

# 誘導電動機のリアクトル制御

## Reactor Control of Induction Motors

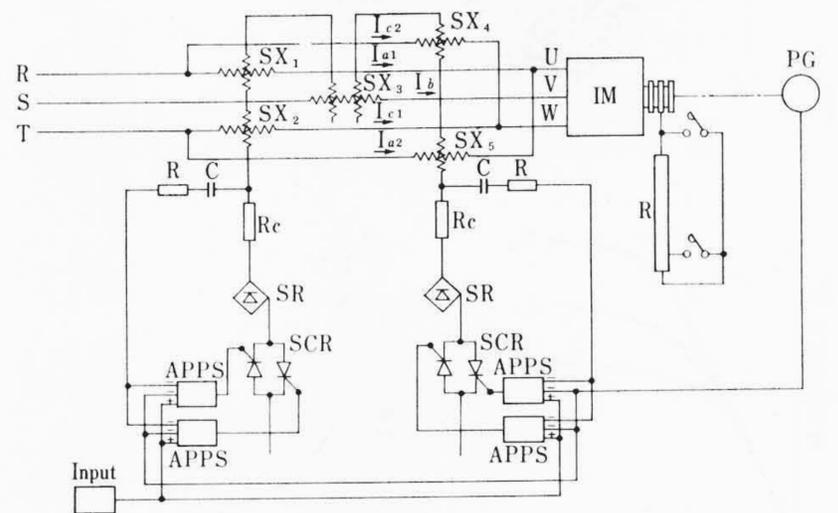
藪 博 昭\*  
Hiroaki Yabu

### 内 容 梗 概

可飽和リアクトルによる大容量誘導電動機の世界制御において、可逆平衡制御方式を採用することにより、速度変動率を3~5%以内に押え、最低速度1/30~1/40を得ることができた。制御系は非線形要素が多いが微小変化に対しては線形としたこと、無負荷付近の特性の改善方法につき述べ、さらに、3相直列形可飽和リアクトルの誘起電圧除去方法と問題点につき言及する。

### 1. 緒 言

誘導電動機のリアクトル制御は種々報告<sup>(1)</sup>されているように、可逆不平衡制御方式と可逆平衡制御方式とがある。前者は各相に不平衡電流が流れることにより、電動機の機械的振動や過熱の原因となるので、大容量電動機、使用定格の長い制御には好ましくない。今回、可逆平衡制御方式を採用し、速度制御の検討を行なった。本方式は、可飽和リアクトルをそう入しないときの電動機トルクに比べて多少トルクは減少するが、低速度で負性トルクの世界制御には好都合なので、ロープウェイ、巻上機、起重機などに使用することができる。ここに、リアクトル制御の概要、制御系の解析および3相直列形可飽和リアクトルの誘起電圧について述べる。

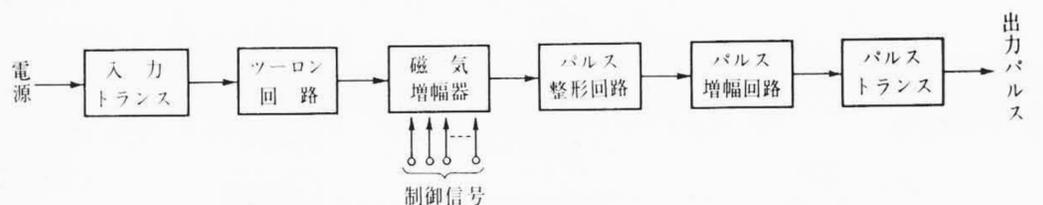


第1図 リアクトル制御回路

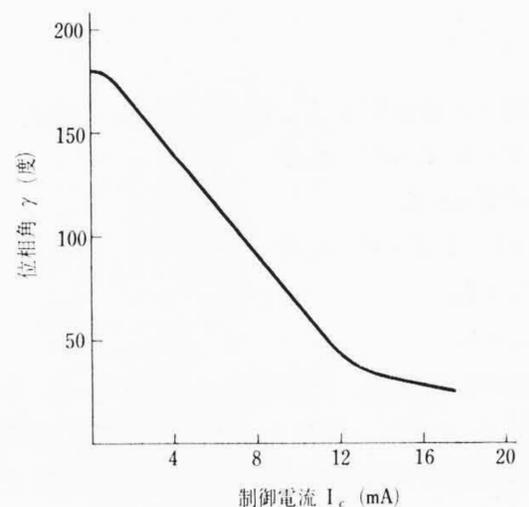
### 2. リアクトル制御の概要

#### 2.1 制御回路および動作原理

第1図はリアクトル制御回路の結線図を示す。可飽和リアクトルは単相のものを5個使用し、正転、逆転の共通相にそう入されるリアクトルには直流制御巻線を2巻線とし、リアクトルSX<sub>1</sub>, SX<sub>2</sub>, SX<sub>3</sub>の直流制御巻線を直列に接続し、一方SX<sub>3</sub>, SX<sub>4</sub>, SX<sub>5</sub>を別の直流電源から制御電流を流せるように接続した。SX<sub>1</sub>~SX<sub>3</sub>を動作させることにより電動機に正転方向のトルクを発生させ、SX<sub>3</sub>~SX<sub>5</sub>を励磁させることにより逆転方向のトルクを与える。このトルクの大きさは制御電流の大きさによって決まる。正転用リアクトルおよび逆転用リアクトルの制御回路は、シリコン制御整流器(SCR)で交流スイッチングを行ない、シリコン整流器(SR)で全波整流した回路である。SCR点弧回路には、直流電位の絶縁、信号の極性、信号の突き合わせが容易にできる自動パルス移相器(APPS)を用いた。第2図はAPPSの回路図で、図において磁気増幅器は入力信号のアンペアターン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、定められた高さもつ急しゅんな立ち上がりの方角パルス電圧とする。これをパルス増幅回路により増幅してパルス変圧器を介して取り出す。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°~150°)に移相することができるが、この移相原点を任意に選ぶためツーン回路を使用する。第3図はこの移相器の移相特性を示す。



第2図 APPS回路構成図



第3図 移相特性

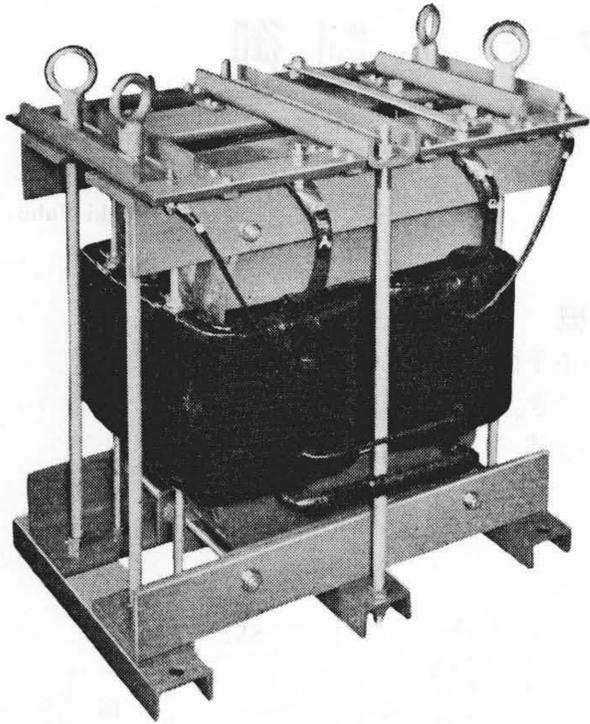
可飽和リアクトルの外観を第4図に、その特性を第5図に示す。負荷インピーダンスが一定の場合には、負荷電流は直流制御電流の大小によって変わり、常に等アンペアターンの法則が成立するように流れる。したがって、誘導電動機の世界制御においては、定常時の

みならず加速中または減速中においても電動機が負荷を保持するだけの過渡電流を十分に流し得る制御電流を与えなければならない。

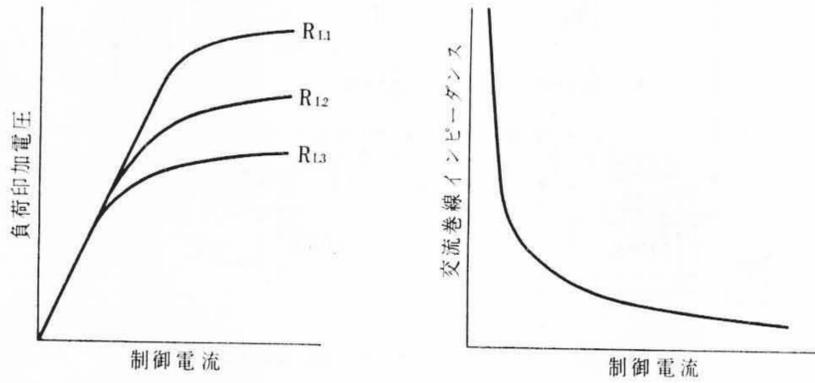
#### 2.2 誘導電動機のトルク特性

第1図のうち、SX<sub>1</sub>, SX<sub>2</sub>のインピーダンスをZΩ、SX<sub>4</sub>, SX<sub>5</sub>のインピーダンスをZ'Ωとする。SX<sub>3</sub>は共通の相にそう入されているため、正転、逆転両方の制御電流によって励磁されているのでZとZ'とが並列にはいつているものと同じインピーダンスになるものと

\* 日立製作所日立工場



第4図 可飽和リアクトル



第5図 可飽和リアクトル特性

假定する。

すなわち、

$$Z_b = \frac{ZZ'}{Z+Z'} \dots\dots\dots (1)$$

各可飽和リアクトルに流れる電流を図示したように定め、 $R, S, T$  各相電圧は平衡しているとして  $V, a^2V, aV$  とする。

ただし  $a = \varepsilon^{j\frac{2\pi}{3}}$

電動機の各端子の相電圧を  $V_u, V_v, V_w$  (V) とすると、

$$\left. \begin{aligned} V_u &= V - I_{a1}Z = aV - I_{a2}Z' \\ V_v &= a^2V - I_b Z_b \\ V_w &= aV - I_{c1}Z = V - I_{c2}Z' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

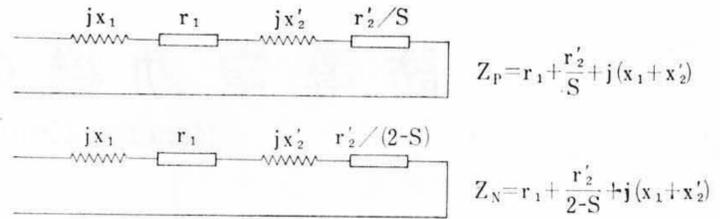
$$\left. \begin{aligned} I_a &= I_{a1} + I_{a2} \\ I_c &= I_{c1} + I_{c2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

一方、電動機の正相電圧、正相電流をそれぞれ  $V_1, I_1$  とし、逆相分のそれを  $V_2, I_2$  とする。零相分は空間的に  $120^\circ$  位相の異なる対称3相巻線に零相電流が流れて、その合成起磁力は零となるので、回転中の回転子巻線にはなんらの電圧も誘起されないで、単に一次巻線にこの電流による電圧降下を生ずるだけでトルクは発生しないので省略する。したがって対称電圧と電動機の各相電圧との関係は

$$3 \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{pmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

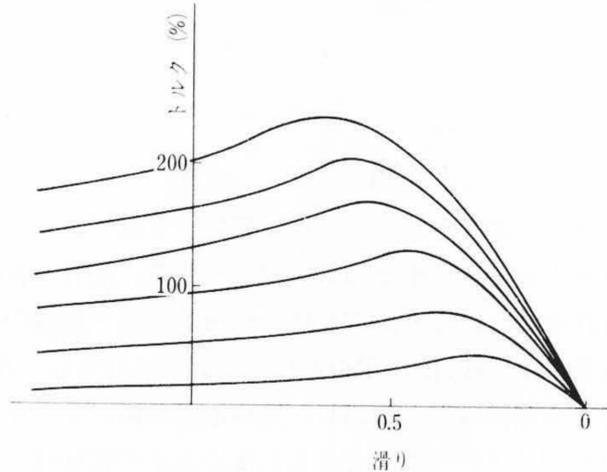
対称電流と線電流との関係は

$$\begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ a^2 & a \\ a & a^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$



- $r_1$ : 電動機固定子抵抗 ( $\Omega$ )
  - $x_1$ : 電動機固定子リアクタンス ( $\Omega$ )
  - $r_2'$ : 電動機回転子抵抗 ( $\Omega$ ) (1次換算)
  - $x_2'$ : 電動機回転子リアクタンス ( $\Omega$ ) (1次換算)
- いずれも1相分を示す

第6図 電動機の等価回路



第7図 すべりトルク特性

対称電圧、電流は

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_P I_1 \\ V_2 &= Z_N I_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 $Z_P$  および  $Z_N$  は第6図に示すように、それぞれ電動機の正相分インピーダンスと逆相分インピーダンスである。励磁インピーダンスは一次、二次インピーダンスに比べて無視できるので省略した。

(2), (3), (4), (5), (6)式より

$$I_1 = \frac{Z' V}{ZZ' + Z_P(Z+Z')} \dots\dots\dots (7)$$

$$I_2 = \frac{aZV}{ZZ' + Z_N(Z+Z')} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、

$$k = Z/Z' + 1 \dots\dots\dots (9)$$

$$k' = Z'/Z + 1 \dots\dots\dots (10)$$

とおくと、

$$I_1 = \frac{V/k}{Z_P + Z/k} \dots\dots\dots (11)$$

$$I_2 = \frac{aV/k'}{Z_N + Z'/k} \dots\dots\dots (12)$$

したがって、電動機の発生し得るトルクは

$$\begin{aligned} T &= (\text{正相分トルク } T_1) - (\text{逆相分トルク } T_2) \\ &= \frac{3}{4\pi f g} \left( |I_1|^2 \frac{r_2'}{S} - |I_2|^2 \frac{r_2'}{2-S} \right) (\text{kg-m}) \dots\dots (13) \end{aligned}$$

$$= 3 \left( |I_1|^2 \frac{r_2'}{S} - |I_2|^2 \frac{r_2'}{2-S} \right) (\text{同期ワットトルク}) \dots (14)$$

ここに、

$f$ : 給与電源の周波数

$P$ : 電動機の極数

制御電流値および負荷条件によって交流巻線のインピーダンス  $Z, Z'$  ( $\Omega$ ) の大きさと力率は多少変化するが、特性を知るうえでは抵抗分のない純リアクタンス分のみを可飽和リアクトルのインピーダ

ンスと考えてさしつかえない。

$$Z=jx(\Omega) \quad Z'=jx'(\Omega) \dots\dots\dots (15)$$

(15)式を(13)式に代入して制御電流を変化させたときの電動機のトルク特性を第7図に示す。この図からわかるように制御電流が減少するにしたがって、発生し得る電動機の最大トルクは速度の高いほうに移動している。また可飽和リアクトルが飽和してもリアクトルには残留電圧がいくぶん残っているので最大トルクは若干減少する。最大トルクを十分に出そうとして残留電圧を減少させることは、第5図のように交流巻線のインピーダンスを小さくすることであり、制御電流を大きくしなければならないが特性が直角双曲線に似た曲線になっているのである程度以上は改善されず、いたずらに残留電圧を小さくすることは経済的、構造的に好ましくない。また制御電流が零付近のとき交流巻線に流れる電流を小さくすると逆相分トルクは減少して最大トルクができるが、この励磁インピーダンスを大きくするとリアクトルの磁束密度を高くとれなくなるため鉄心の寸法が大きくなる欠点がある。しかし励磁インピーダンスを小さくすると逆相電流が大きくなり、正相分電流の20%程度になると、発生トルクには2乗で影響するためあまり問題とはならないが、電動機の過熱、振動の原因となるので残留電圧および励磁インピーダンスは制御系や電動機の容量、動作責務(duty cycle)とも合わせて十分に検討されねばならない問題である。

次に正転方向に電動機が回転している場合、一般に無負荷付近を除くと、(正相分トルク  $T_1$ )  $\gg$  (逆相分トルク  $T_2$ ) が成立するので(14)式に(11), (15)式を代入して変形すると

$$T = 3V^2 \frac{S r_2'}{k^2(Sr_1+r_2')^2+S^2(kX+x)^2} \dots\dots\dots (16)$$

ただし  $X$ : 電動機の一次二次リアクタンス和 ( $x_1+x_2'$ )

したがって、 $x$  および  $x'$  を一定にすると、最大トルクを発生するすべりは  $\partial T/\partial S=0$  より

$$S_{Tmax} = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2+(X+x/k)^2}} \dots\dots\dots (17)$$

ゆえに、一般の誘導電動機と同様に、最大トルクを発生するすべりの値は二次抵抗に比例し、その最大値は  $x$  または  $x'$ 、すなわち制御電流によって一定である。したがって低速付近の制御を行なう場合には比例推移が成立するので、外部二次抵抗を併用すればよい。逆相制動をかけるときには、制動トルクを十分に出させるため、逆相制動になったことをトランジスタ論理回路の比較素子で検出し、二次抵抗をそう入することにより制動トルクを増すと同時に逆相制動電流を押えて有効な速度制御が行なわれることになる。

### 3. リアクトル制御系の解析

リアクトル制御系はSCR、可飽和リアクトル、誘導電動機などの非線形要素によって構成されているが、微小変化範囲内では線形であると見なして解析する。

#### 3.1 誘導電動機の伝達関数

(13)式に示すように、電動機の発生し得るトルク  $T$  は、二次抵抗を一定とすれば、 $S, x, x'$  の関数であるから、これらの微小変化を考えると

$$\Delta T = \left(\frac{\partial T_1}{\partial S} - \frac{\partial T_2}{\partial S}\right) \Delta S + \left(\frac{\partial T_1}{\partial x} - \frac{\partial T_2}{\partial x}\right) \Delta x + \left(\frac{\partial T_1}{\partial x'} - \frac{\partial T_2}{\partial x'}\right) \Delta x' \dots\dots\dots (18)$$

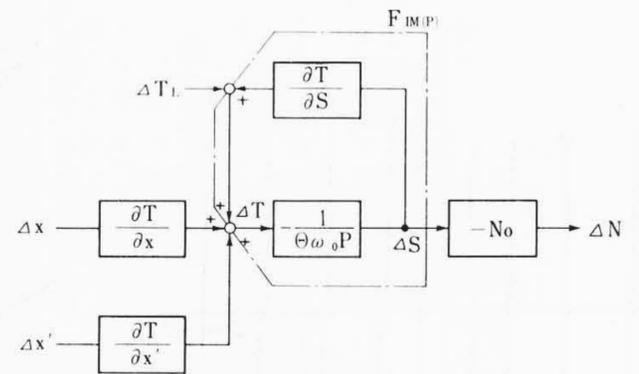
一方、 $\omega_0$ : 同期角速度 (rad/s)

$\omega$ : 電動機角速度 (rad/s)

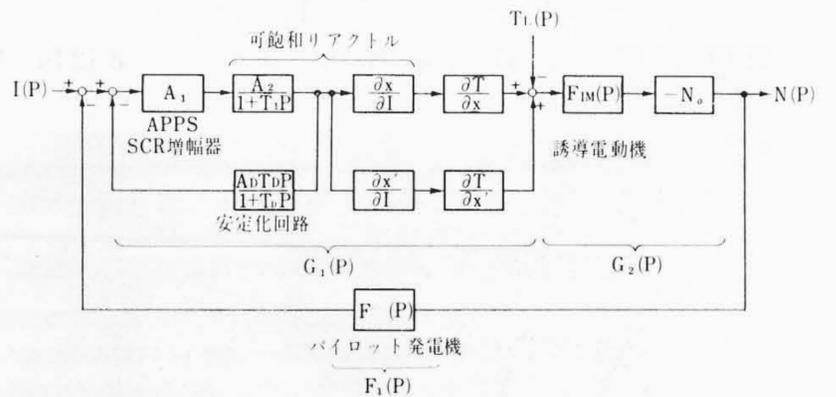
$T_L$ : 負荷トルク (kg-m)

$T$ : 電動機発生トルク (kg-m)

$\Theta$ : 負荷の慣性能率(電動機軸換算) (kg-ms<sup>2</sup>)



第8図 誘導電動機の伝達関数



第9図 リアクトル制御系ブロック図

とすると、

$$\Theta \frac{d\omega}{dt} = T - T_L$$

ラプラス変換すると

$$\Theta p\omega = T - T_L \dots\dots\dots (19)$$

また  $S = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$  であるから

$$p\omega = -\omega_0 S \dots\dots\dots (20)$$

(19), (20)式より

$$S = -\frac{1}{\Theta\omega_0 p} T + \frac{1}{\Theta\omega_0 p} T_L \dots\dots\dots (21)$$

上式により誘導電動機の伝達関数を第8図に示す。

#### 3.2 制御回路の伝達関数

##### 3.2.1 SCR増幅器およびAPPS

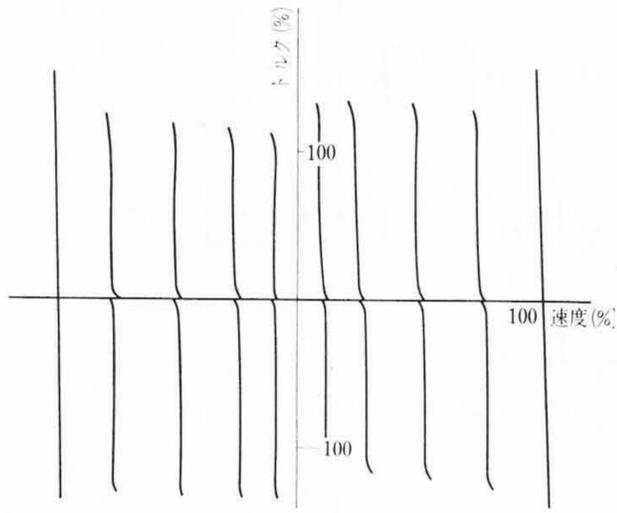
従来までは、増幅器として磁気増幅器を用いていたが、時定数が長くなること、増幅率が高くとれないことなどの欠点があり、今回SCR増幅器とAPPSを用いた。この部分の時定数はほとんど零で、ほかの制御要素に比べて時間遅れは無視でき系には影響を及ぼさないので伝達関数としては増幅率だけが問題となる。

##### 3.2.2 可飽和リアクトル

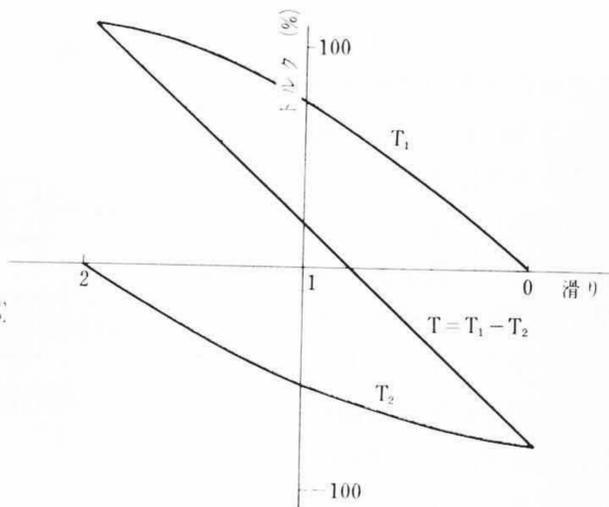
可飽和リアクトルの直流制御巻線は正転用、逆転用それぞれ3個直列に接続した3相直列形可飽和リアクトルとしたが、時定数は制御電流を零から測定した死時間を除けば、3相直列形接続は単相の場合より多少長くなる程度であった。したがって、死時間を補償するためAPPSのツーロン回路であらかじめ点弧位相をずらせてSCR、リアクトル制御回路に微小電流を流しておいた。

#### 3.3 リアクトル制御系

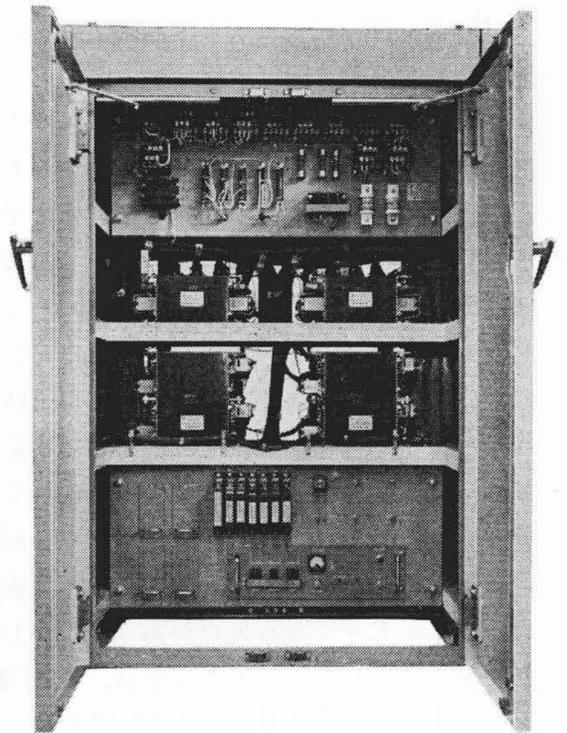
3.1, 3.2によるリアクトル制御系のブロック図を第9図に示す。安定化回路のない場合には、ループゲインが高いため乱調をきたす。安定化回路は種々とれるが、SCR増幅器の出力電流を、抵抗器とコンデンサにて微分してAPPSの入力に負帰還する回路がアナログ計算機によって計算した結果一番有効なことがわかった。このように、増幅部分を磁気増幅器ではなくSCR増幅器を用いることにより簡単な安定化回路で系は安定となる。各速度指令に対する定常特性を第10図に、過渡特性を第11図に示す。



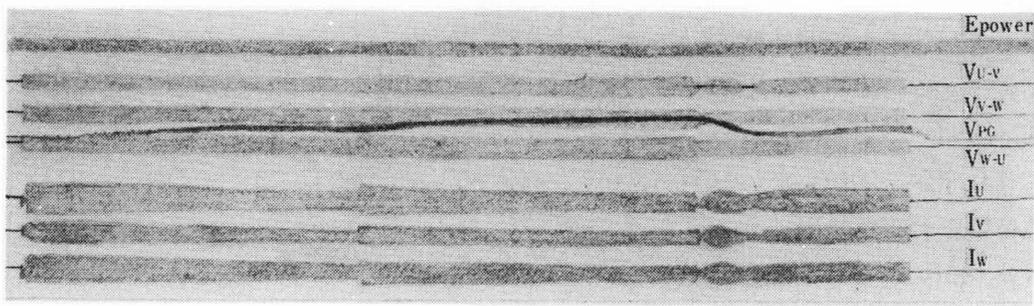
第10図 速度制御定常特性



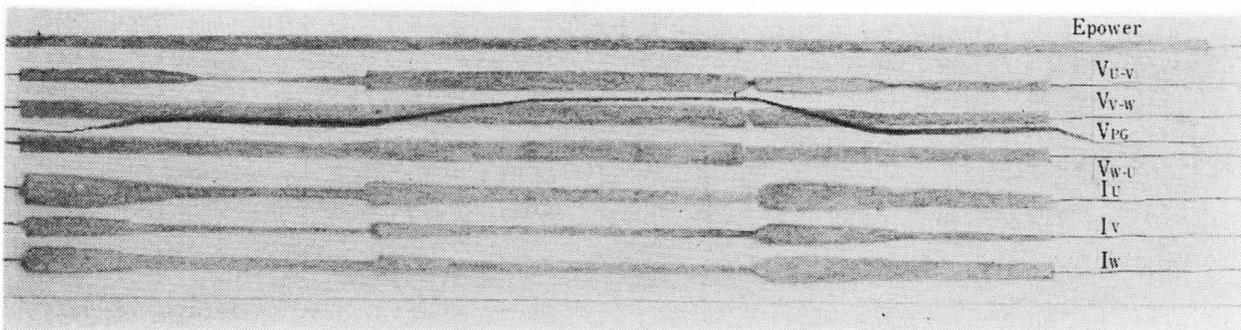
第12図 無負荷特性改善法



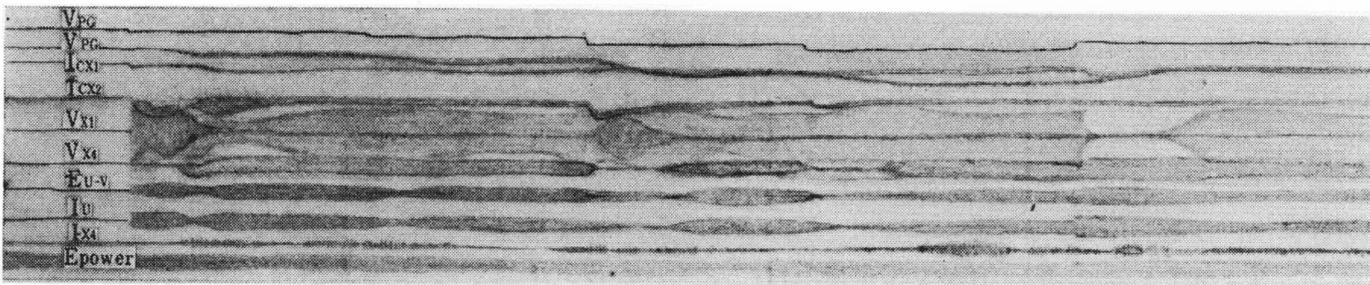
第13図 リアクトル制御盤



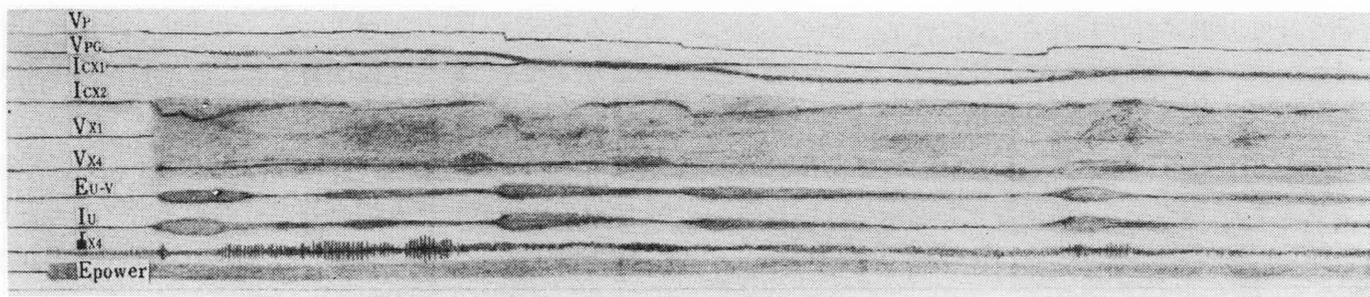
(a)



(b)



(c)



(d)

第11図 速度制御過渡特性

次にこの制御系において、第9図に示すように、各ブロックごとに伝達関数  $G_1(P)$ ,  $G_2(P)$ ,  $F(P)$  をとり、基準値を  $I(P)$ , 外乱を  $T_L(P)$ , 速度値を  $N(P)$  とすれば、

$$N(P) = \frac{G_1(P) G_2(P)}{1 + G_1(P) G_2(P) F(P)} I(P) - \frac{G_2(P)}{1 + G_1(P) G_2(P) F(P)} T_L(P) \dots \dots \dots (22)$$

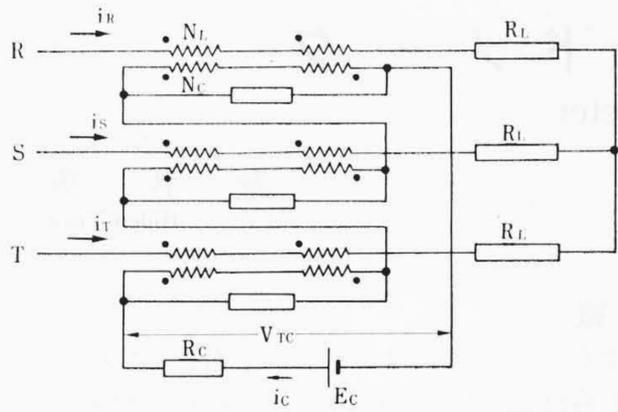
上式において、第1項は速度指令値に対する過渡応答速度特性を示し、第2項は外乱に対する系の過渡特性を示している。

速度指令値には変化がなく、負荷(外乱)のみ変化した場合のオフセットは  $I(P)=0$ , また定常状態ではすべての伝達関数の微係数は零となるから、

$$N(0) = \frac{G_2(0)}{1 + G_1(0) G_2(0) F(0)} T_L(0) \dots \dots \dots (23)$$

ここで、 $G_1(0) \cdot G_2(0) \cdot F(0)$  は閉ループゲインであるから  $K$  とおくと

$$N(0) = \frac{G_2(0)}{1 + K} T_L(0) \dots \dots \dots (24)$$



第14図 3相直列形可飽和リアクトル

(24)式よりオフセットを小さくしようとすれば、ループゲイン  $K$  を大きくすればよい。しかし単に  $K$  を大きくするだけでは、乱調を起すようになるので、各制御系構成要素の時定数を小さくしなければならないが、今回増幅部分に APPS と SCR 増幅器を用いたので時間遅れはなくなったが、可飽和リアクトルの時定数をいかにして小さくするかの問題が残っている。

ところで、 $G_2(0)$  は電動機の自動制御をかけないときの定常状態のトルク特性で第8図より

$$G_2(0) = \frac{\partial S}{\partial T} N_0 \dots\dots\dots (25)$$

したがって、定常状態では、 $SX_1, SX_2, SX_3$  による正相分トルクのみによる制御で無負荷付近では  $\partial T/\partial S$  は零に近くなり、 $G_2(0)$  は非常に大きくなり、速度変動率が大きくなるが、 $SX_1, SX_2, SX_3$  のインピーダンスを小さくし、第12図に示すように正相分トルク  $T_1$  を大きくすると同時に  $SX_4, SX_5$  も動作させて逆相分トルク  $T_2$  を出させて、無負荷トルクと平衡する合成トルク  $T = T_1 - T_2$  で運転すれば、 $\left| -\frac{\partial x}{\partial I} \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \right|$  と  $\left| -\frac{\partial x'}{\partial I} \cdot \frac{\partial T}{\partial x'} \right|$  との和となり、ゲインは高くなり、 $\partial T/\partial S$  は大きくなるから系はより安定になるとともに速度変動率は小さくなる。

試験結果によれば、最低速度は  $1/30 \sim 1/40$ 、速度変動率  $3 \sim 5\%$  以内に押えることが可能となり、直流のワードレオナード制御に匹敵する特性が得られた。第13図は本装置の外観写真である。

#### 4. 3相直列形可飽和リアクトルの誘起電圧

第14図の3相直列形可飽和リアクトルにおいて、制御巻線と並列接続された抵抗、または、第三次巻線(短絡巻線)を施さない回路では単相可飽和リアクトルには見られないような異常高電圧が各相の制御巻線に誘起される。これは直流制御電流のすべての値に対して同じように見られる現象ではなく、制御電流の大小により誘起電圧の大きさも違って来る。この点に関して、各段階の制御電流に対する誘起電圧の関係について述べる。

まず、制御電流が小さい第一段階のモードにおいては、各相の交流負荷電流が零であるから不飽和鉄心の制御巻線への誘起電圧は大きくない。

次に制御電流を増加させた第二段階のモードでは、不飽和鉄心の制御巻線の両端に現われる電圧は、負荷条件を代入すると次式にて与えられる。

$$V_c = \frac{3}{2} e_s \frac{N_c}{N_L} \text{ (V)} \dots\dots\dots (26)$$

ここで、 $e_s$ : 各相電圧 (V)  
 $N_c$ : 直流制御巻線巻数 (ターン)

$N_L$ : 交流巻線巻数 (ターン)  
 となり、いま  $N_c/N_L = 10$   
 $e_s = 200/\sqrt{3}$  V  
 とすると、飽和していない各制御巻線には  $V_c = 1,731$  V の高電圧が誘起されることになる。また3相直列制御巻線の両端に現われる電圧  $V_{Tc}$  V は、

$$V_{Tc} = \frac{\left(\frac{N_L}{N_c}\right) E R_c}{2 R_L + \left(\frac{N_L}{N_c}\right) R_c} \text{ (V)} \dots\dots\dots (27)$$

ここで、 $E$ : 電源電圧(線間電圧) (V)  
 $R_L$ : 交流負荷抵抗 ( $\Omega$ )  
 $R_c$ : 直流制御抵抗 ( $\Omega$ )

となり  $V_{Tc}$  は  $R_c \approx 0$  なる条件、すなわち自由磁化条件の場合には零であるが、 $R_c$  が無視できない回路条件の場合には、可飽和リアクトル3個の特性のずれなどの影響があってかなりの電圧を発生することがある。

さらに制御電流を増加させた第三段階のモードでは、不飽和鉄心の制御巻線の両端に誘起される電圧は、負荷条件を代入すると

$$V_c = \frac{E}{3} \left(\frac{N_L}{N_c}\right)^2 - \frac{N_L}{N_c} E_c \text{ (V)} \dots\dots\dots (28)$$

ここに  $E_c$ : 直流電源電圧 (V)  
 となり、微小電圧が現われるだけである。

次に全鉄心が飽和するような制御電流を流した第四段階のモードではなんらの電圧も誘起されない。

以上述べたように、高電圧が発生するのは、第二段階のモードのみで、不飽和なものが多いために、見かけ上の制御抵抗が高くなり誘起電圧を電流として流すことができないためである。この異常電圧を防ぐために第1図に示すように各相のリアクトルの制御巻線に並列に適当な値の抵抗器を接続する。これにより、不飽和期間中は抵抗器にバイパス電流を流している。ところで、この抵抗器はその値を小さくするほど誘起電圧は小さくなるが、可飽和リアクトルのゲインを下げ、時定数を長くする欠点があるので制御回路の制御抵抗値に合った抵抗にしなければならない。

#### 5. 結 言

以上可飽和リアクトルによる誘導電動機の世界速度制御について述べたが、紙面の都合で各章とも細部の検討事項を省略した。今後SCRの高耐圧素子、大容量素子の出現によって、可飽和リアクトルに代わって主回路にSCRを用いるSCR制御が開発され実用化されようとしている。また、ここにとりあげなかった不平衡制御については、中、小容量の電動機に対して十分その成果を得ているので、機会を得て報告したいと考えている。

終わりにのぞみ、本装置の現地運転に当たり、常にご便宜を賜っていただいた日立造船株式会社の関係各位に厚くお礼申しあげる次第である。

#### 参 考 文 献

- (1) たとえば  
 桜井: 日立評論 34, 11 (1952)  
 WICKERHAM: WESTINGHOUSE ENGINEER (3. 1952)  
 蟹江, 吉田: 三菱電機技報 32. 8 (1958)  
 東, 渡辺: 東芝レビュー 18. 7 (1963)  
 LEONHARD: AIEE (5. 1959)  
 その他