

クレーン用高圧電動機のリアクトル制御

Saturable Reactor Control for High-tension Crane Motor

市川 博 昭* 山本 範 男*
Hiroaki Ichikawa Norio Yamamoto

要 旨

主巻上電動機容量 750 kW (375 kW 2 台並列) の大容量高速レードルクレーンに 3.3 kV 誘導電動機を使用し可飽和リアクトル制御を採用した。

このようなクレーンでは、巻下運転のときに電氣的に加速トルクを与える必要がないので、経済的な可逆接触器と制御用リアクトル(3 台)による方法を採用した。接触器のメンテナンスを考慮して、主回路電流を減少させておいてから切り換える方法により当初の目的を十分達成することを確認した。

1. 緒 言

最近の各種クレーンは大容量化、高速化の傾向にあり、これらの電気設備は必要に応じ静止化、無接点化されつつある。この傾向は主回路制御機器の容量増加、弱電部品の開発などとあわせてさらに進むものと考えられる。

従来、製鉄所における転炉用クレーンの主巻および補巻には誘導電動機の二次抵抗制御(巻上時)とダイナミックブレーキ制御(巻下時)が併用されるものが多数を占めている。二次抵抗制御は負荷による速度変動が大きく、低速運転が困難である。近時これらの欠点を補うため、誘導電動機の一次あるいは二次にリアクトル制御、またはサイリスタ制御が採用されている。しかし交流回路のサイリスタ制御は、被制御体が大容量になると、サイリスタ素子のサージに対する過電流耐量、逆耐電圧が増大するとともに、周囲温度による素子の並列本数の増加により、電気品が高価となる。この点大容量クレーンのリアクトル制御は、主制御部の可飽和リアクトルが、鉄心と銅線のみで構成されているので、過電流耐量、逆耐電圧ともきわめて高く、製鉄所などの高温ならびに導電性塵埃(じんあい)のある場所での使用、過酷な操作に対しても十分な強度を有している。

制御回路に使用する増幅器、パルス移相器 (APPS) など、半導体技術の進歩により高性能の素子が開発され、可飽和リアクトル用角形ヒステリシスコアの開発とあいまって、誘導電動機の世界速度制御は、直流電動機のワードレオナード方式に近い特性が得られるようになってきている。

昭和 42 年川崎製鉄株式会社水島製鉄所に納入した転炉用レードルクレーンはわが国最大の溶銑用レードルクレーンで、これにわが国最初の高圧リアクトル制御方式が採用されたのであって、設計に当たっては、回路の簡略化と安全性に重点がおかれている。

2. 設 備 の 概 要

誘導電動機のトルクは、電源電圧、電源周波数、一次側および二次側インピーダンス関数となるので、これらのいずれかを制御することにより速度制御が可能である。誘導電動機の一次側三相平衡リアクトル制御は誘導電動機の一次側に可飽和リアクトルを装入し電動機電流を無段階に制御してトルクを加減し、電動機速度を制御するものである。

今回リアクトル制御を採用したクレーンの主巻および補巻用の仕様を表 1 に示す。負荷トルクが常に巻下方向で、また負荷により十分な巻下加速トルクが得られるため、リアクトルは巻上用のみに設けられ、巻下用は逆相制御でこれを兼用している。また巻下時の軽

表 1 転炉用レードルクレーンの主巻・補巻の仕様

	主 巻	補 巻
主回路電源電圧	三相 3.3 kV 60 c/s	三相 440 V 60 c/s
誘導電動機	三相 375 kW 720 rpm×2 ギヤ結合による並列運転	三相 150 kW 720 rpm 単独運転
負 荷	270 T	50 T
誘導電動機の制御方法	三相平衡リアクトル制御	三相平衡リアクトル制御
負荷の最大巻上下速度	12 m/min	12 m/min

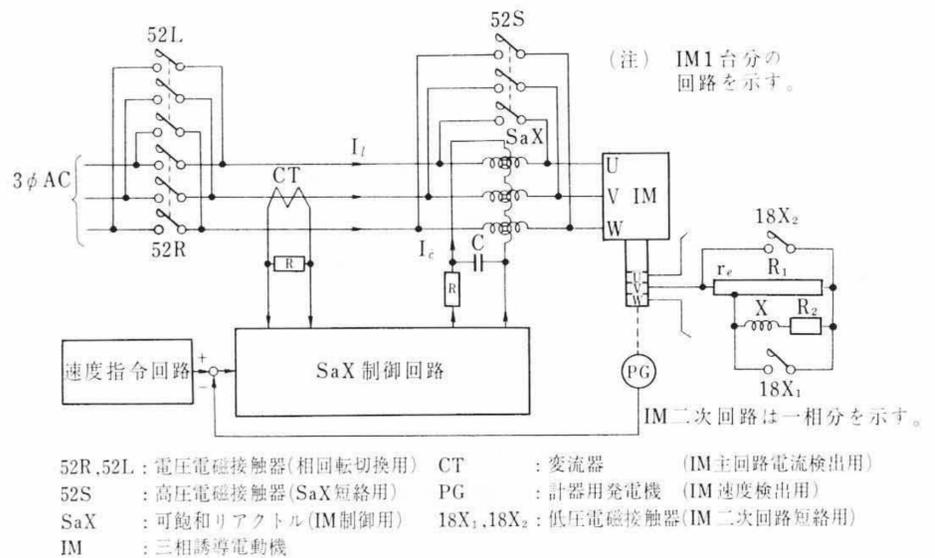


図 1 リアクトル制御基本回路

負荷に対しては、回生制動範囲で運転し効率を高めている。電源の相回転の切換は、高圧電磁接触器で行なわれる。高圧電磁接触器はそれ自体高ひん度のインテグにも耐えるように設計されているが、回路上で動作ひん度を下げ、動作時間を短縮するとともに電動機の主回路で大電流を開閉しないよう考慮してある。また巻下用リアクトルを使用しないので、回路が非常に簡単になる。

図 2 は速度制御範囲を示したもので、コントローラの巻上、巻下とも 5 段のノッチ数を備えている。コントローラにより速度指令を与えると巻下 5 ノッチ位置のみで図 1 の高圧電磁接触器 52L が投入し、巻上 1~5、巻下 1~4 ノッチ位置ではすべて 52R が投入する。したがって巻上 1~5 ノッチ相当の速度では電動トルクが生じ、巻下 1~4 ノッチ速度では制動トルクが生ずる。巻下 5 ノッチでは相回転が切り換えられるので回生制動となる。リアクトル制御では所要のトルクを得るために、制御電流の制御を行なうと同時に、電動機速度に対応して、電動機の二次インピーダンスを操作しなければならない。100% 速度となると 52S が投入しリアクトルを短絡し、リアクトルの直流制御電流もしぼっておく。リアクトルを短絡すると電動機のトルクが増すばかりでなく電力消費量も 10% 程度

* 日立製作所日立工場

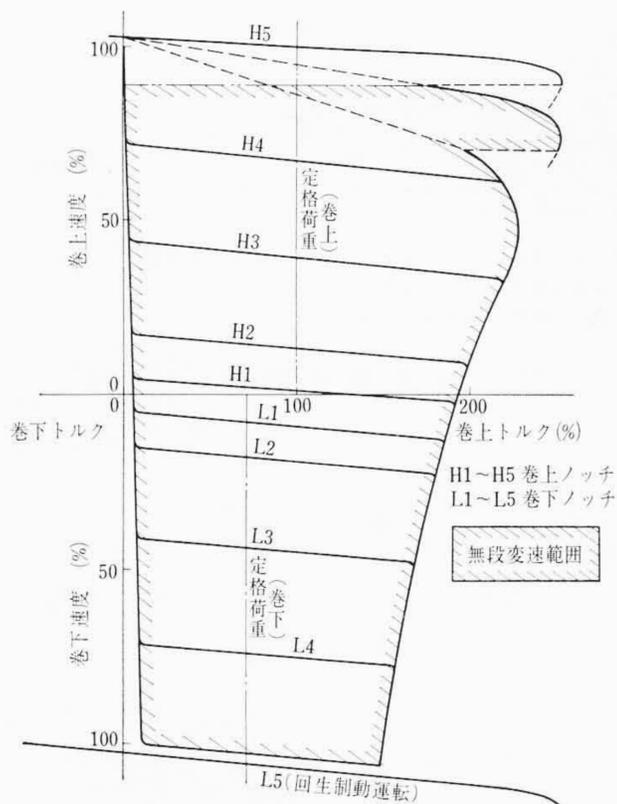


図2 速度制御範囲

下げることができる。

3. 高圧電磁接触器の使用

電動機が大容量となると、経済的な面から、電源電圧は3.3 kVにするほうが有利となる。この場合、電源の相回転の切換を高圧可逆電磁接触器によるか、正逆リアクトルによるかは負荷の種類による。任意に負荷トルクの変化するときは、逆相リアクトルが必要となる。しかし今回のクレーンのように負荷トルクが常に一定で、負荷の重力により巻下トルクが得られる場合には、逆相(巻下)リアクトルは特に必要とされない。可逆電磁接触器によるほうが回路が簡単になり、経済的である。高圧電磁接触器を使用する場合、インテング、アーク残留時間、相回転切換時間などが問題となるが以下これらについて述べる。

(1) インテング

一般に電磁接触器の動作ひん度を著しく高めるのはインテング操作であるが、今回は0.6 m/minの低速が安定に行なえるため、インテング操作を行なう必要は少ないが前述のとおりインテングに耐える高性能接触器を使用している。

(2) アーク時間

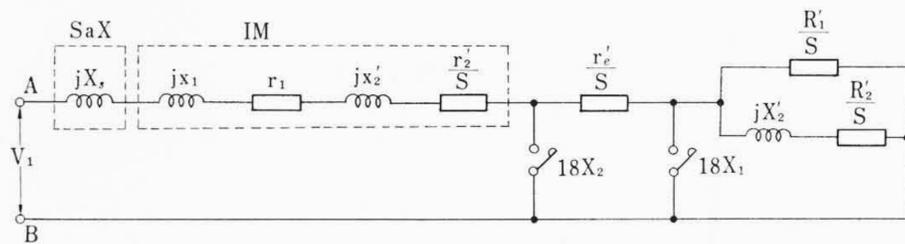
今回使用の高圧電磁接触器は磁気吹消コイルとアーク拡散用の隔壁による自力消弧形である。この形の電磁接触器は定格値の30%程度の比較的小さいところで、アーク時間がのびる傾向があるが、今回は30%以上で電流遮断が行なわれるためアーク時間は短くなる。また通常の可逆接触器の回路と同様にアークインターロック回路があり、アークが消滅してから52Rと52Lは切り換えられる。

(3) 相回転切換時間

巻下時の主接触器52Rと52Lの切換時間は、短いほうがよい。52Rと52Lの切換に要する時間は、52Rのアーク時間、52Lのコイル励磁用補助接触器の投入時間、52Lの投入時間の合計となるが、この実測値は0.3秒程度であり、可飽和リアクトルの時定数の0.2~0.3秒と比較しても、小さな値である。

4. 制動回路

電動機の制動は、マグネットブレーキ、サーボリフタブレーキとリアクトルによる電氣的ブレーキが併用される。電動機の起動のとき



X_s : 可飽和リアクトルのリアクタンス
 $r_1 + jx_1$: IMの一次側一相当りのインピーダンス
 $\frac{r_2}{S} + jx_2/S$: IMの二次側一相当りのインピーダンスを一次側に換算したもの
 $\frac{R_1}{S}, \frac{R_2}{S}$: IMの二次側の外部一相当りの抵抗を一次側に換算したもの
 jX_2/S : IMの二次側の外部一相当りのインダクタンスを一次側に換算したもの
 V_1 : 三相電源の相電圧

図3 可飽和リアクトルおよび誘導電動機の簡易等価回路

は、主接触器52Rまたは52Lが投入されたのちに、マグネットブレーキとサーボリフタブレーキをゆるめ、負荷のずり落ちるのを防いでいる。停止のときは、電氣的ブレーキにより一定時間制動ののちにマグネットブレーキとサーボリフタブレーキをしめる。電氣的ブレーキは、サーボリフタブレーキが確実にしまったのちに取り除かれる。このため機械的なショックが軽く、寿命が長くなっている。

5. 可飽和リアクトルおよび誘導電動機部の等価回路

等価回路を図3に示す。この回路において18X1, 18X2の投入は電動機の回転数を検出して行なわれる。

一般に誘導電動機のトルクTは下記で表わされる。

$$T = \frac{1}{9.8W_0} \cdot (\text{二次入力}) = \frac{1}{9.8W_0} \cdot \frac{3R_e[Z_2]V_1^2}{|Z|^2} \dots\dots\dots(1)$$

ここに、 $R_e[Z_2]$: 誘導電動機の一次側に換算した一相分の二次インピーダンスの実数部

Z : A-Bからみた一相分の全インピーダンス

V_1 : 電源の相電圧

W_0 : 同期角速度

18X1および18X2の投入条件により、おのおのZ2およびZを求めると下記となる。

(1) 18X1, 18X2ともOFFの場合

$$R_e[Z_2] = \frac{\frac{R_1' R_2' (R_1' + R_2')}{S^3} + \frac{R_1' (X_2')^2}{S}}{\left(\frac{R_1' + R_2'}{S}\right)^2 + (X_2')^2} + \frac{r_2' + r_e'}{S} \dots\dots\dots(2)$$

$$Z = \left\{ r_1 + \frac{\frac{R_1' R_2' (R_1' + R_2')}{S^3} + \frac{R_1' (X_2')^2}{S}}{\left(\frac{R_1' + R_2'}{S}\right)^2 + (X_2')^2} + \frac{r_2' - r_e'}{S} \right\} + j \left\{ x_1 + X_s + x_2' + \frac{\frac{(R_1')^2 X_2'}{S^2}}{\left(\frac{R_1' + R_2'}{S}\right)^2 + (X_2')^2} \right\} \dots\dots\dots(3)$$

(2) 18X1をON, 18X2をOFFとした場合

$$R_e[Z_2] = \frac{r_2' + r_e'}{S} \dots\dots\dots(4)$$

$$Z = \left(r_1 + \frac{r_2' + r_e'}{S} \right) + j(x_1 + X_s + x_2') \dots\dots\dots(5)$$

(3) 18X1および18X2ともONの場合

$$R_e[Z_2] = \frac{r_2'}{S} \dots\dots\dots(6)$$

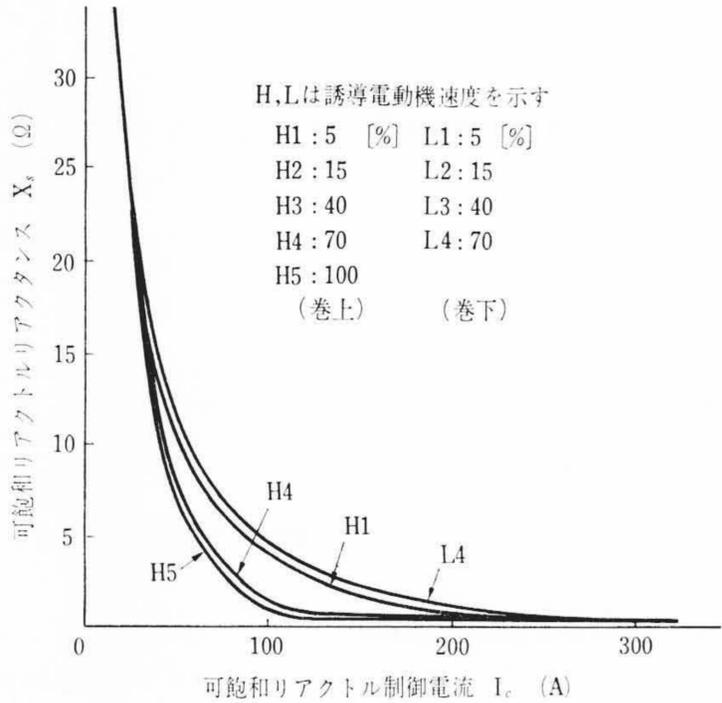


図4 可飽和リアクトルの制御特性 $I_c - X_s$

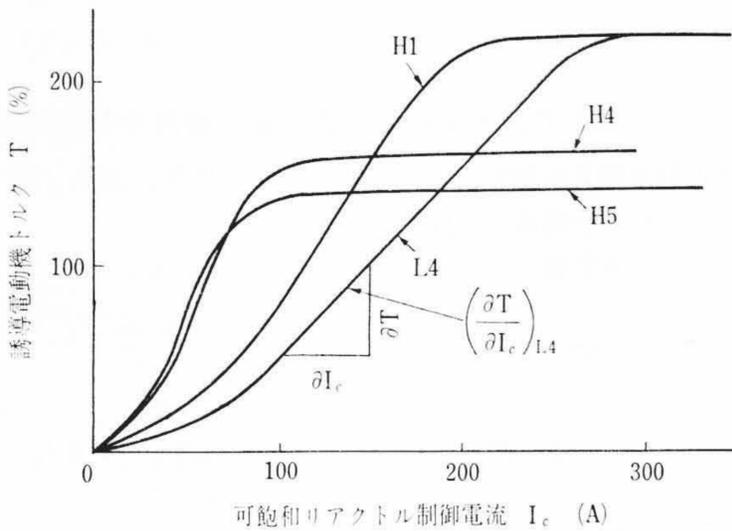


図5 可飽和リアクトルと誘導電動機の総合特性

$$Z = \left(r_1 + \frac{r'_2}{S} \right) + j(x_1 + X_s + x'_2) \dots\dots\dots (7)$$

(1)式に(2)~(7)式を代入すると各条件でのトルクが計算できる。この計算式により各ノッチの速度-トルク特性を求めたものが図2である。 $\partial T / \partial S$ の値も(1)~(7)式より計算される。図2より、電動機を定格いっぱい使うためには、二次インピーダンスの切換が必要となる。

6. 可飽和リアクトル

図4, 5に可飽和リアクトルの制御特性を示す。誘導電動機は二次インピーダンスを一定としておいても、一次側からみた等価インピーダンスが回転数により変化する。このため誘導電動機を負荷とした可飽和リアクトルの負荷特性は、電動機の回転数をパラメータとして求めなければならない。可飽和リアクトルは各サイクルをみるとリアクトルというより、サイリスタのようにスイッチとして働くので電流は高調波を含む。このため可飽和リアクトルを完全なリアクトルとして計算したものに逓減率を乗じたものが電動機のトルクとなる。 $I_c - T$ 特性において、制御電流を増しても一定の速度では、電動機のトルクは可飽和リアクトルの飽和により、飽和する。

7. 2 電動機の平衡運転

主巻にて、375 kW 誘導電動機を2台並列運転すると、この回路は図7で示すように制御回路は全く独立している。負荷分担を等しくするためには電動機の電流を検出し、その差により各制御回路の

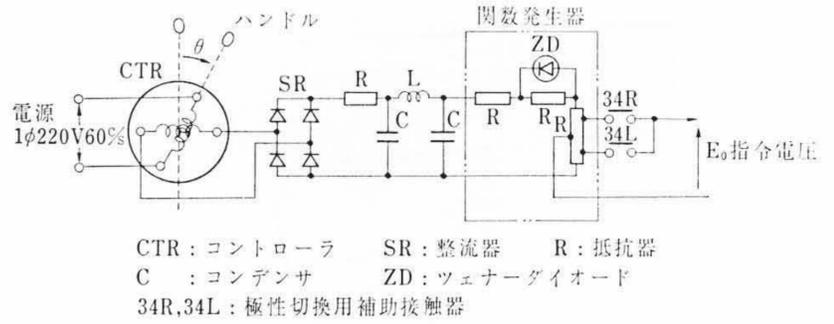


図6 速度指令回路

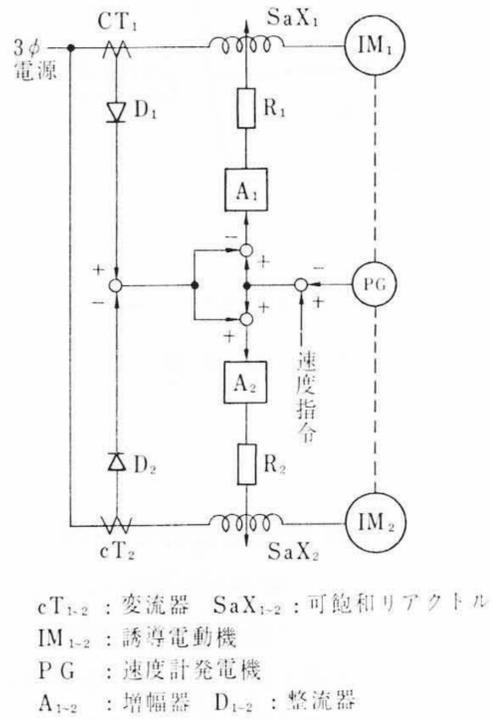


図7 2 電動機平衡運転回路

入力指令を加減する。電動機の単独運転も可能な回路である。

8. 可飽和リアクトル制御電流回路

大容量になると可飽和リアクトルの制御電流も大きな値となるので、サイリスタとシリコン整流素子とで構成した。可飽和リアクトルの制御巻線は交流巻線と磁氣的に結合しているため、サイリスタのスイッチングサージが高くなる。したがってサージアブソーバの定数、サイリスタおよびシリコン整流素子の逆耐電圧の選定には特別な注意を払っている。

9. ブロックダイアグラムと安定化

電動機1台分のブロックダイアグラムを図8に示す。可飽和リアクトルおよび誘導電動機は非線形回路であるため、伝達関数を求めるには全微分法を使用する。誘導電動機のトルクは(8)式となる。

$$T = T[S, X_s(I_c), V] \dots\dots\dots (8)$$

- ここに、 S: すべり
- X_s : 可飽和リアクトルのリアクタンス
- I_c : 可飽和リアクトルの制御電流
- V: 電源電圧

したがって

$$\begin{aligned} \Delta T &= \left(\frac{\partial T}{\partial S} \right) \Delta S + \left(\frac{\partial T}{\partial X_s} \right) \Delta X_s + \left(\frac{\partial T}{\partial V} \right) \Delta V \\ &= \left(\frac{\partial T}{\partial S} \right) \Delta S + \left(\frac{\partial T}{\partial I_c} \right) \Delta I_c \\ &\times \left\{ \because \left(\frac{\partial T}{\partial X_s} \right) = \left(\frac{\partial X_s}{\partial I_c} \right) \left(\frac{\partial T}{\partial X_s} \right), \Delta V = 0 \right\} \dots (9) \end{aligned}$$

(1)~(7)式より $(\partial T / \partial S)$ を、図5より $(\partial T / \partial I_c)$ を求めることができる。

