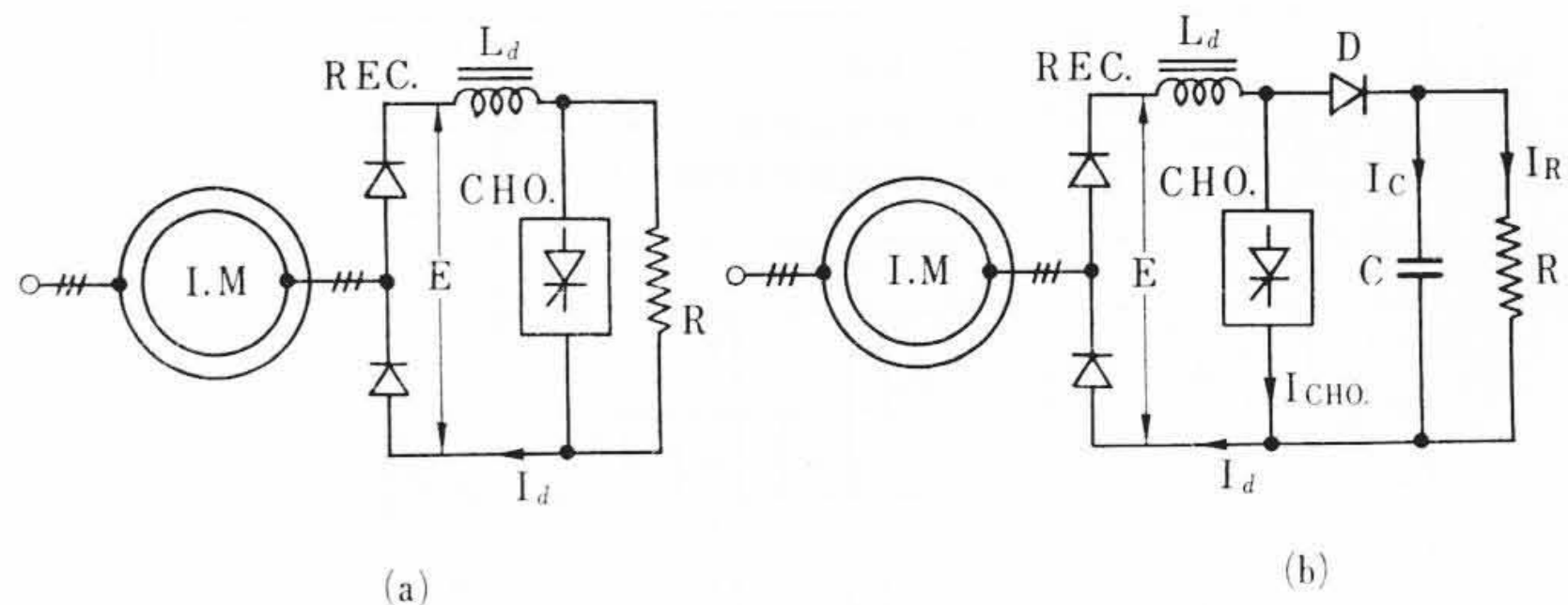
図9で、 $T=X/R$ の比が大きい範囲では、 I_{a1}, I_{b1} はほぼ表1で代表できる。なお、表中 u は重なり角で、実測される2次電流の重なり角は、回路のリアクタンス分のみを考慮して求まる重なり角にほぼ等しい。3相ブリッジ回路の制御角を α とすれば、

$$\cos(u+\alpha) = \cos \alpha - 2(X_1 + a^2 X_2) I_d / \sqrt{6} V a \quad (13)$$

が成立する。(13)式を表1の I_{a1}, I_{b1}, I_2 に代入し、これを(8)~(12)式に代入すれば、誘導電動機の特性が求められる。なお、SCR. A がダイオードで構成されているときは、 $\alpha=0$ と考えればよい。従来静止セルビウス方式といわれているものはほとんどこの形式である。

(3) SCR. A, Bの動作

簡単のために、電動機内の損失を無視し、 $u=0$ とすれば、(10)



CHO.; チョップ回路 L_d ; 平滑リアクトル
REC.; 全波整流回路 D; 整流素子

図11 チョップ回路

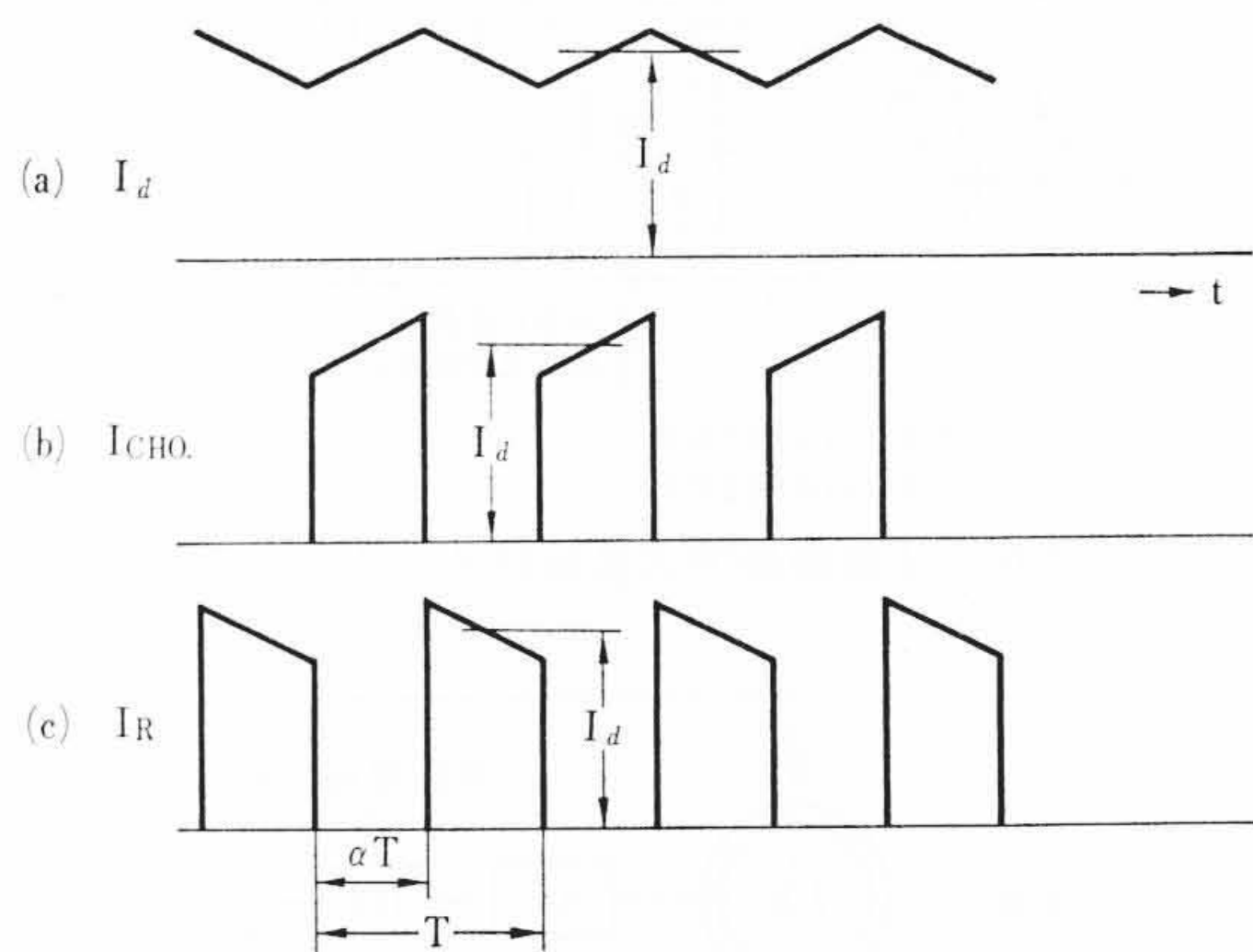


図12 チョップ回路の電流波形

式から

$$P_r = 3 V I_{a1}/a = 3 \sqrt{6} V I_d \cos \alpha / a \pi \quad (14)$$

となる。(14)式から、 $S>0$ のとき、 $0<\alpha<\pi/2$ で $P_r>0$ 、 $\pi/2<\alpha<\pi$ で $P_r<0$ となるが、 $S<0$ では、 $S>0$ に対して、 I_{a1} の符号が反転するので、 P_r の符号も反転する。 $S<0$ での特性は表1の I_{a1} のかわりに $-I_{a1}$ を(8)~(12)式に代入すれば求められる。したがって、SCR. A, Bは表2に示すように動作する⁽⁵⁾。

(4) 実験結果とその検討

図10にSCR. Aを $\alpha=0$ 度、および $\gamma=30$ 度で点弧した場合の直流電流とすべりの関係を示す。 $\gamma=30$ 度で運転すれば、トルクは負となるので、実測値を $\alpha=0$ 度のものとは反対側に示した。縦軸は、定格2次電流とする直流電流を1として規格化した値である。図から、SCR. A, Bの点弧角制御のみによって、電動機の正逆転が可能となることがわかる。正逆転のために、1次側の相回転を入れかえる必要はない。

3.3 クレーマ方式

クレーマ方式では、2次すべり電力を機械系へ返還するのに直流機が使用されるので、直流機の容量から速度制御範囲がきまる。通常、同期速度の数十%が速度制御範囲の下限である。

クレーマ方式の特性は(11), (12)式で、 $E I_d$ を直流機の出力とすれば、さきに求めたセルビウス方式の特性式から計算できる。

3.4 チョップ方式

セルビウス方式の一変形方式にチョップ方式がある。この方式は従来、水抵抗器が用いられていたところをサイリスタチョップ回路におきかえ静止化、高速応化したものである。図11にチョップ方式の基本回路を、図12にその波形を示す。

いま、簡単のために、直流電流が平滑リアクトルのためにほとんど一定で、脈動は無視できるものとする。整流回路の出力電圧を E 、チョップ周期を T 、チョップ動作時間を αT とする。図11(a)の回路では、整流回路の出力を抵抗損に等しいとおき、

表3 現状におけるサイリスタを用いた
誘導電動機 の速度制御方式の比較

方 式	おもなる適用分野	具体的適用例	対象となるIM
1次制御	1相, 2相, 3相 サイリスタ制御 セルビウス形 クレーマ形	正, 逆転が必要とさ れる分野	中, 小 形
		定速運転が要求され る分野	中, 小, (大) 形
2次制御	セルビウス方式	正, 逆加減速運転が 要求される分野	中, 大 形
	クレーマ方式	速度制御範囲が狭く てよい分野	中, 大 形
	チョップ方式		小, 中, (大) 形
可変周波 制 御	サイクロコン バータ	微低速, 可逆転が要 求され, 負荷変動の 激しい分野	多機並列中,
	インバータ	一定負荷で, 比較的 高速が要求される分 野	小形IM

$$E I_d = \int_0^T R I_d^2 \alpha t / T = (1 - \alpha) I_d^2 R \dots\dots\dots (15)$$

したがって,

$$E = (1 - \alpha) I_d R \dots\dots\dots (16)$$

同じく(b)の回路⁽⁶⁾では, チョップオフの期間では,

$$I_C + I_R = I_d \dots\dots\dots (17)$$

チョップオンの期間では

$$I_R = -I_C \dots\dots\dots (18)$$

が成立する。コンデンサの電荷のつりあいから, $CR \gg T$ の場合,
(17), (18)式から

$$-\alpha I_R + (1 - \alpha) (I_d - I_R) = 0 \dots\dots\dots (19)$$

が成立する。したがって,

$$I_R = (1 - \alpha) I_d \dots\dots\dots (20)$$

となる。整流回路の出力を抵抗損に等しいとおき

$$E I_d = (1 - \alpha)^2 R I_d^2 \dots\dots\dots (21)$$

したがって,

$$E = (1 - \alpha)^2 R I_d \dots\dots\dots (22)$$

(16), (22)式から, α の値を変えれば, E が変わることがわかる。
この E を(8)~(12)式に代入すれば, チョップ方式の特性が求めら
れる。この方式では, $\alpha = 0$ でも, R で閉回路が構成されるので, ト
ルク制御範囲の下限は R によって決定され, 上限は, チョップ回路
のサイリスタ消弧能力から規制される。

そのほか, チョップ方式に関しては, 2次電流をオンオフしたり,

抵抗切り換えに使用したりする種々の変形方式が考えられる。

4. 可変周波制御

可変周波制御には, サイクロコンバータ方式(直接変換方式)と
インバータ方式(間接変換方式)とがある。前者は, 交流波形を中
間に直流を介在させることなく, その波形を直接組み合わせて, 他
の低い周波数に変える方式で, 後者はそれに対し, 直流電源を通し
て, 任意の周波数に変える方式である。これら各方式については,
数多くの研究実績があるが, 紙数の関係で稿をあらためて詳述する
ことにする。

5. 各種制御方式の比較

表3に現状におけるサイリスタによる誘導電動機の各種制御方式
の比較を示す。各方式の特長はそれぞれ異なり, 一つの方式が, 他
の方式にとって変わるというものではない。技術的にも, 経済的に
も, それぞれの特長を生かした適用を図ることが重要である。

6. 結 言

サイリスタを用いた各種制御方式について, 特性を説明した。現
在, 各方式とも技術的な問題点はほとんど解決され, 実用されてい
る。各方式には, それぞれの特長があるので, その特質を生かした
適用をはかることがたいせつである。これらは, 従来も誘導電動機
が使用されていた分野ではその性能向上を, 従来, 直流機分野で
あったところには, 保守, 経済性の改善をめざして, 今後広く普及
していくものと考えられる。

参 考 文 献

- (1) 堀: 第9回自動制御連合講演会論文集 306
- (2) 特許出願中
- (3) 特許出願中
- (4) 堀: 昭37電気学会東京支部大会論文集 68
堀: 昭38電気四学会連合大会論文集 695
堀: 第7回日本自動制御協会学術講演会論文集 307
堀: 第6回自動制御連合講演会論文集 320
堀: 昭39電気四学会連合大会論文集 734
- (5) 特許出願中
- (6) 特許出願中