

誘導電動機交流制御の新方式*

富士電機 製作部

大 富 眞

内 容 梗 概

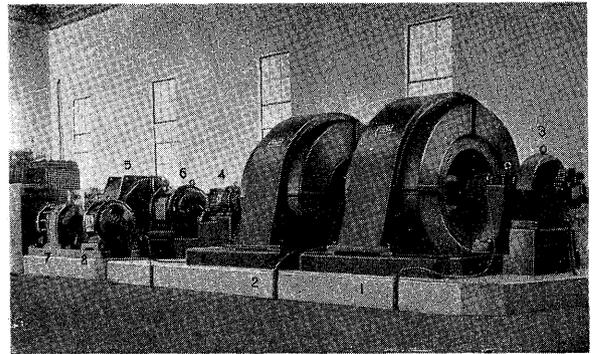
今回庄内川レーヨン株式会社へ納入の周波数変換装置に採用した誘導電動機の交流制御方式に就いて説明してある。その制御方式は固定子勵磁型交流整流子機を誘導電動機に縦続した弊社の所謂SK式制御方式⁽¹⁾であるが、今回採用した方式では滑り周波数勵磁回路のリアクタンスを自勵式交流勵磁機に依つて補償する様にし、その勵磁機を滑り周波数電源から給電される齒車附籠形誘導電動機で驅動せしめたのである。

1. 緒 言

固定子勵磁型整流子機を誘導電動機に縦続して速度制御を行ふ場合、その滑り周波数勵磁回路のリアクタンスの變化を如何にして補償するかはその制御装置の主要な問題である。その一方法として滑り周波数勵磁回路に自勵式勵磁機を挿入することは以前から知られて居たが自勵式勵磁機を如何なる形式で驅動するのが一番よいかは問題であつた。弊社は既に主誘導電動機と同じ電源から給電される巻線形誘導電動機で自勵式勵磁機を驅動せしめ、主誘導電動機の滑りに應じてその速度を變化させる方式を900kVA周波数變換機に採用し福島人絹株式會社に納入した。この装置は今日尙好成绩で運轉せられて居るが、主電動機速度制御を行ふ時同時に勵磁機速度制御をも行はねばならぬから操作上幾分の不便がある。又同期速度の上下に應じて勵磁機の相接續を變更するか驅動電動機の回轉方向を變更する必要がある。その後弊社は勵磁機驅動用電動機として二重勵磁誘導電動機を用ひ、それに固定子勵磁型整流子機の端子電壓即ち滑り周波数電壓を給電する方式を發表した⁽²⁾。この方式は實際製作して實驗の結果は失敗であつた。二重勵磁誘導電動機は滑り周波数の少い所では確實に作働したが滑り周波数が大となつた場合にHuntingを防ぐことが如何にも困難であつた。二重勵磁誘導電動機の代りに籠形誘導電動機を用ひ勵磁機速度を大にする爲齒車裝置を附したのが今回の方式である。

2. 新装置の概要

第一圖は今回庄内川レーヨン株式會社に納入完成した新方式の制御装置の現場寫眞であるが、この装置は第二圖の概略接續圖に明かな如く20極同期發電機

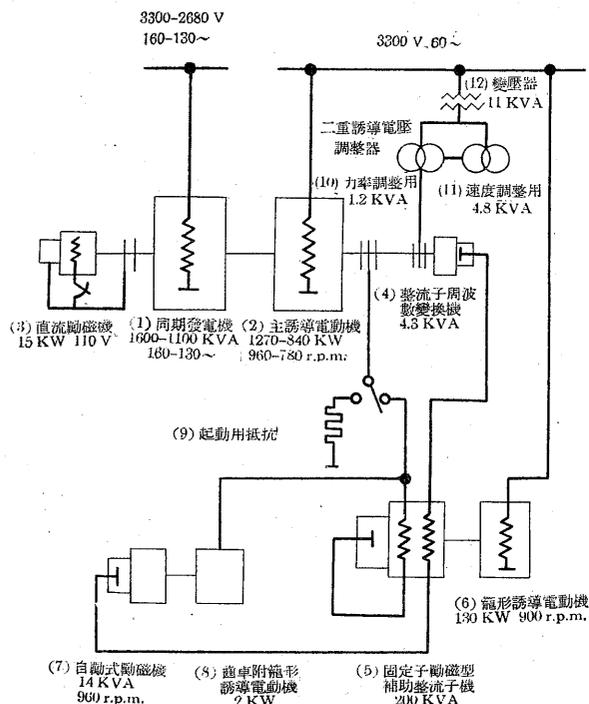


第一圖

(1)を8極誘導電動機(2)に直結しその同期速度の上6.67%、下13.3%即ち960—780 r.p.m.の範圍に速度を制御し160—130~の人絹用電源を得るもので交流に依るシエルビアス式制御法である。主電動機(2)の二次回路は起動後固定子勵磁型補助整流子機(5)と縦続せられ、その勵磁巻線は整流子周波数變換機(4)を介して二重誘導電壓調整器に依つて勵磁されて居る。勵磁回路の一端には自勵式勵磁機(シエルビアス勵磁機)(7)が接續せられ、これは補助整流子機(5)の端子電壓に依り給電される2極齒車附籠形誘導電動機(8)と直結されて居る。齒車附電動機を用ひたのは勵磁機(7)の回轉速度を出来るだけ高くとする爲である。勵磁

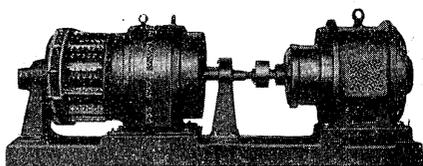
* New System of A.C. Controlling for Induction Motors

(1) 富士電機時報 昭和9年2月號 (2) 電氣學會雜誌 昭和10年6月號(新製品紹介)



第二圖

機(7)は固定子が2区分より成り、調整杆を廻すことにより軸方向に於て互ひに反対方向に摺動し得る構造で容易にその勵磁電圧を適當な値に調節することが出来る。勿論一旦調節した後は主電動機の滑り或は負荷状態如何に拘らず何等調整を要しないのである。第三圖はこの電動勵磁機装置を示すものである。



第三圖

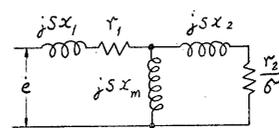
3. 新方式に於けるリアクタンス補償の 數字的考察

第二圖の概略接続圖に明かな如く自動式勵磁機(7)の驅動用籠形電動機(8)は固定子勵磁型整流子機(5)の端子電壓で給電されて居る。従つて今主電動機(2)の滑りを s 、籠形電動機(8)の滑りを σ とすれば勵磁機(7)の發生電壓の大きさは一定勵磁電流に對して $K\{ksf(1-\sigma) - sf\} = Ksf\{k(1-\sigma) - 1\}$ でありその位相は勵磁電流より90度進んで居る。但し f は電源

周波數、 k, K は定數とする。假りに σ が全制御範圍に於て殆ど變化しないとすれば勵磁機の發生電壓は sf に比例することになり、一方固定子勵磁型整流子機の勵磁卷線のリアクタンスも一定勵磁電流に對しては sf に比例する故、定數 K, k を適當に撰ぶことに依り全制御範圍内の總ての滑りに於て自動的に完全にリアクタンスを補償することになる。

茲に於て新制御方式の成否は一つに驅動用電動機(8)の滑り σ が全制御範圍内に於て如何に變化するかに懸つて居ることが判る。この點に就いて更に検討して見よう。

今驅動用電動機(8)の一次及び二次の抵抗、リアクタンスを



第四圖

r_1, r_2 —一次及び二次抵抗(每相)

sx_1, sx_2 —周波數 sf に對する一次及び二次リアクタンス(每相)

sx_m —周波數 sf に對する勵磁リアクタンス(每相)

とすれば(何れも一次側の値とす)驅動用電動機(8)の二次電流は第四圖の如き等價回路から計算して

$$\dot{i}_2 = \frac{e}{r_1 + jsx_1 + \left(1 + \frac{x_1}{x_m} - j \frac{r_1}{sx_m}\right) \left(\frac{r_2}{\sigma} + jsx_2\right)} \dots \dots \dots (1)$$

但し e は電動機(8)に加はる電壓(每相)である。電動機の發生する回轉力は

$$T = C \cdot \frac{1}{s} \cdot \left| \dot{i}_2 \right|^2 \frac{r_2}{\sigma} \text{ mkg} \dots \dots \dots (2)$$

$$C = \frac{p}{f} \cdot 0.0486$$

但し p =電動機極對數 f =電源周波數となる。(2)式に(1)を入れれば

$$T = \frac{C \frac{1}{s} \left| e \right|^2 \frac{r_2}{\sigma}}{\left\{ \left(1 + \frac{x_2}{x_m}\right) r_1 + \left(1 + \frac{x_1}{x_m}\right) \frac{r_2}{\sigma} \right\}^2 + \left\{ sx_1 + \left(1 + \frac{x_1}{x_m}\right) sx_2 - \frac{r_1}{sx_m} \frac{r_2}{\sigma} \right\}^2} \text{ mkg} \dots \dots \dots (3)$$

電動機に加はる電圧即ち第二圖に見る如く固定子勵磁型整流子機の端子電圧 \dot{e} の大きさは滑りに比例するものと考へられるから

$$\left| \dot{e} \right| = sE$$

これと (3) 式とから次の式が得られる

$$\left\{ \left(1 + \frac{x_1}{x_m} \right)^2 + \left(\frac{r_1}{sx_m} \right)^2 \right\} \left(\frac{r_2}{\sigma} \right)^2 + 2 \left(r_1 - \frac{CsE^2}{2T} \right) \frac{r_2}{\sigma} + \left(1 + \frac{x_2}{x_m} \right)^2 r_1^2 + s^2 \left\{ x_1 + \left(1 + \frac{x_1}{x_m} \right) x_2 \right\}^2 = 0 \quad \dots\dots\dots (4)$$

Tは電動機の負荷回轉力で勵磁機の刷子摩擦が殆どその全部である。従つて全制御範囲内に於て凡々一定と看なして差支へないから上記の式より s の變化に對する σ の變化を計算することが出来る。その σ の値を先に擧げた $Ksf \{ k(1-\sigma) - 1 \}$ に入れば s の種々な値に對する勵磁機の電壓を求めることが出来る。今これらの値を今回の装置に就いて計算して見よう。電動機特性値の設計値は下の如くである。

$$s \left\{ x_1 + \left(1 + \frac{x_1}{x_m} \right) x_2 \right\} = 0.62 \Omega \text{ (周波數 } 8 \sim \text{にて)}$$

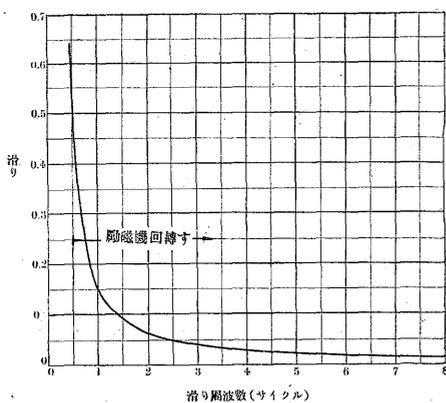
$$sx_m = 15.6 \Omega \text{ (同上)}$$

$$r_1 = 0.25 \Omega \qquad r_2 = 0.25 \Omega$$

$$1 + \frac{x_1}{x_m} = 1.02 \qquad sE = 101 \text{ V}$$

$$C = \frac{0.0486}{60} = 0.00081 \qquad T = 3.5 \text{ mkg}$$

これらの數字を用ひて計算すると電動機 (8) の滑りは第五圖の如くなる。又 (2) 式に $\sigma=1$ とすれば電

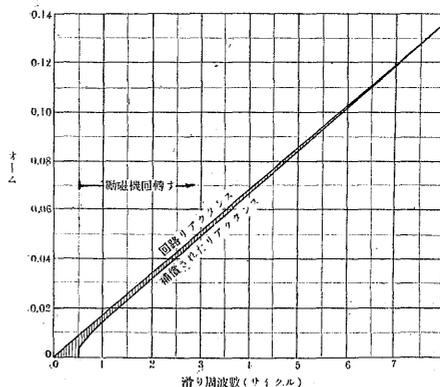


第五圖

動機の起動回轉力を算出することを得る。従つて滑り周波數幾何から勵磁機が回轉を初めるかがわかる。勿論起動時負荷回轉力は回轉中の負荷回轉力より大いことを考へに入れる必要がある。それらの計算結果は第五圖に示す様に 0.5 サイクルから起動し初めることになった。次にこの場合の勵磁機は 8 極で電動機には 2 極を用ひ齒車に依つて 2 倍の速度上昇を行つて居るから勵磁機の電壓は

$$Ksf \{ 2 \times 4(1-\sigma) - 1 \} = Ksf(7-8\sigma)$$

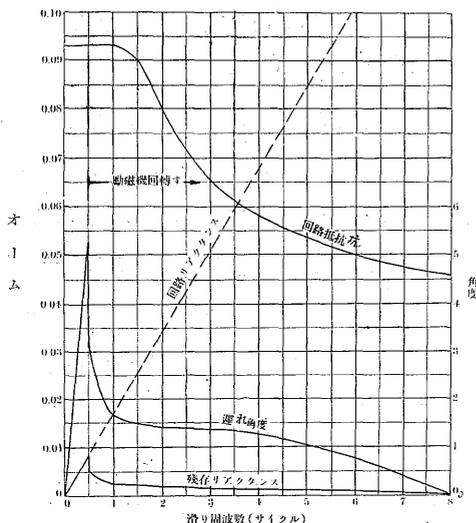
に比例することになる。そこで假りに勵磁機を調整して最高滑り周波數に於いて補助整流子機勵磁巻線のリアクタンスを完全に補償する様にしたとすれば、それ以下の滑り周波數に於て補償されるリアクタンスの量は第五圖の σ の値を上式に入れて算出することが出来る。第六圖はこの兩者の値を示すものであつて滑り



第六圖

周波數 8 \sim に於いて補助整流子機勵磁巻線リアクタンス 0.136 Ω (每相) を完全に補償したとしたものである。即ち他の滑り周波數では圖の細線を施した部分だけリアクタンスが補償し切れずに残ることになる。これに依つて見るとこの方式では滑り周波數の高い所のリアクタンスは殆ど完全に補償されて問題はないが寧ろ勵磁機が未だ回轉し得ない間のリアクタンスが問題となる。しかしそのリアクタンスは周波數が極めて小さい場合であるからその値も極めて小で勵磁回路に僅かの抵抗値を存在さすことによつてその影響から免れることが出来る。一般に勵磁巻線の抵抗、結線の抵

抗及び整流子周波数變換機並びに勵磁機の刷子抵抗だけで充分である。第七圖は前記の殘餘リアクタンスと滑り周波数勵磁回路の抵抗とを示すもので抵抗中には電流の大きさに依つてその値を異にする刷子接觸抵抗を含んで居る。刷子接觸抵抗は豫め適確に算出することは困難であるが假に第八圖の如き接觸電壓降下として算出した。これらの抵抗及びリアクタンスから勵磁電流の遅れ角度を算することが出来るがそれも第七圖に



第 七 圖

圖示してある。圖に見る如く最大遅れ角度は勵磁機の回轉する直前であつて、その値は回路抵抗（特別の抵抗を挿入せず）のみにても約5度程度に過ぎない。

4. リアクタンスの影響を補償する 他の方法との比較

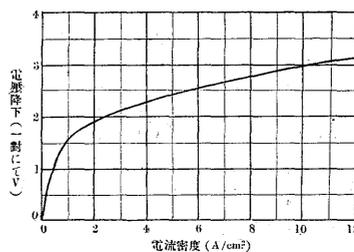
補助整流子機の勵磁回路の滑り周波数リアクタンスを補償する方法には他にも種々あるが實用されて居る方法は大体下の如くである。

- イ) 滑り周波数リアクタンスの變化が殆ど無視出来る程度に勵磁回路にリアクタンス⁽³⁾又は抵抗⁽⁴⁾を挿入する法。
- ロ) 滑り周波数リアクタンスの變化に依る遅れ角を整流子型周波数變換機の刷子位置又は移相器⁽⁵⁾

に依つて補償する法

- ハ) タップ附變壓器を用ひ滑り周波数リアクタンスによる電壓降下を主誘導電動機二次回路より供給する法⁽⁶⁾

イ) の方式は方法としては簡單であるが勵磁容量は最も大となる。従つて速度制御範圍の廣い場合には不適である。殊に抵抗を挿入した場合にはその勵磁容量の殆ど全部が熱損失となる缺點がある。例へば前章の例に於て8サイクルで0.136Ωのリアクタンスに依る遅れ角を假りに5°に保つ様抵抗を挿入したとすれば各相に存在すべき抵抗は約1.55Ωを要し、最大勵磁



第 八 圖

電流を120Aとすればその時の勵磁容量は約

$$3 \times (120)^2 \times 1.55 \times 10^{-3} = 67 \text{ (kVA)}$$

となる。しかもその殆ど全部が熱損失である。然るに前述した新方式に依れば回路に抵抗のみを残す故に僅かに $3 \times (120)^2 \times 0.0457 \approx 2 \text{ (kVA)}$ で足りるのである。

(ロ) の方式は(イ)の方式に次いで大なる勵磁容量を要するので前の計算値を有する回路に就いて云へば

$$3 \times (120)^2 \sqrt{0.0457^2 + 0.136^2} \times 10^{-3} \approx 6.2 \text{ (kVA)}$$

となる。

(ハ) の方式はリアクタンスが完全に補償されれば新方式と同じく約2kVAで足りるのであるが、(ロ)及び(ハ)の方式は何れも刷子位置或は移相器回轉角或はタップ變壓器のタップ位置等を速度調整用電壓調整器と聯動させねばならない。しかるに速度調整用電壓調整器の位置は主電動機の一定回轉數即ち一定滑りに於ても負荷状態に依り異り従つて刷子位置或はタップ

(3) Siemenszeitschrift 1932 S. 272 (4) 日立評論 昭和10年187頁 (5) 富士電機時報 昭和9年46頁

(6) 芝浦レビュー 昭和10年65頁

位置が負荷状態に依り変動することになる。その爲リアクタンス或はそれに伴ふ遅相角の補償は負荷の如何に拘らず完全に行はれるわけにゆかない。例へば速度制御の全範囲に亘つて無負荷に於ては完全にリアクタンス又はそれに依る遅相角を補償し得たとしても——實際はそれもこれらの方法では多くの場合困難なのであるが——負荷を増すに従ひ、主電動機の無効勢力の大きさを甚だ變化せしめる結果となる。しかるに新方式に於ては主電動機の一定滑りの時は例へば負荷状態が變化しても勵磁機駆動用電動機(8)に加はる周波數は一定で電圧の大きさのみ僅か異なり、従つてその滑りが幾分變化するのみでリアクタンス補償に及ぼす影響は極めて僅かなのである。即ち速度制御の全範囲に於て負荷状態の如何に拘らず自動的にリアクタンスを殆ど完全に補償することが出来る。更にリアクタンスは電流の増加と共に飽和に依り減少するが勵磁機の電圧も同様の傾向を持つて居り、場合に依つてはその程

度を大體合致さすことも出来るから制御範囲の極めて廣い場合にも好都合である。

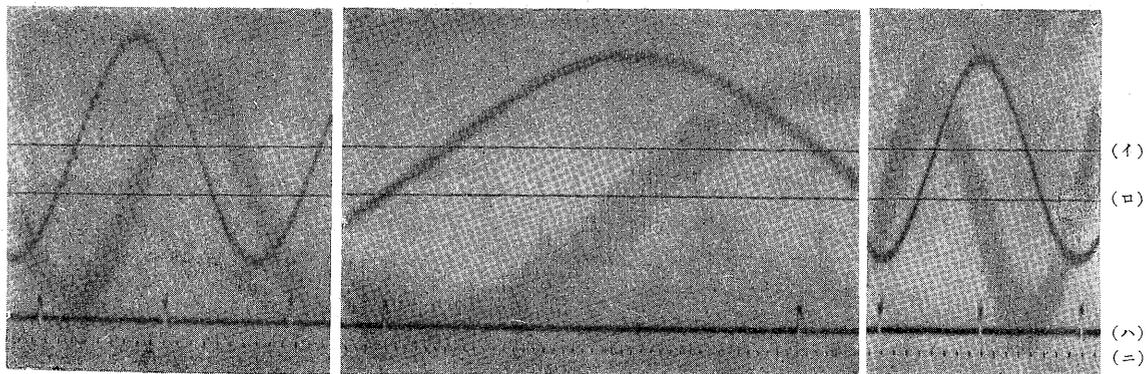
5. 試験結果

理論的に考察して第三章の如き結果を得た装置に就いて現場試験の結果は第一表の如くである。第一表は第二圖接続に示された装置に於いて力率制御は全然行はず速度制御のみを行つた時の成績である。自動式勵磁機の調整が未だ完全でないかも知れないが無負荷に於て滑りを -11.1% から +13.3% の間に速度を變化せしめても主電動機の電流が略々一定であることはこの装置の優秀さを示して居る。

實測結果の勵磁容量は滑り +13.3% に於て第一表より $\sqrt{3} \times 10.6 \times 120 \times 10^{-3} \triangleq 2.2$ (kVA) となつて居る。第9圖は上表中の第一、第三、第四の場合の補助整流子機のU相勵磁電流と整流子型周波數變換機のVW間端子電圧とを示すもので圖の何れもが殆ど 90° の位相角を示すのはいつれの場合にも勵磁回路の力率が

第一表

主誘導電動機(2)					勵磁機(7)		驅動電動機(8)		周波數變換機(4)	
電壓 V	電流 A	入力 kW	R.P.M.	滑り %	電壓 V	電流 A	電壓 V	電流 A	整流子電壓 V	
無負荷	3400	57	80	780	+13.3	28.3	120	165	14	10.6
	3400	63	90	870	+3.33	~1.5	25	41	6.0	~2
	3400	63	100	922	-2.4	~1.5	30	31	5.0	~2
	3400	64	100	1000	-11.1	23.0	110	139	8.5	11.0
負荷	3400	240	1120	960	-6.67	25.8	120	97	9.0	10.5



(a) 滑り -11.1% の場合 (b) 滑り -2.4% の場合 (c) 滑り +13.8% の場合
 (イ) 固定子勵磁型整流子機(5)の勵磁電流(U相) (ロ) 整流子周波數變換機(4)の端子電壓(VW相間)
 (ハ) 自動式勵磁機(7)の速度 (ニ) タイミング(60~)

第九圖

殆ど1であることを示して居るのである。尙この装置では駆動電動機(8)の低速度に於ける安定さが懸念されるのであるが試験の結果は少しの不安を認めなかつた。それは刷子の摩擦回轉力が静止時と回轉中とで相當差がある爲一旦回轉すれば直ちに滑りが小なる回轉となる爲と思はれる。

6. 結 言

以上の記述から新制御方式を考察して見ると次の如く優れた點が考へられる。

- 1) 殆ど完全にリアクタンスが補償される故勵磁容量は極めて小で従つて能率良好である。
- 2) 主電動機の負荷状態により補償の完全さは殆ど影響されない。

- 3) 制御範圍の廣い場合に益々威力を發揮する。
- 4) 制御操作或は機構は簡單である。

この方式で注意すべきは滑り周波數勵磁回路に挿入された勵磁機は出来るだけ低周波に於て回轉し初めること及びその静止中のリアクタンスの影響を抵抗によつて抑へることである。然しそれは一般に勵磁回路に接続された機器自身の抵抗だけで充分である。

上記の如き優れた諸點はこの新方式で初めてその全部が満足されるもので、特に速度制御範圍の廣い場合或は頻繁に速度を制御する場合等の交流制御に對しては現在の所この方式の右に出るものはないと確信して居る。

液體噴出型多相整流機

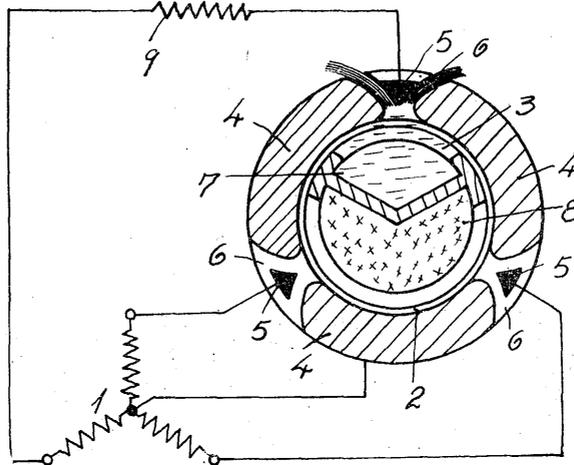
(實用新案登録第二五三〇九四號)

此の考案は液體噴出型多相整流機の改良に關するものであつて、圖に示す様に給電變壓器の二次巻線1の各相端に接続する固定電極5と、前記巻線の中性點に接続された固定電極4とを交番に間隙6を介して環狀に配列し、回轉筒2より周期的に導電液を前記間隙6に供給する様にした構造を要旨とするものである。圖に於て7は回轉筒2内の導電液室、8は

壓搾絶緣瓦斯室であつて、9は負荷體である。圖の構造に於て圖示しない運轉機を以て回轉筒2を回轉する時は、導電液は間隙6を通して噴出され、其れに應じて固定電極4,5は周期的に導電接続されて直流整流回路を周期的に形成することが出来る。

従来の液體噴出型整流機に於ては直流導出

點を持つてゐる。然るに此の考案に依れば前記の説明に明かな様に、直流整流回路の閉路を形成する兩極電極は固定電極として相對向して配列され、且之等の間に周期的に送られる導電液を以て導電接続される様になつてゐる爲に、大なる電壓損失を伴ふことなく、而かも各電極は環狀に配置され一共通回轉體に依つて交番に周期的に導電液を以て供給される様になつてゐる結果、機全體が密實となつて比較的小型、簡單な構造となり、而かも多相式として特に有利な液體噴出型整流機が得らるる効果がある。(佐藤)



導線の一極は導電液槽壁に接続され、此の液槽と導電液を噴出する回轉筒口との間に周期的な導電接続を行つて整流作用を行つたが、此の様な構造に依ると、導電液槽の著しく廣い面積部分に通電し、此の部分に成極電壓(逆起電壓)が発生する爲に、電壓降下が相當増大し、而かも多相式にする場合には構造が著しく複雑となる缺點



*本誌に記載されている会社名および製品名は、それぞれの会社が所有する
商標または登録商標である場合があります。