

誘導電動機のSCR制御

SCR Controls of Induction Motors

市川 博 昭* 数 博 昭*
 Hiroaki Ichikawa Hiroaki Yabu
 大 島 修 三** 横 山 謙 二 郎***
 Shūzō Ōshima Kenjirō Yokoyama

内 容 梗 概

誘導電動機は、1次側制御においては従来リアクトルを使用していたが、今回SCRを採用することにより装置を小形化することができた。単相電動機については50, 60 c/sの共用を図り、三相電動機については制御回路を無接点化するとともに、Loop Gainを100ぐらいにとることにより、直流機のワード・レオナード制御に匹敵する性能を得た。ここに今回開発したSCR制御の概要、SCR点弧回路、指令回路につき単相誘導電動機、三相誘導電動機に分けて記述した。

1. 緒 言

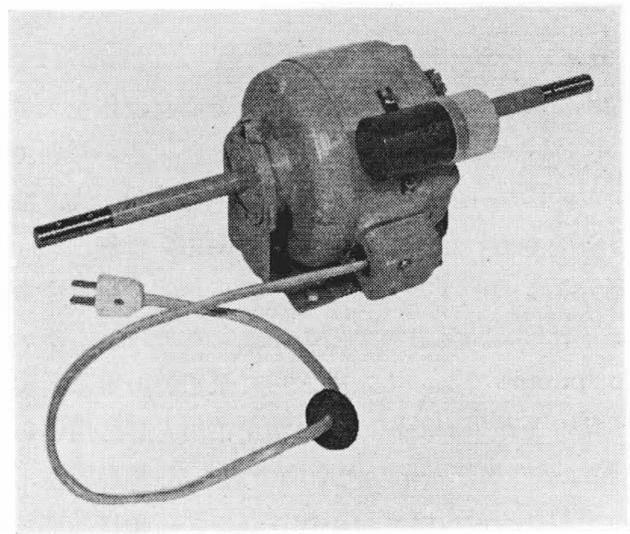
単相誘導電動機の応用分野において、最近冷暖房機器の発達に伴い、ファンコイルユニットの需要がしだいに増加している。従来これに使用されるファンモータの速度制御にはリアクトルあるいはオートトランスを用いているが、今回これをSCRあるいはFLSなどの半導体制御素子で連続的に速度制御する装置を開発した。

三相誘導電動機の応用分野においては、従来よりリアクトル制御が多く採用されてきたが、リアクトルの残留電圧による発生トルクの低減、時定数が長いこと、乱調防止回路が容易に得られないこと、重量が重いことなどの欠点を有していた。今回SCR制御を採用することによりこれらの欠点を除くことができた。

ここに、単相および三相誘導電動機のSCR制御回路の概要、点弧回路、指令回路およびこれらの特性について述べる。

2. 単相誘導電動機の速度制御

誘導電動機の負荷として、ファンのように負荷のトルクが回転数の2~3乗に比例する負荷に対しては、モータの入力電圧を変えるだけでファンの回転数を変化させることができる。以下第1図に示すような単相6極25Wのコンデンサランモータについて検討した内容を報告する。



第1図 25Wコンデンサランモータ

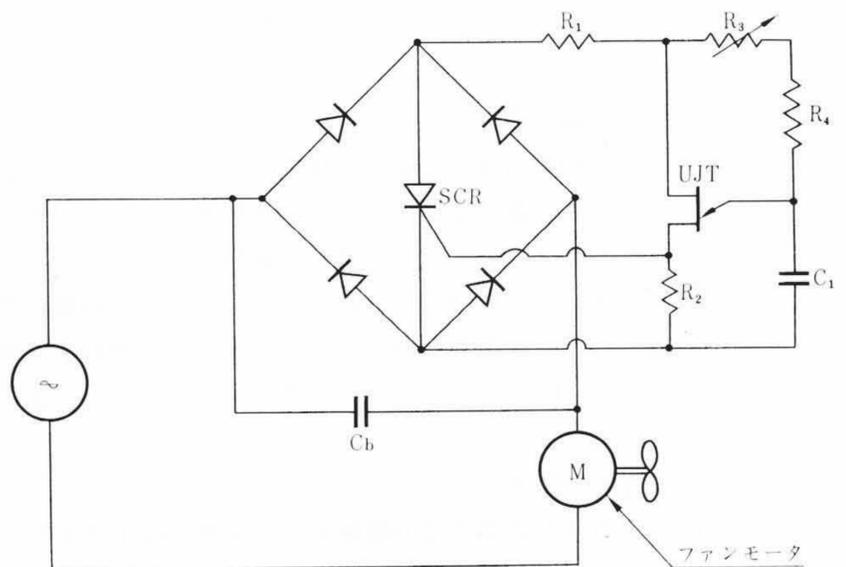
2.1 SCRによる制御回路

2.1.1 SCRとユニジャンクショントランジスタ(UJT)による制御回路

第2図がSCRとUJTによる基本的な制御回路⁽¹⁾である。各半サイクルにおいて、SCRにゲート信号がはいらない間はSCRはOFF状態であり、電源電圧はUJTを含む位相制御回路に印加される。C₁はR₃, R₄を通して充電され充電電圧がUJTのピーク点電圧V_Pに達するとC₁の電荷はUJTおよびSCRのゲートを通して放電する。この放電電流によってSCRは導通し、ファンモータには位相制御された電圧が印加される。ここでCの端子電圧がUJTのV_Pに達するまでの時間は可変抵抗R₃で変えることができるので、R₃によってファンモータの入力電圧と回転数を制御することができる。

2.1.2 UJTのピーク点電圧V_Pの補正

UJTのピーク点電圧V_Pは製造上のバラツキが大きい。いろいろなV_Pの値のUJTを使用したときのファンモータ制御回路の特



第2図 SCRとUJTによる制御回路

性は第3図のようになり、制御回路の特性の大きなバラツキの原因になる。そこでファンモータの制御装置として量産する場合にはUJTのV_P特性のバラツキを補正する必要が生ずる。

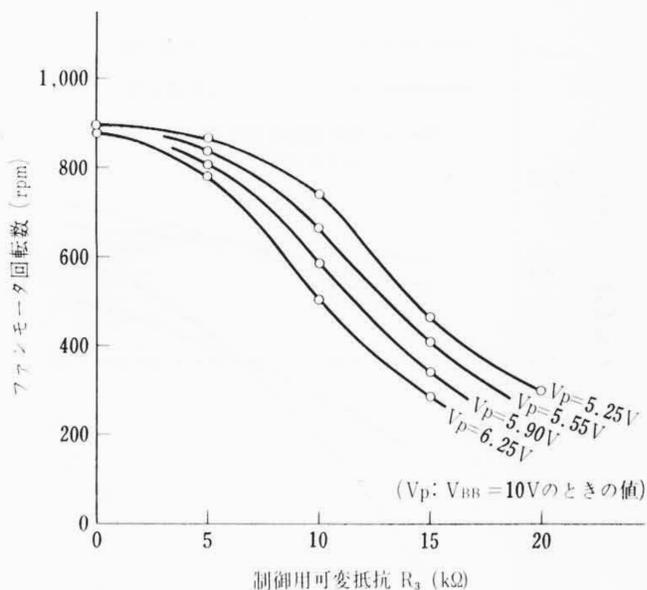
UJTの等価回路は第4図のようになる。またUJTのV_Pは次のように表わすことができる。

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D$$

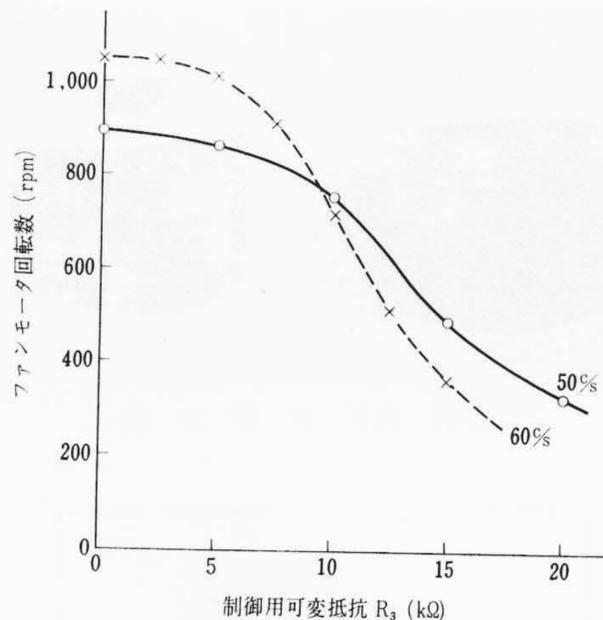
$$= \frac{R_{B10}}{R_{B2} + R_{B10}} V_{BB} + V_D \dots \dots \dots (1)$$

ここに、V_{BB}: ベース間電圧
 η: Intrinsic stand off ratio
 V_D: エミッタダイオードの電圧降下

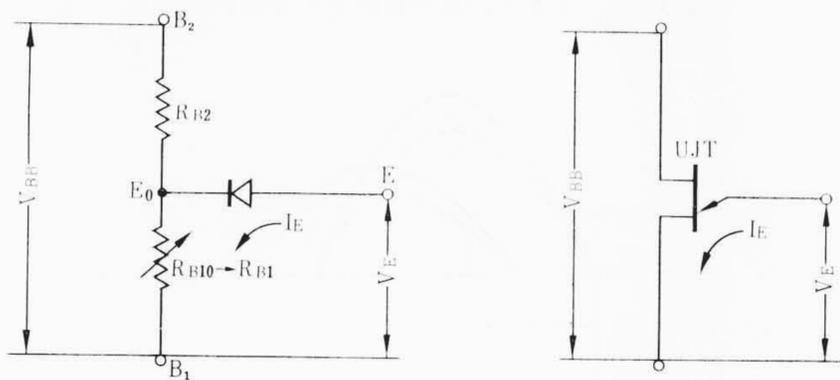
* 日立製作所日立工場
 ** 日立製作所多賀工場
 *** 日立製作所日立研究所



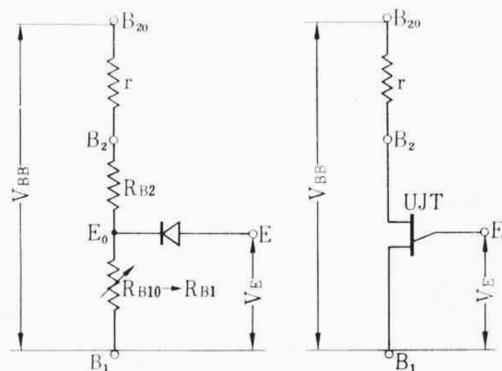
第3図 各種のUJTを使用したときの制御用可変抵抗 R_3 とファンモータの回転数の関係



第6図 UJTの $V_p = 50V$ ($V_{BB} = 10V$) のときの制御用可変抵抗 R_3 とファンモータ回転数の関係



第4図 UJTの等価回路



第5図 補正用抵抗 r をそう入したときの等価回路

R_{B10}, R_{B2} : 第4図の記号

ここで V_p を補正する方法として、見かけ上の R_{B2} を可変にするために直列抵抗 r をそう入する。このときの等価回路は第5図である。 r を含めたUJTのピーク点電圧を V_p' とすると V_p' は

$$V_p' = \frac{R_{B10}}{r + R_{B2} + R_{B10}} V_{BB} + V_D \dots\dots\dots (2)$$

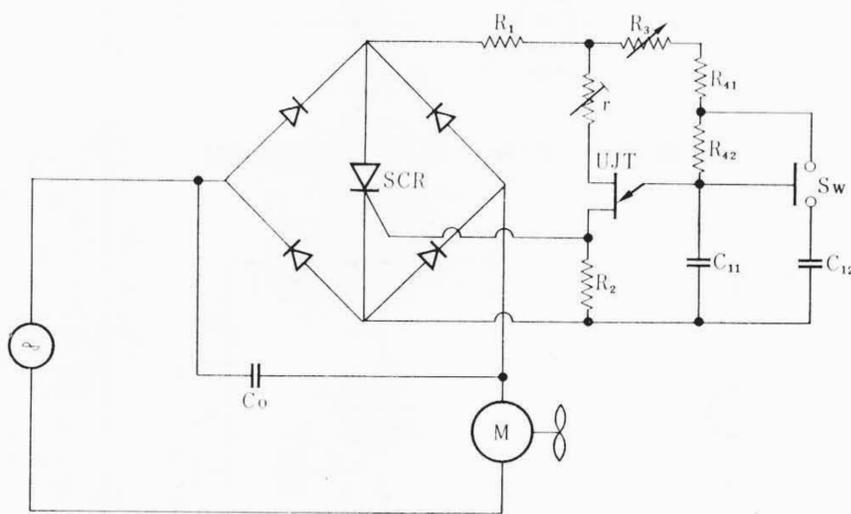
となる。

(2)式より V_p' は調整抵抗 r (半固定式) を調整することによって任意の値にすることができるので、制御装置の特性も r の調整によりそろえることができる。

第3図のいろいろな特性曲線のUJTを r により一定のピーク点電圧に調整すると第6図のように一本の特性曲線にそろえることができる。

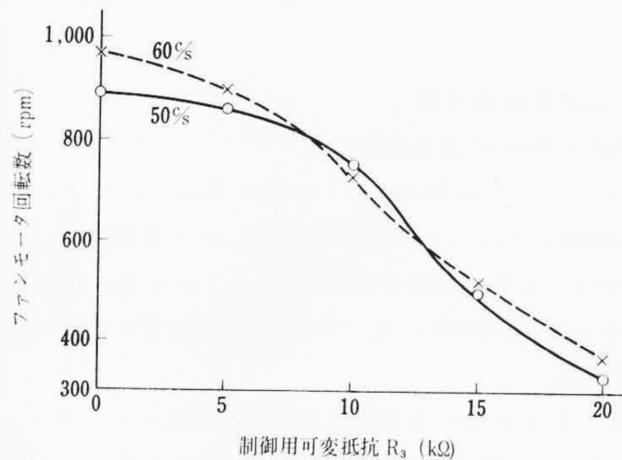
2.1.3 50, 60 c/s 共用の制御装置

第6図は50 c/sと60 c/sの特性であるが、両周波数で同じ回路定数の制御回路を使用すると、50 c/sと60 c/sの特性に大きな開きが生ずる。そのため両地区を対称に制御装置を量産する場合には50 c/sと60 c/sの2種類の制御装置を用意することになり、製



($V_{BB} 10V$ のとき $V_p = 5.0V$ に調整)

第7図 50 c/s, 60 c/s 共用の制御回路

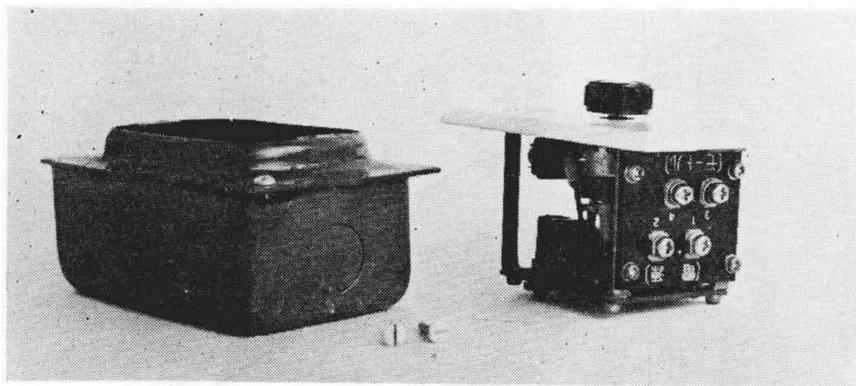


第8図 50 c/s, 60 c/s 共用の制御回路の制御抵抗 R_3 とファンモータ回転数の関係

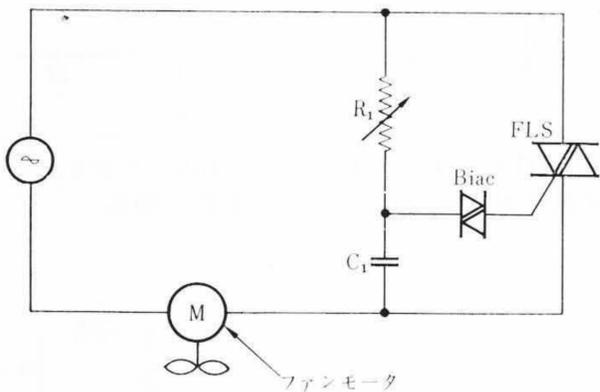
品管理上のおずらわしさを生ずる。

そこで今回の制御装置には制御用可変抵抗 R_3 に対するファンモータの回転数を50 c/sと60 c/sではほぼ一致するように回路定数を定め、両者の回路定数を簡単に切り換えることができるようにした。第7図が50 c/sと60 c/s共用の制御回路である。50 c/sで使用するときには、 Sw をONにし、60 c/sで使用するときには Sw をOFFにする。このときの特性は第8図であり、50, 60 c/sの特性をまず一致させることができた。

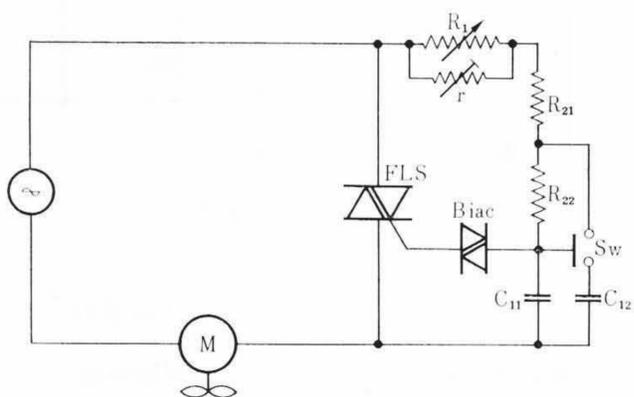
第9図は50, 60 c/s共用の制御装置である。また、この大きさは従来の単巻変圧器による制御装置の約1/3に小形化された。



第9図 SCR 制御装置



第10図 FLS と Biac による制御回路



第11図 50 c/s, 60 c/s 共用の制御回路

2.2 FLS による制御回路

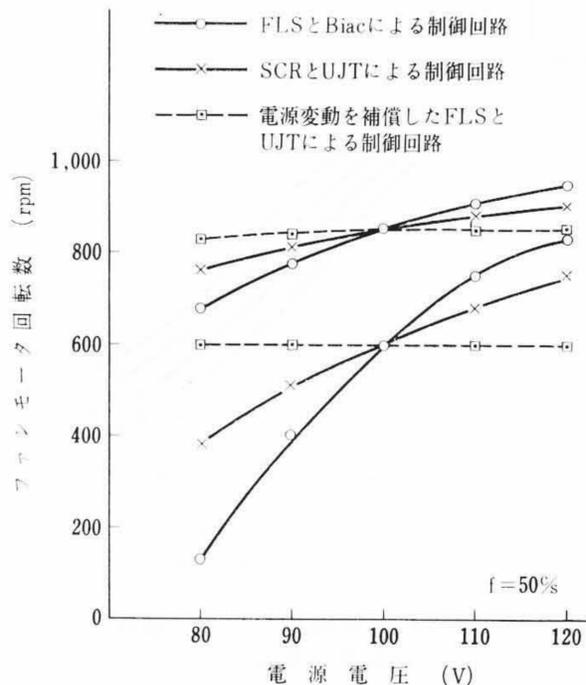
2.2.1 FLS と Biac による制御⁽²⁾

FLS (シリコン交流制御素子) および Biac (シリコンパルス素子) は最近開発された交流電圧制御のための半導体素子である。FLS, Biacによる基本回路は第10図のようになる。第2図のSCRとUJTによる制御回路に比べ回路構成が非常に簡単になるという特長がある。

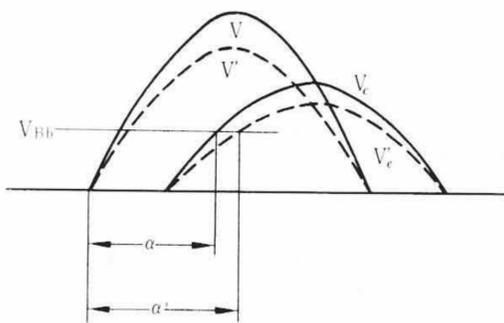
前節(2.1.1)と同様の考案をもとに Biac のブレイクオーバ電圧 V_{B0} のバラツキを補正するための半固定抵抗 r および 50 c/s と 60 c/s を共用にするための切換回路を含むファンモータ制御回路は第11図のようになる。50 c/s のときは Sw を ON にし、また 60 c/s のときは Sw を OFF にする。

電源電圧が変動した場合、FLS と Biac による制御回路の特性は第12図の○印の実線のようになり、SCR と UJT による制御回路に比べて影響が大きくあらわれる。

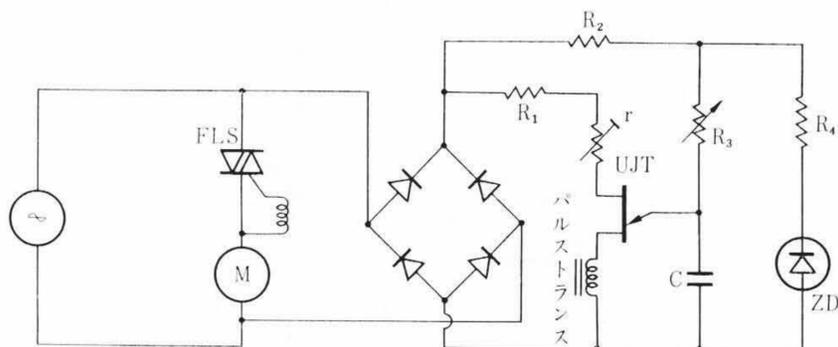
この理由を第13図の各部波形をもとに述べると、電源電圧 V のとき任意の R に対してコンデンサの電圧を V_c とすると Biac の V_{B0} とコンデンサの電圧が等しくなる位相角 α で FLS は点弧する。電源電圧が V' に下がるとコンデンサの電圧も V_c' に下がるので FLS の点弧角は遅れ α' になる。したがってモータの入力電圧は電源電圧が下がると、位相角の遅れが加算されるために電源電圧変動の影響が大きくなる。



第12図 各制御回路の電源電圧変動の影響



第13図 電源電圧変動と点弧位相角



第14図 電源電圧変動を補償した FLS と DJT によるファンモータ制御回路

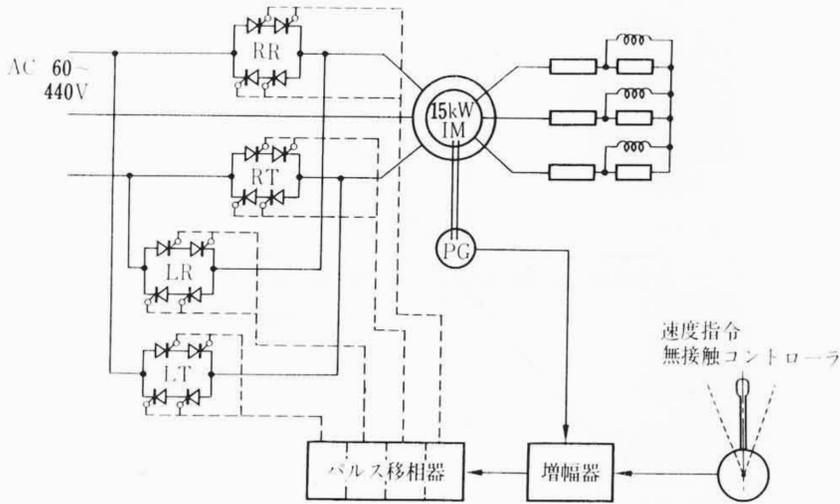
2.2.2 UJT 位相制御回路の電源電圧変動の補償

電源電圧変動を補償した UJT 位相制御回路と FLS によるファンモータ制御回路を第14図に示す。UJTのベース間電圧およびピーク点電圧は電源電圧に比例して変化するが、 C を充電するための電圧は定電圧ダイオード ZD および R_4 のため電源電圧の変化率よりも小さい。したがって、たとえば電源電圧が下がった場合は C の充電電圧が V_p に達する位相角は前よりも進むことになり、電源電圧の降下による負荷電圧の瞬時値の低下分を点弧位相角の進みによって補償することができる。第12図の点線が第14図の回路の特性曲線であり、電源電圧変動の影響を大幅に改善できた。

3. 三相誘導電動機の世界速度制御

三相誘導電動機は直流電動機に比べて多くの特長を有している。たとえば

- (1) 単機容量を大きくすることができるので大容量負荷に対しても電動機を分割する必要がない。
- (2) 整流子が無いからフラッシュ・オーバの心配や、整流子面のひん繁な保守がはぶける。



第15図 三相誘導電動機のSCR制御回路図

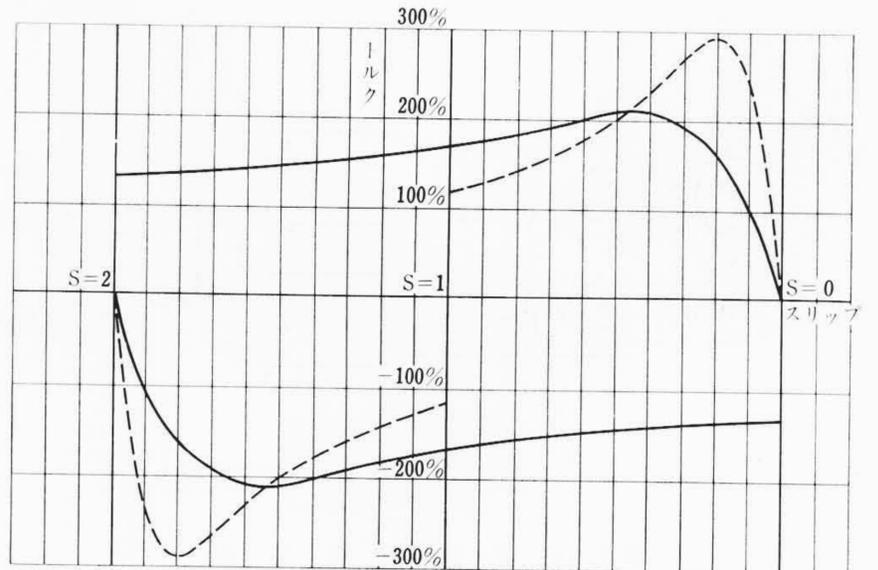
(3) 構造が簡単であるので費用が安価である。などの利点がありながらただ一つの欠点は……速度を変える、すなわち、連続して速度制御を行なうことが困難であるといったことから従来よりその応用面が限られていた。しかし、最近の技術の進歩、および制御用部品、器具の開発は、誘導電動機をして、直流電動機のワード・レオナード制御にまさると劣らぬ速度制御特性を得るに至った。

負荷の性質には大別して3種類あり、(イ)負荷が常に電動機によって駆動される状態にある(+トルク)負荷、たとえば、ポンプ、ブロワなどで、これは制御も最も簡易に行なえる。(ロ)電動機によって負荷に制動をかけないと安定速度の得られない(-トルク)負荷、そのうちでも、運転の方向によって常に(-トルク)と決まっているもの、たとえばクレーンの巻下運転のようなものは、制動方法さえ確立しておけば制御上、それほど困難な問題は多くはない。(ハ)負荷トルクを広く考えるならば、また、ワード・レオナード法に対抗する制御を行なうためには、運転途中において負荷トルクが(+から-)へ、(-から+)に変化するもの、たとえばエレベータ、ロープウェイ、あるいは可逆運転するもので減速時(-トルク)を要する圧延機、工作機などはトルク検出装置を含めて制御上最もむずかしいところである。幸いにして、運転途中において負荷が(+) \rightarrow (-) \rightarrow (+) \rightarrow (-)に変化する設備において誘導電動機の1次側をSCR(シリコン制御整流器)によって制御する機会があった。この制御装置は特に無接点化に気がつかっており、速度指令装置は無接触、無段階に方向性を持たせて信号を出すことができ、誘導電動機の2次回路も運転中何の切換えも必要としない。正、負トルクの検出はトランジスタ(トランジスタ式論理素子の商品名)のコンパレータ(比較素子)によって行なわれ、十分な精度が得られているので負荷トルクの変化に対し、なんら衝撃を受けることなく速度制御が行なわれる。

3.1 SCR制御方式の概要

3.1.1 主回路の結線と電動機トルク

一般的な負荷について考えるならば、電動機のトルクは運転途中に正、負の変化をするものであり、また回転方向も可逆のものを取り上げなくてはならない。第15図はかかる負荷に対する誘導電動機速度制御を行なうための主回路結線を示すもので、互いに逆並列接続をした交流電流を制御するためのSCRブロックRR, RTおよびLR, LTが1次回路の二相に入れてある。RR, RTが導通状態にあるとき誘導電動機の相回転方向が正方向であるとすれば、LR, LTのSCRブロックが導通となると相回転方向は逆転する。(+)トルク負荷ならば電動機の回転方向は相回転方向と一致することになる。誘導電動機のトルクは、印加される電圧のほぼ2乗に比例する。SCRによる制御は、本来、電流の制御であるが等価的に電圧制御に



第16図 トルクスリップ特性

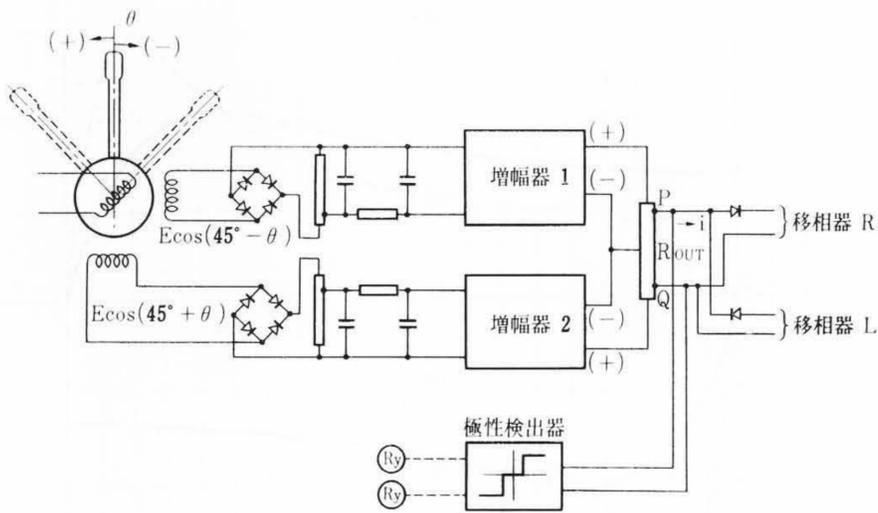
置き換えられるので、SCRのゲート制御によって電動機のトルクを変えて速度を制御することができる。しかし(+トルク)の場合はこれでよいが、このままの状態(-トルク)の場合、すなわち、電動機が制動トルクを出さなくてはならないような負荷になると同期速度以下では安定に運転できる場所は存在しない。誘導電動機(-トルク)を出させるには逆相制動(ブラギング)をかける方法がとられる。たとえばRR, RTで正回転運転中、負荷が(-トルク)となるとLR, LTが導通となってRR, RTは遮断状態となり、そのまま正回転は維持するが相回転方向は逆となる。この方法ではやはりSCRによって電流を制御すれば(-トルク)が変わり同期速度以下でも安定した速度を得ることができる。

さて、負荷が(-トルク)となり回路が自動的にブラギングに切り換わったとき、十分なトルクが出なくては困る。特に全速運転付近においてブラギングすると S (スリップ)=2付近となり普通の巻線形電動機ではトルクがかなり低くなってしまふ。したがって $S=2$ 付近で十分なトルクを出すためには2次抵抗を大きくしておく必要はないが、2次抵抗を大きくすると(+トルク)のときに高速側でトルク不足となり負荷が重い場合は速度が下がってしまう。したがって途中で速度あるいは負荷トルクの極性を検出して2次抵抗の切換えを行なうのが従来のならわしであった。完全無接点化を行なうためには誘導電動機のトルク特性をほぼフラットにする必要があり、2次側に抵抗とリアクタンスをそう入し第16図実線に示すような電動機のトルクとすることにした。これによりブラギングのときにも十分なトルクが得られるし、また(+負荷)においても十分なトルクが得られることになる。PG(パイロット発電機)を用いて速度のフィード・バックをかけ、SCRによって電流を制御すれば電動機トルクはこのトルク特性の範囲内で変化するので速度変動の非常にすぐれた性能を得ることができる。

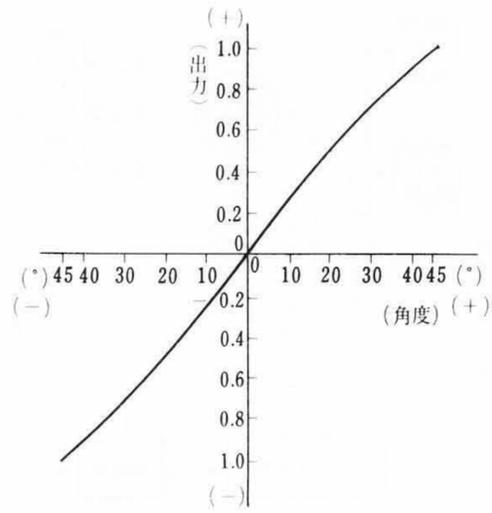
3.1.2 無接触速度指令装置⁽³⁾

無接点、無接触器具の応用が盛んになってきているが、誘導電動機の制御は直流電動機の界磁制御のようなわけにもゆかないので従来から接点式が用いられてきたのであるが、前項に述べたように、主回路および2次回路が永久接続であることになると、速度指令装置に接触部分があることはこの制御の意義が半減することにもなりかねない。そこで第17図に示すように接触部分無しの無段階速度指令装置を開発した。

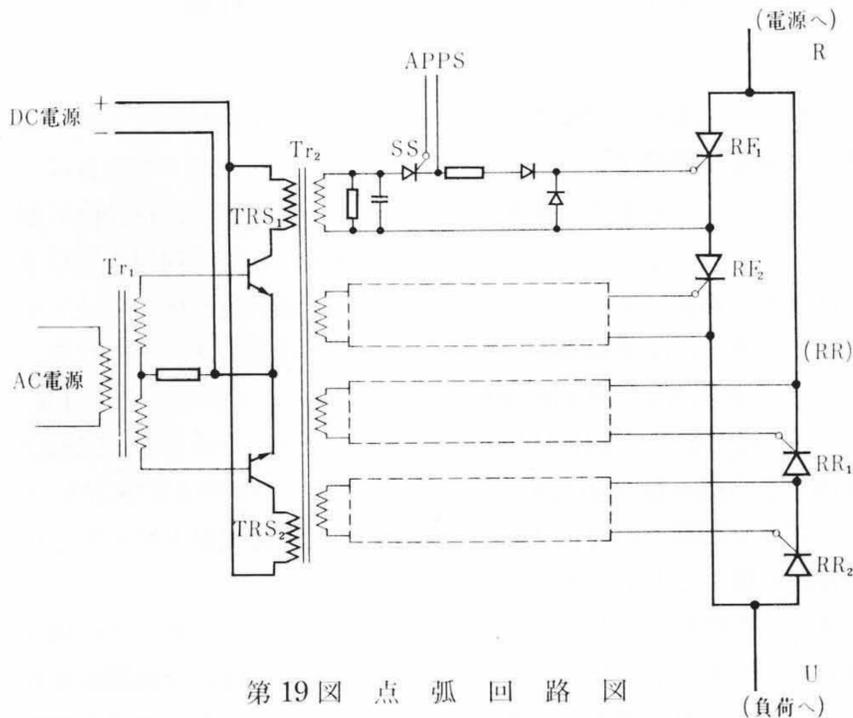
速度指令用ハンドルには励磁用1次巻線が結合されていてハンドルを動かすことにより1次巻線の角度が変えられる。2個の出力巻線は電気角90度の違いがあり、1次巻線との角度によって出力電圧が変わる。ハンドルが中立位置より θ 度に動かされると



第17図 速度指令装置



第18図 速度指令装置特性



第19図 点弧回路図

(動いた方向により +, - の極性を θ に与えるものとする) それぞれの巻線の出力電圧は次のようになる。

$$V_x = E \sin(45^\circ + \theta) = E \sin(90^\circ + \theta - 45^\circ) = E \cos(\theta - 45^\circ) = E \cos(45^\circ - \theta) \dots \dots \dots (3)$$

$$V_y = E \cos(45^\circ + \theta)$$

この出力電圧を整流し増幅してから第17図のように抵抗 R_{OUT} に接続する。P, Q の電位差によって移相器への信号が流れることとなるが、この電流 i は

$$i = \frac{kE \sin(45^\circ + \theta) - kE \cos(45^\circ + \theta)}{R} = \frac{kE}{R} \{ \sin(45^\circ + \theta) - \cos(45^\circ + \theta) \} = \frac{k\sqrt{2}E}{R} \cdot \sin \theta$$

となる。たとえば、ハンドルが中立位置では $\theta=0$ したがって $i=0$ となり位相器への信号も零である。ハンドルが $(+\theta)$ 動くと信号は $(+k \sin \theta)$ となり、逆に $(-\theta)$ 動くと $(-k \sin \theta)$ となる。したがって移相器への回路にダイオードを入れて信号の極性によって電流の流れる方向を定めることにすれば、ハンドルの動く方向、角度によって信号の極性および大きさが与えられることになり信号の大きさは正方向、逆方向とも同じとなる。

ハンドルは、それぞれの方向に45度までしか傾かないようにしてあるから実際に得られる出力 i はハンドル角度 θ に対し第18図に示すようにほとんど直線的な性質を持っている。

速度指令装置からの信号はこのように一様連続な変化をするのであるが、実用上は機械的制動機をどこでゆるめるかが問題となるので零付近のごく狭い範囲がデッド・ゾーンとなり、この範囲以上に信号が増加したら制動機をゆるめ運転を始めるようにする。

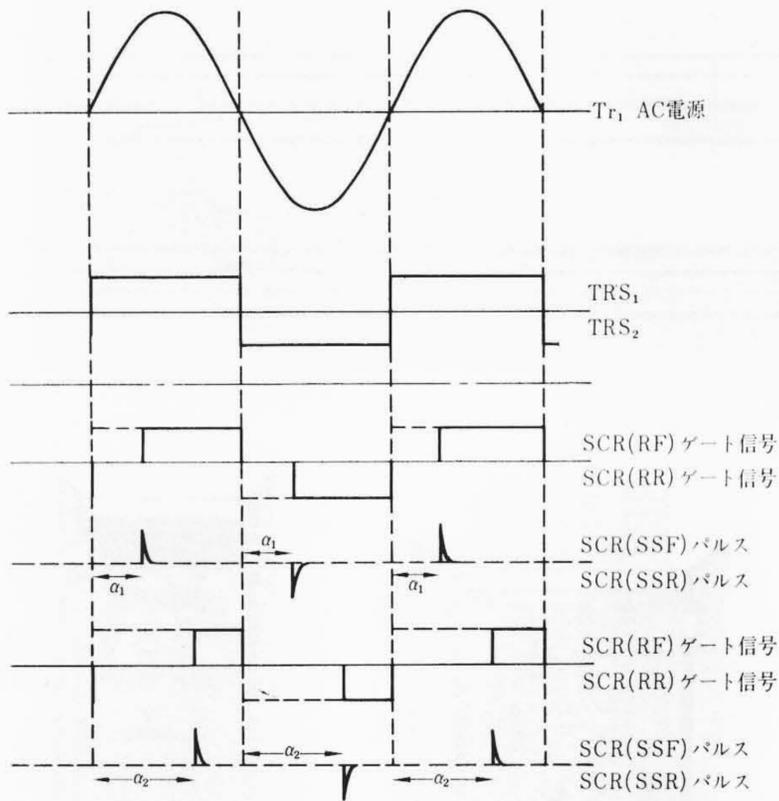
この設定ならびに極性の検出はトランジスタ式比較器(トランジログ、コンパレータ)によって行なわれるのである。すなわち第17図において指令装置2次電圧をとらえ、基準信号と比較し、設定電圧以上の出力となったならばリレーが働く方法をとっている。この設定値が低いほど、低速指令が低く出せることになり、本設備においてはコントローラの機械的ガタが生ずると思われる限度、および電源電圧が規定の最大値に上昇しても異常のないようにセットしてある。

3.1.3 SCR点弧回路⁽⁴⁾

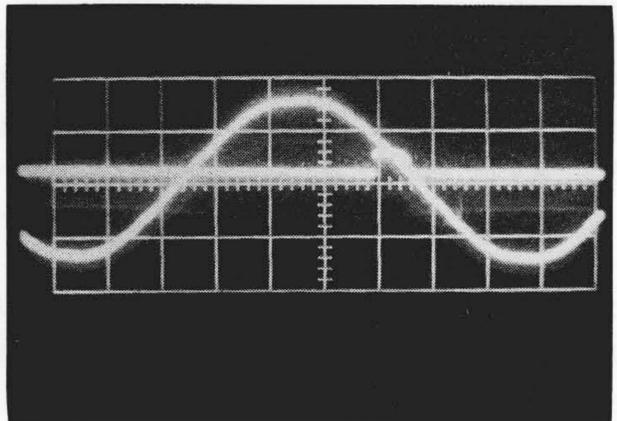
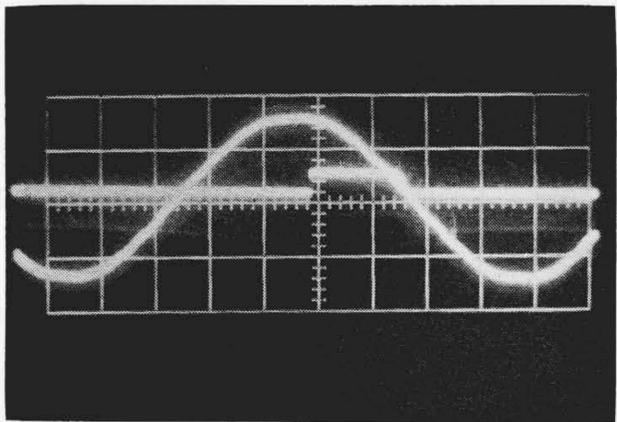
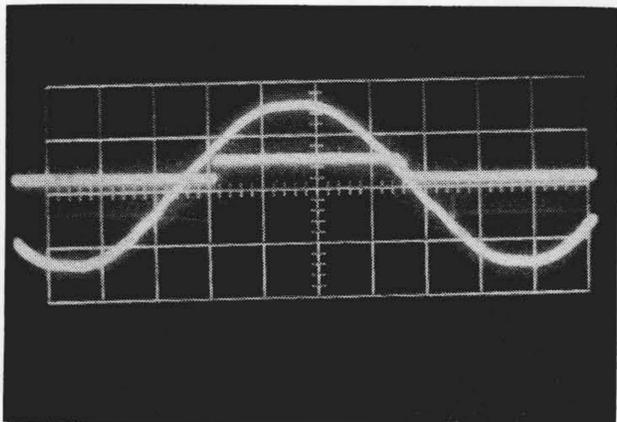
SCRが実用されてから数年になるが、その応用の大部分が抵抗負荷に対するものであり、誘導負荷においては直流の場合も、交流の場合も多くの問題が潜んでいることが明らかになってきた。直流の誘導負荷においてはSCR点弧時の電流遅れ、またリアクタンスに貯えられたエネルギーの放出ということに問題がある。交流の誘導負荷ではSCRを逆並列換続したもので一つの組を成すが、一方の電流が力率相当分遅れて流れるので、逆につながれたほかのSCRにゲート信号を与えたとき、この信号幅が狭いと先に流れている電流のためにSCRは点弧することができない⁽⁵⁾。そこで一方向のSCRしか電流を流さなければ、負荷には交流が流れないことになり種々と不都合が生じてくる。特に誘導電動機は回転数によってインピーダンスが大幅な変化をするのでSCRを確実に点弧し、負荷に交番電流を流す方法を講じなくてはならない。

誘導負荷においてSCRを確実に点弧させる方法の一つは、SCRゲートパルスの幅を広くし、電流の遅れがあってもこの電流が止まったとき、いつでも逆並列側のSCRが点弧しうるような状態にしておくことである。また耐圧を持たせるためにSCRを直列に多数接続したものをを用いると、それら一連のSCRの点弧のバラツキを小さくおさえておく必要のあることからゲート信号の立ち上がりの急しゅんなものが必要であり、従来一般に用いられているパルス移相器では誘導負荷を十分に制御することができないので新たなパルス発生回路を作ることになった。

第19図はかかる要求から交流の半サイクル相当分のパルス幅を持ったゲート信号を発生する回路である。SCR, $RF_1 \cdot RF_2 \cdot RR_1 \cdot RR_2$ は第15図に示す主回路1相分を表わしたもので、それぞれのゲート信号は変圧器 Tr_2 より与えられる。変圧器 Tr_1 は各相のSCRの電圧と同位相の電圧に換続し、2次側にトランジスタ TRS_1, TRS_2 のベース、エミッタを換続する。コレクタを Tr_2 の1次巻線にそれぞれ結線して別に設けた直流電源に換続すれば $TRS_{1,2}$ に流れる電流、すなわち、 Tr_1 の1次側電流はAC電源に同期した方形の交番電流となる。そこで、 Tr_2 の2次回路に入れたスイッチング用のSCR「SS」を簡単な移相器(この場合は、パルス幅が

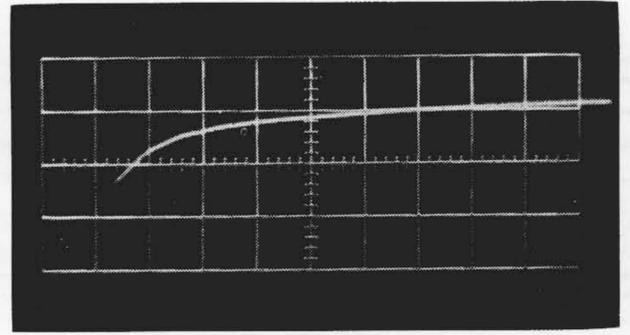


第20図 点弧回路動作原理図

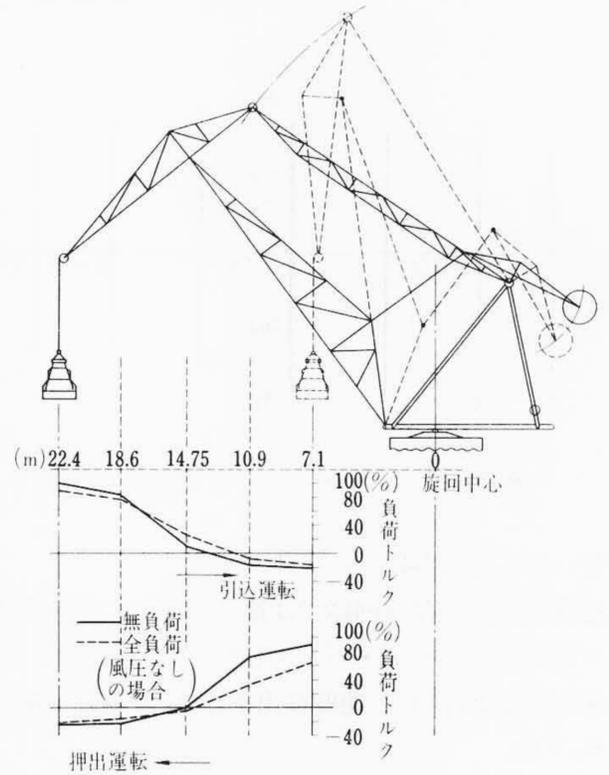


第21図 点弧回路オシログラム

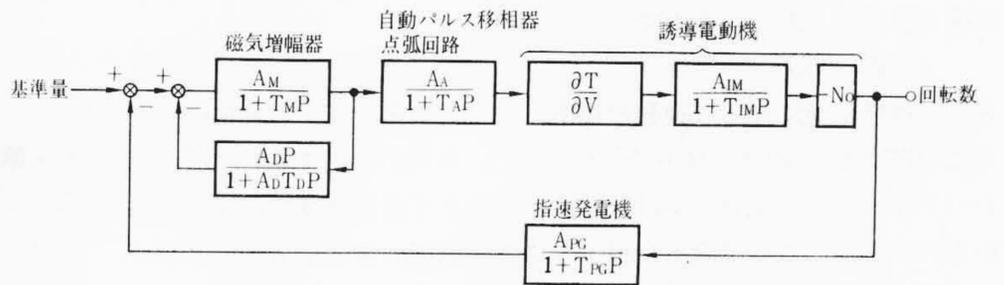
狭くてもよい)によって点弧すれば,その位相から AC 電源の位相が変わるまでの時間幅のパルスが主回路 SCR に与えられる。一方,次の半サイクルに対しては反対側 TRS が方形波電流を流し, Tr_2 においては1サイクルごとに常にフラックスが打ち消されるようにしてある。第20図はこのゲート信号の発生を説明するためのものであり,スイッチング用 SCR「SS」の点弧角 α_1, α_2 対



第22図 点弧回路パルス立上り



第23図 水平引込式揚炭機の構造と負荷特性



第24図 SCR 制御系ブロック図

する主回路 SCR ゲート信号の関係を示している。なおこの方式によるゲートパルスの実測結果は第21図に,パルス立ち上がりの状況は第22図に示すとおりである。

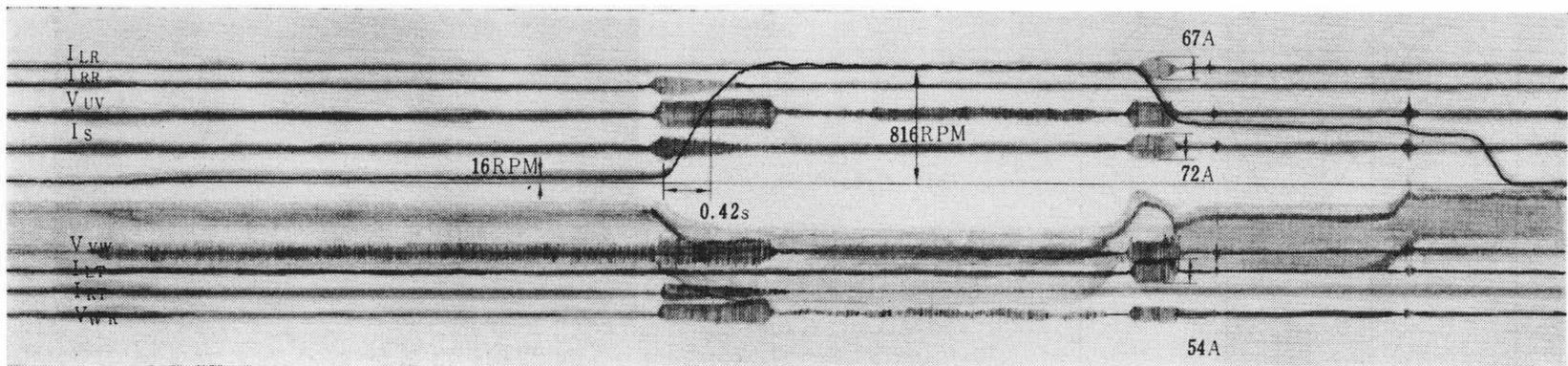
3.2 実用機の特性と制御方法

本装置の各種データの測定には関西電力株式会社の絶大なるご協力を得て 200 t/h 水平引込式揚炭機の引込用電動機 440V 15 kW において行なった。

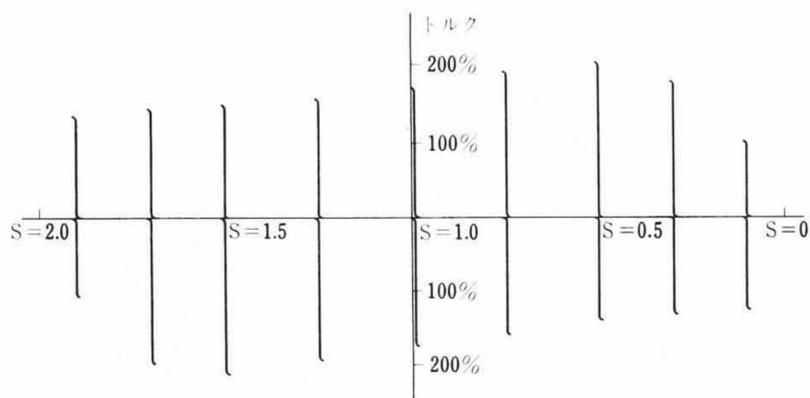
第23図は水平引込式揚炭機の構造の概要と,引込,および押出運転時の負荷トルクの変化を計算により求めこれを図示したものである。

図より明らかなようにバケットにつった荷重によりトルクが変わるのはもちろんであるが引込運転中,または押出運転中に負荷の要求するトルクが (+)→(-), (-)→(+) と変化することである。さらにブームが風圧を受けることによっても大幅に変化する。したがって負荷の特性として起こりうるすべての条件をそなえているものであるといえるので,直流機のワード・レオナード制御に対抗できるゆえんである。

3.1.1 に述べたように (-)トルクとなったとき電動機をプラグインの状態で使用したが,次にこれらトルクの極性検出,および SCR



第25図 押出操作過渡特性



第26図 トルクスリップ制御特性

の切換えをいかにするかについて述べる⁽⁶⁾。

一般に速度制御を行なう回路では速度の検出に指速発電機 PG を用い、その電圧をフィード・バックしている。負荷が(+)トルクのものでは速度指令 E_P に対し速度検出電圧 E_D は定常運転においては

$$E_P > E_D$$

の関係にある。言い換えれば、負荷は指令値よりも低い速度で回転している。ところが、負荷が(-)トルクとなると、負荷によって電動機を駆動する形となるので

$$E_P < E_D$$

となり極性が逆になる。運転の途中において負荷トルクが変化してもこの関係がそのまま成り立つ。また、負荷を減速するときには(-)トルクを与え制動をかけなければ目的とする減速度で減速しないものがある。この場合も(+)トルクで運転中、速度指令を下げると実際の速度が指令より高い値となってでてくる。これらをまとめると

$$E_P > E_D \dots \dots (+) \text{トルクを与えればよい}$$

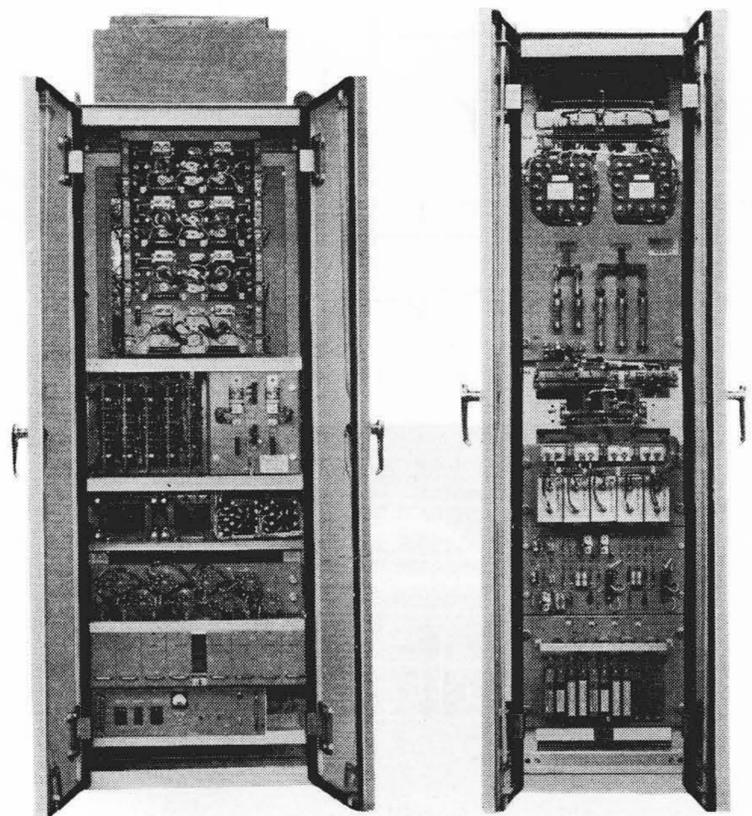
$$E_P < E_D \dots \dots (-) \text{トルクを与えなくてはいけない}$$

ということになる。そこで、速度指令値と PG の電圧の差を求めその極性によってモータリングにするか、あるいはブラギングにするかを切り換えればよいことになる。

この2電圧の比較にはトランジログの比較器を用い切換精度を上げるとともに、切換時の動作を速くし、SCR回路における短絡が起らないような回路構成とする。

次に SCR 制御系について述べる。

SCR 制御系は磁気増幅器、自動パルス移相器、点弧回路 SCR、誘導電動機、指速発電機などの一部非線形要素によって構成されている。誘導電動機をはじめこれらの要素のそれぞれの伝達関数についてはすでに述べられているが⁽⁷⁾、SCRの点弧角、および位相変化による誘導電動機の数値—トルク計算法には種々あるが別の機会に報告することにし、ここでは制御系全体のブロック図を第24図に示す。この制御系は誘導電動機および信号突き合せ用の磁気増幅器を除いては応答速度は非常に速く、また SCR を用いているので Loop Gain は容易に 100 以上にすることができ、時間遅れ要素が少ないために CR 回路のような簡単な乱調防止回路にて系全体が安定になる。押出操作を行なったときの過度状態を第25図に、押出、引込の定常状



第27図 SCR制御盤

第28図 自動制御盤

態を第26図に示す。Loop Gain を高くとることができるため、低速度においても、安定に運転することが実験的に確かめられ、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27, 28図は本装置の外観である。

4. 結 言

以上、単相および三相誘導電動機の1次 SCR 制御について述べた。単相ファンモータの制御においては装置が小形化でき、50, 60 c/s の共用化を図るとともに電源変動に対する補償回路を用いた。一方三相誘導電動機の制御においては、可飽和リアクトルを採用した場合の欠点を除くとともに、制御回路の無接点化を図り速度変動率、最低速度ともに直流のワード・レオナード制御に匹敵する性能を得た。今後 FLS につき検討をし、回路を簡単にしていこうである。

終わりに 200 t/h 揚炭機の SCR 制御の実験に際しご協力していただいた関西電力株式会社をはじめ終始ご指導とご激励を賜った関係各位に感謝の意を表す。

参 考 文 献

- (1) GE 社編：SCR Manual 94 (1960)
- (2) 守田，岡野，岩田：日立評論 47, 1040 (昭40-6)
- (3) 特許申請中
- (4) 特許申請中
- (5) Gutzmiller: SCR Phase Control of Inductive Loads Electro-Technology (1964-4)
- (6) 特許申請中
- (7) たとえば 藪：誘導電動機のリアクトル制御：日立評論 46, 1783 (昭39-11)