

単基水銀整流器による可逆静止レオナード装置

Reversible Static Leonard System by the Single Mercury Arc Rectifier

前川 敏 明*
Toshiaki Maekawa

内 容 梗 概

可逆運転用静止レオナード方式には交差接続式、単基水銀整流器による電機子回路切換式と電動機界磁反転式とが考えられるが、ここには電機子切換方式に関して報告する。ここに述べる新制御方式は、正逆転、正負負荷トルクに対してワードレオナード方式と同様の自由な運転操作を可能にするものである。順逆変換の全範囲をカバーする広角度格子制御回路、チェンジオーバスイッチの切換条件の検出、および円滑な切り換えを行なうため制御装置各部に必要な種々の考慮などにつき、斬新な考案、検討を加え、画期的な新制御方式を確立しえたことを述べる。

1. 緒 言

可逆運転の可能な静止レオナード装置の実施例はドイツに多い⁽¹⁾。わが国およびアメリカにおいては二、三散見される程度で比較的少ないが、いずれも今後の発展に期待をかけた叙述が多くみられる。本方式が電動機応用方面において幾多の長所をもっていることは、ここに改めて論ずるまでもないことである。

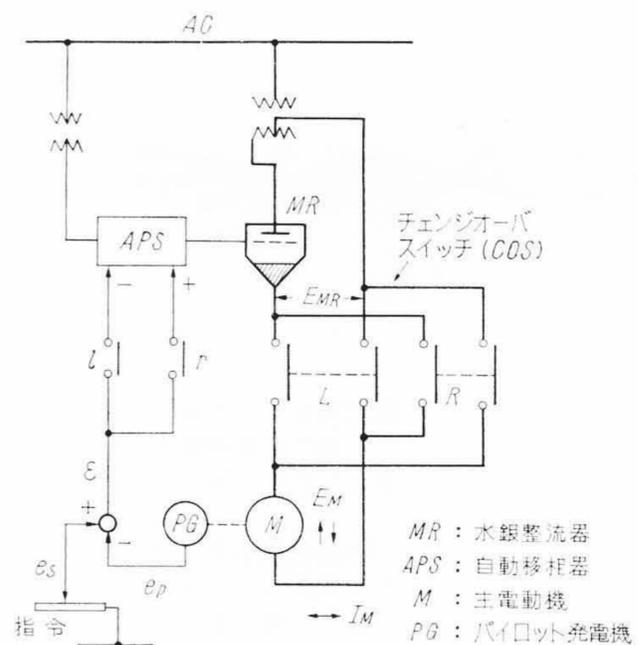
可逆静止レオナードには、MRセットを2組用いる交差接続方式と、単基MR切換方式とがあり、後者はさらに電機子回路に極性転換器を設ける方式と、電動機の界磁電流の方向を反転させる方式とが考えられる。交差接続方式には技術的問題も皆無とはいえないがむしろ主MR設備を2基必要とする点が経済的な欠点である。ここには主として単基MRによる電機子回路切換方式、いわゆるチェンジオーバスイッチ方式について諸種の観点から検討を加えた結果を報告する。

日立製作所ではさきに比較的単純な負荷を対象とする場合、きわめて簡単確実な方式を完成しているが⁽²⁾、ここに述べる制御方式は正逆転の加減速はもちろん、正負の負荷トルク変化に対しても、ワードレオナード方式にほとんど見劣りのない自由な運転操作を可能にするものである。したがって応用対象としては、分塊圧延機におけるイルグナ装置、巻上機のワードレオナード装置、そのほか従来レオナード方式が使われていたほとんどすべての設備に適用して、水銀整流器の高速応性能そのほかの諸長所を遺憾なく発揮するものと確信する。

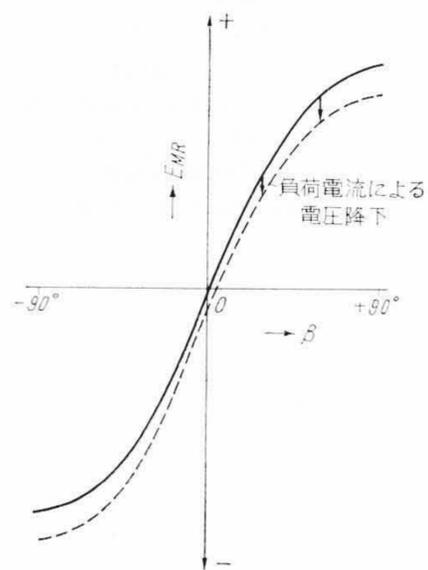
2. 動作原理と回路構成上の問題点

第1図は定速度制御を施した可逆運転の可能な静止レオナード回路である。正方向運転の場合はRおよびrを閉じて正の基準値 e_s を与え、逆方向運転の場合はLおよびlを閉じ、負の基準値を与える。電動機運転を行なう場合には回転方向のみを考えてR、Lの切り換えを行なえばよいが、負荷の性質によっては発電制動を行なう必要があり、この場合は回転方向に無関係に電機子電流 I_M の方向が反転する。そこで切換制御は回転方向よりもむしろ I_M を流すに必要な方向を選ぶべきである。切り換えと同時に格子角 β にも適当な値がある。これらの関係を第2、3図によって原理的に説明する。

第2図は水銀コンバータの格子角 β と無負荷電圧 E_{MR} との関係を示すものである。ここで電流は一方向のみしか流し得ないからプラス側は、整流器運転、マイナス側はインバータ運転のみが可能である。電流が流れるとコンバータの内部電圧降下によって図示点線のように端子電圧は変化する。この図を β をパラメータとして電圧電



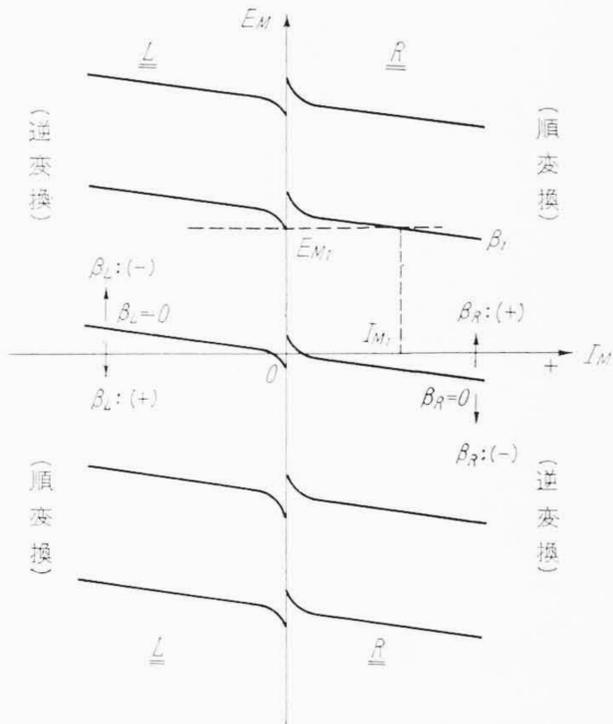
第1図 単基可逆静止レオナード



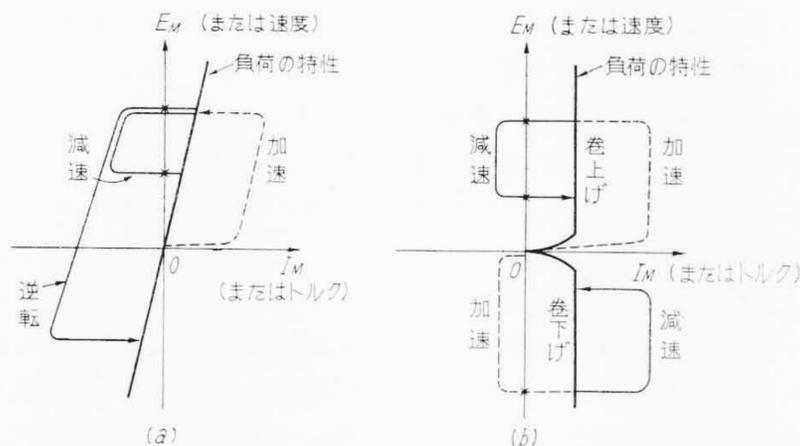
第2図 格子制御角と無負荷電圧

流の関係に書き換えると第3図の右半分となる。主回路を切り換えた場合の関係は同図左半分のように表わされる。第3図上に電動機速度すなわち逆起電力 E_{M1} と必要な負荷電流 I_{M1} をとれば、その交点は、主回路コンタクタR、Lの別、格子角 β の値、そして整流器運転かインバータ運転かの区別などを示す。第4図に各種の負荷における I_M と E_M の関係を例示する。(a)は速度に比例した負荷を持つ電動機、(b)は巻上機のような一定負荷のとき、これを加減速する場合を示す。いずれも制御中に×印の所で主回路の切り換えを要する。このような負荷電流の要請により回路を切り換える場

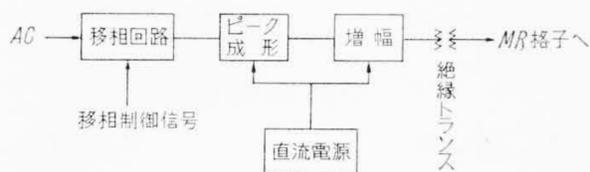
* 日立製作所日立研究所



第3図 水銀コンバータの電圧電流特性



第4図 負荷トルクと加減速トルク



第5図 新格子制御回路構成図

合、切り換え直前直後の格子角をそれぞれ β_R, β_L とすると、ほぼ $\beta_R = -\beta_L$ の関係が必要であることは第3図から明らかである。また主回路が切り換わった場合、制御系の極性を反転させないよう、たとえば第1図のような速度制御系を用いていれば制御回路に r, l の切り換えを要する。

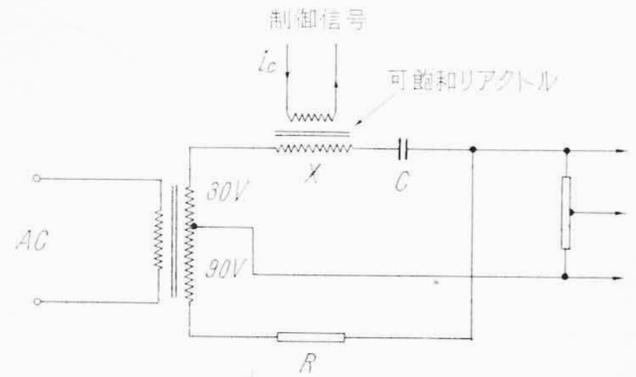
上述のような諸操作を自動的に判断し、遂行する制御回路の立案にあたっては次の3項目について検討を要する。

- (a) 必要な格子制御角度、すなわち移相器の検討。
- (b) 切り換えを要する条件の判定、すなわち切換点検出器の検討。
- (c) 切換操作において考慮すべき点、すなわち円滑に切換操作を完了するための検討。

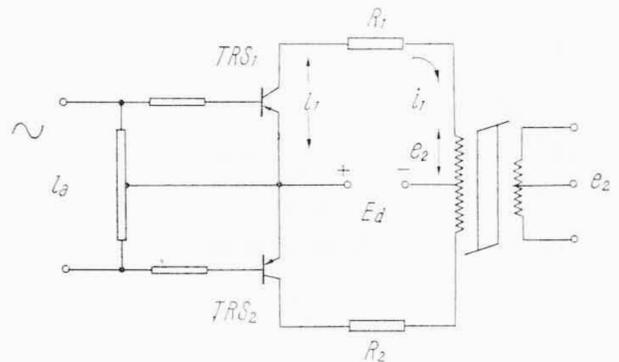
以下、これらについて逐次検討していこう。

3. 広角度格子制御回路

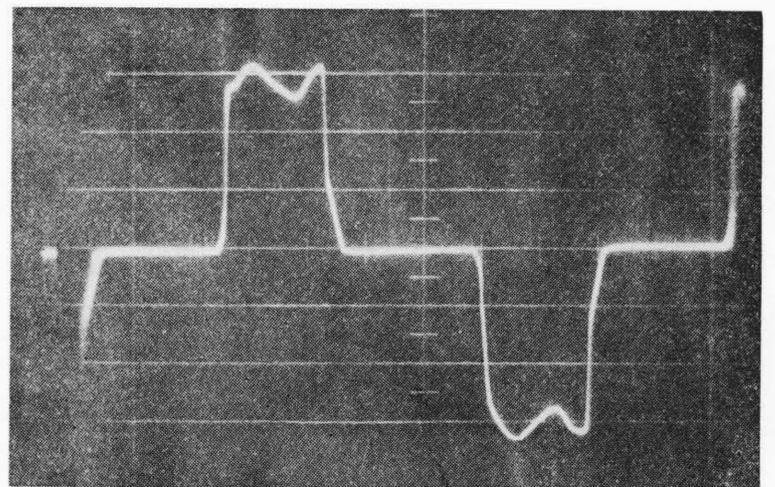
水銀コンバータを整流ならびにインバータ全領域にわたって制御するためには第2図に示すようにほぼ ± 90 度近い移相角が必要である。この目的に用いた格子制御回路は第5図に示すような構成に



第6図 超広角度移相回路



第7図 ピーク成形回路



第8図 新格子制御回路出力波形

なっている⁽³⁾。

まず移相回路は第6図に示す可飽和リアクトルを用いた改良ツェロン回路である⁽⁴⁾。可飽和リアクトルの制御入力によって、リアクタンス X とコンデンサ C の直列よりなる分路の合成インピーダンスは、広く誘導性より容量性にわたって変化する。したがってこの回路には 200 度以上の移相範囲をもつものが容易に設計できる。

上記の移相器出力は第7図に示すようなピーク成形回路に送られ、ここで急しゅんな立ち上がり、最適の幅をもつピーク波形に直され、水銀整流器の格子に加えられる。第8図は本装置で得られたピーク波形、第9図は本装置の移相特性を示すものである。

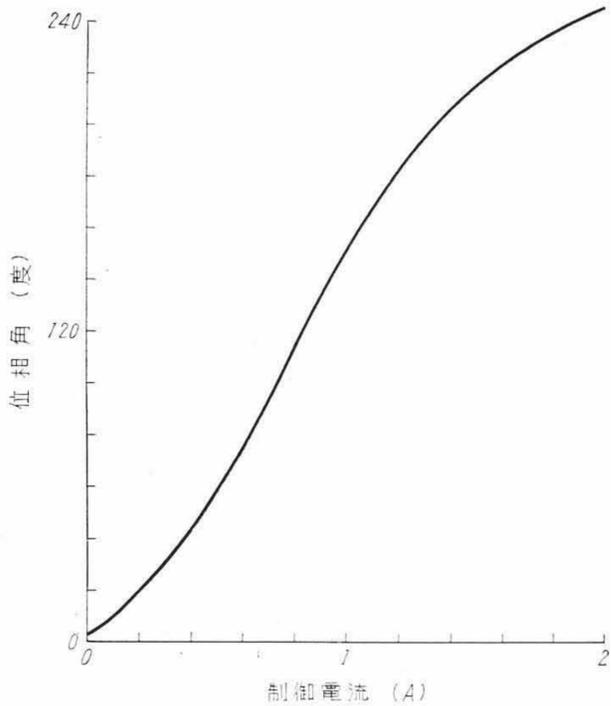
4. 切換条件の検出

4.1 検出器の構成⁽⁵⁾

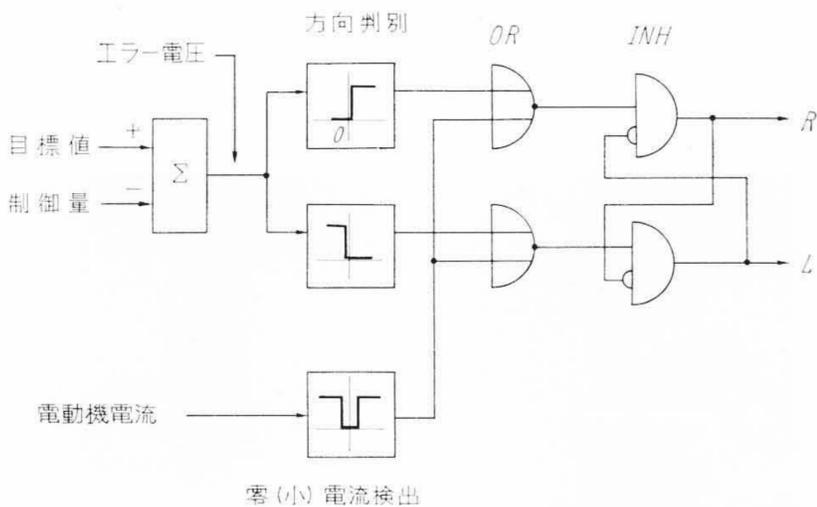
さきに述べたようにチェンジオーバスイッチ (COS) の切換条件は、

- (1) 電動機が要求する方向の電流を水銀コンバータから供給しうる極性を選ぶこと(必要条件)。
- (2) 動作を起こすときは、電流が零もしくは十分小さい値であること(十分条件)。

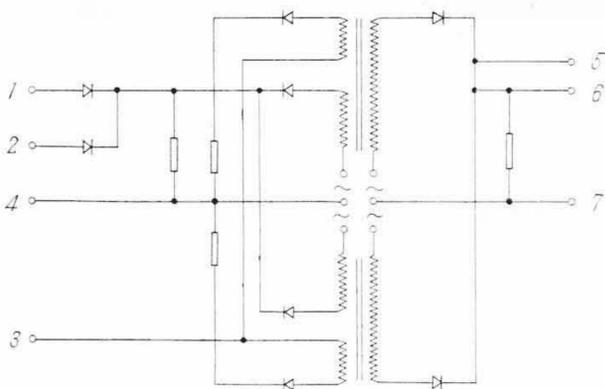
である。この検出を行なうため、まず電動機を加速すべき方向を知ることによって必要条件を判定し、次に電流零近傍の検出を行なっ



第 9 図 格子制御回路移相特性



第 10 図 切換条件検出器の構成

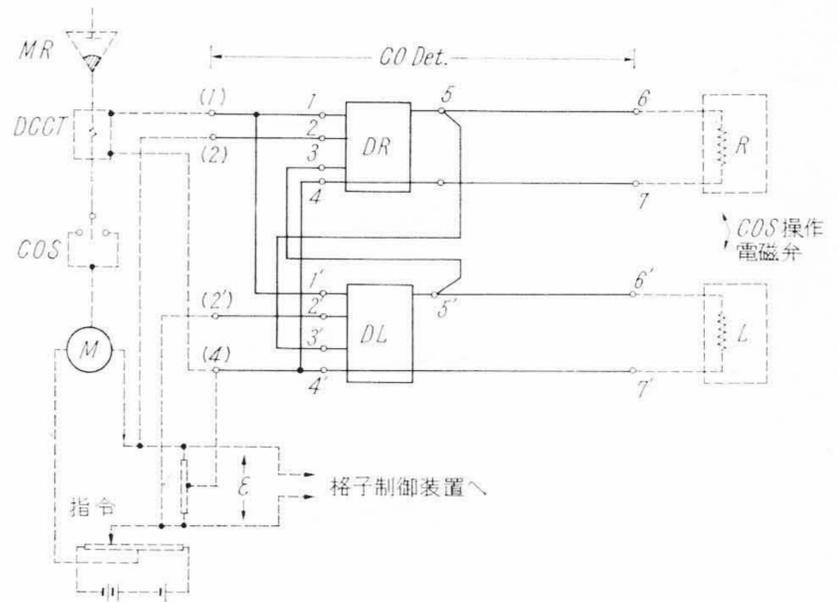


第 11 図 切換検出器用磁気増幅器

て検出信号の通過を許すようにして十分条件を満たし、さらに、R、L 両接点が同時にはいらないような連動回路を追加する。そのため第 10 図のような論理判断機能をもった検出器を作った。なお検出遅れは切換時間を長びかせるから極力小さくする必要がある。現在チェンジオーバスイッチの動作時間は 0.2~0.3 秒程度のものが作られているから、切換検出器はこれに対して十分早いことを目標にする。

4.2 試作検出器の動作と特性

ここに用いた検出器は第 11 図に示すような 1/2 サイクル応答の速応性磁気増幅器を用いたものである。入力端子 1, 2 のいずれに電圧がかかっても出力端子 5, 6 から出力電圧を出す。しかし入力端子 3 に電圧がかかっている場合は絶対に出力を出さない。上の回路 2 組を第 12 図のように用いる。端子 3 は互いに他の出力端子につ



第 12 図 切換検出器 (CO Det.) の構成

ながれているから、いずれか 1 組がオンになっているときは、他がオンになることはできない(連動回路)。

次に、基準電圧と被制御電圧 (PG の電圧または電動機端子電圧) との差をつくり、図示のような回路で、差電圧 ϵ が正のときは (2)、負のときは (2)' にプラス電圧がかかるようにする。これによって切り換えを必要とする方向が選別される(必要条件)。

しかし、ここですでに DR, DL いずれかがオンになっており、さらに (1) に電圧がかかっているならば (2), (2)' の電圧のいかんにかかわらず元の状態が保持されたままである。ところが (1) の電圧は図のように主回路の電流に応じたものであるから、主回路電流が所定の十分小さい値以下に減れば (1) の印加電圧が零になる(十分条件)。するといままでオンになっていた回路はオフになり、その後はさきと与えられた (2), (2)' の信号方向によって所要の回路がオンになる。

以上のようにしてチェンジオーバスイッチを入れるべき方向が上記の DR または DL によって与えられる。

5. 切換制御方式⁽⁶⁾

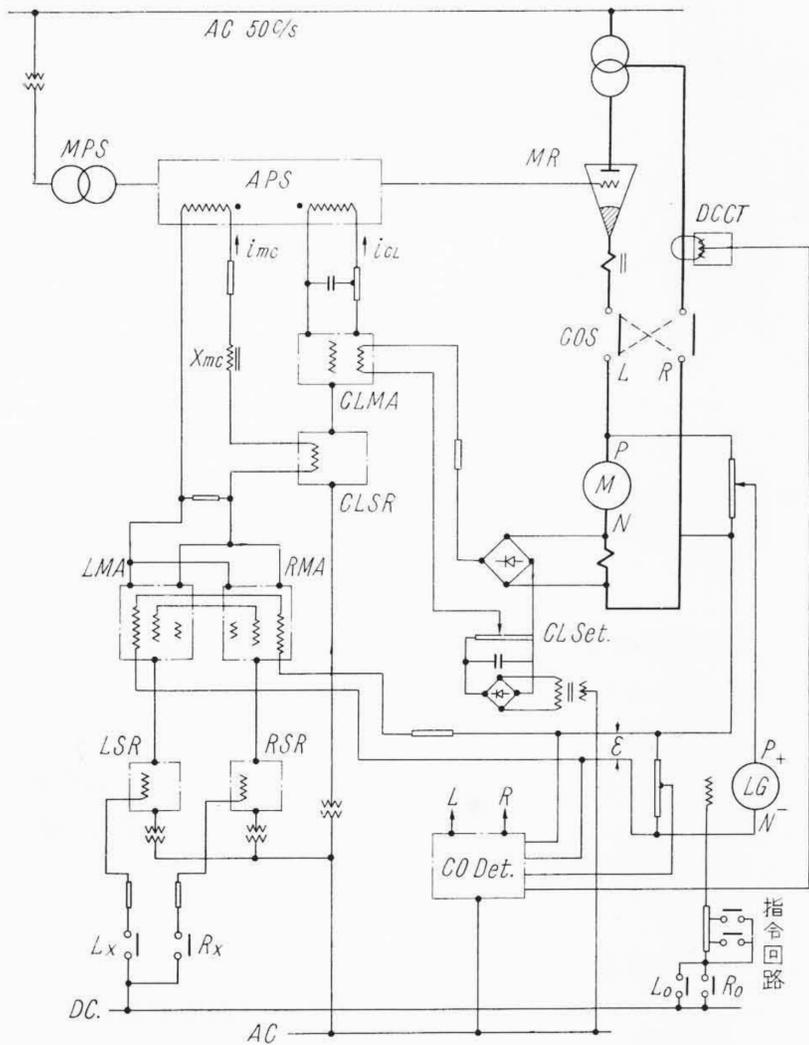
5.1 動作原理

4 で切換信号を与える検出器の説明をしたが、ここでは切換操作を円滑に完了するための制御回路について述べる。種々検討の結果まとめあげた制御回路の略図を第 13 図に示す。図によって切換制御の動作原理と問題点を説明する。

運転指令は LG の電圧によって与える。いま便宜上停止より、正転(R側)→逆転(L側)→停止の順に運転指令を与えた場合の動作を逐次説明する。

(1) 起動、加速動作

LG の電圧が図示のようになれば、まだ M は停止状態であり、その端子電圧が零であるから、LG の電圧がそのまま切換検出器 CO Det. および磁気増幅器 RMA, LMA の制御巻線にかかる。CO Det. は前章の説明で明らかなように、ここで R 側より出力信号を出し、COS の R 側を閉じる。同時に COS の補助接点 R_x によって可飽和リアクトル RSR を励磁する。すると RMA はここで初めて交流電源が与えられることになって動作を開始する。制御巻線にはすでに LG よりの電圧によって十分大きな電流が流れているから RMA の出力電圧はただちに X_{mc} を通じて APS に制御電流 i_{mc} を流そうとする。この i_{mc} は同時に別の可飽和リアクトル CLSR の励磁にも利用される。ここで i_{mc} の増加速度はリアクタンス X_{mc} によって適当に押えられ、APS を極度に早く励磁し、ひいては MR 格子が急激に開くことを予防する。ある程



- | | | |
|-------------------|-------------------|--------------|
| MR : 水銀整流器 | CLMA : 磁気増幅器 | } 過電流
制限用 |
| M : 主電動機 | CLSR : 可飽和リアクトル | |
| APS : 自動移相器 | Xmc : リアクトル | |
| MPS : 半固定移相器 | CO Det. : 切換検出器 | |
| LG : 基準発電機 | CL Set. : 過電流設定部 | |
| COS : チェンジオーバスイッチ | Lx, Rx : COSの補助接点 | |
| RMA : 磁気増幅器 | DCCT : 直流変流器 | } 制御用 |
| LMA : 磁気増幅器 | R : 正転側 | |
| RSR : 可飽和リアクトル | L : 逆転側 | |

第13図 全制御装置略図

度の速さでMRの格子角 β が増加し、それに伴ってMR電圧がMに与えられ電機子電流が流れMを加速する。

(2) 過電流制限

APSの制御電流 i_{mc} は一応RMAの最大飽和出力まで増し、その場合格子制御角 β は $+90$ 度近い値になるように設計してある。 i_{mc} の増加速度は一応 X_{mc} によって押えられているが、Mの加速に比べては十分速いから、このままでは電機子電流が著しく増大する。そこで、CL Set.で設定された値以上の過電流となると、過電流信号が電流制限用磁気増幅器CLMAの制御巻線に与えられる。そしてCLMAの出力 i_{cl} は i_{mc} を打ち消す方向に与えられ、格子角 β の増加を妨げ、結局過大電機子電流を防ぐ。したがってMはCL Set.で設定された適当な加速電流を得て正方向に加速される。加速完了し、Mの端子電圧がLGの電圧に近づけばRMAへのフィードバック信号が減少し、したがってRMA出力 i_{mc} は適当な値に減少し、以後Mの端子電圧とLGの電圧がほぼ等しいように電圧制御される。

(3) 逆転

次にここで運転指令を逆方向に反転した場合を考える。まずCO Det.に与えられる信号が反転し、同時にRMA、LMAに与えられるフィードバック信号も反転する。するとRMAの出力は零となり、格子角 β を $-80 \sim -90$ 度付近におく。そこで電機子電流は一挙に零になる。さきのエラー電圧 ϵ の方向反転と、ここで電機子電流零を検出するDCCTの信号とがCO Det.に与えられるから、CO Det.検出信号はRからLに反転し、ひいてはチェンジオーバスイッチもRからLに切り換えられる。切り換えられた直

後において格子角 β は負の最大値にあるため、Mの逆起電力による突入電流の流れるおそれはない。ここでCOSの補助接点 L_x の投入によるLSRの飽和、LMAの出力 i_{mc} の増加、格子角の正方向移相、Mの逆起電力によるインバータ電流の増加、過電流制限回路の作用によるインバータ電流の抑制、適当な減速、停止、引き続いて逆方向への加速というような動作が合理的に進められる。

(4) 停止

回転状態から停止する場合にも、減速切換動作は上述の逆転の場合と同じで、ただ指令電圧LGが零であるから、M端子電圧が零に達して停止動作を終わるにすぎない。

(5) 同一回転方向における加減速

次にある高速度で回転中、低速度へ減速する場合の動作を考える。運転指令としてはLG電圧を所要の大きさに下げただけでよい。突然LGの電圧が下がると、エラー電圧 ϵ はさきの逆転の場合と同様に極性が反転する。ここでもし電機子電流が零まで減少すれば、CO Det.は反転指令を出し、すべての動作は前述の逆転の場合と同様に進められる。減速されてMの端子電圧がLG電圧に近づき、さらに若干減速すると、今度はエラー電圧 ϵ の方向反転、電機子電流の消滅となり、COSはふたたび高速運転時と同一極性に切り換わり、以後その状態でMに所要の負荷電流を供給しつつ定常運転にはいる。

低速より高速への変更はなんら極性切り換えを含まず、要すれば過電流制限回路が動作するだけである。

(6) 制動負荷運転

電動機負荷の性質によっては、たとえば巻上機の巻下げ時のように制動電流を流しつつ一定速度を保持する必要がある場合がある。すなわち運転指令が不変で所要負荷電流が正から逆に变化したときを考えてみよう。このときはMの速度が上昇し、LG電圧よりもMの端子電圧が上がった場合であり、電機子電流はMRを通じて逆流しえないから零となる。さらにエラー電圧 ϵ が反転するから、チェンジオーバスイッチは自動的に切り換わる。以後はインバータ運転状態となって、負荷に見合った制動電流をMに流しつつ、Mの加速すなわちMの端子電圧がLG電圧より大きく上回ることなく運転状態が継続される。負荷トルクが反転し力行運転を要する状態となれば上記の逆の経過をたどる。

以上述べたように本制御回路はいかなる負荷状態においても、適宜必要な方向のCOSを自動的に選択投入し、切換時の過渡状態を除けば、ワードレオナード方式とまったく同様な使い方ができるものである。また過電流制限回路の適切な動作によって、急激な指令変化に対しても、過大電流を生ずることなく、能力いっぱいの加減速が可能である。

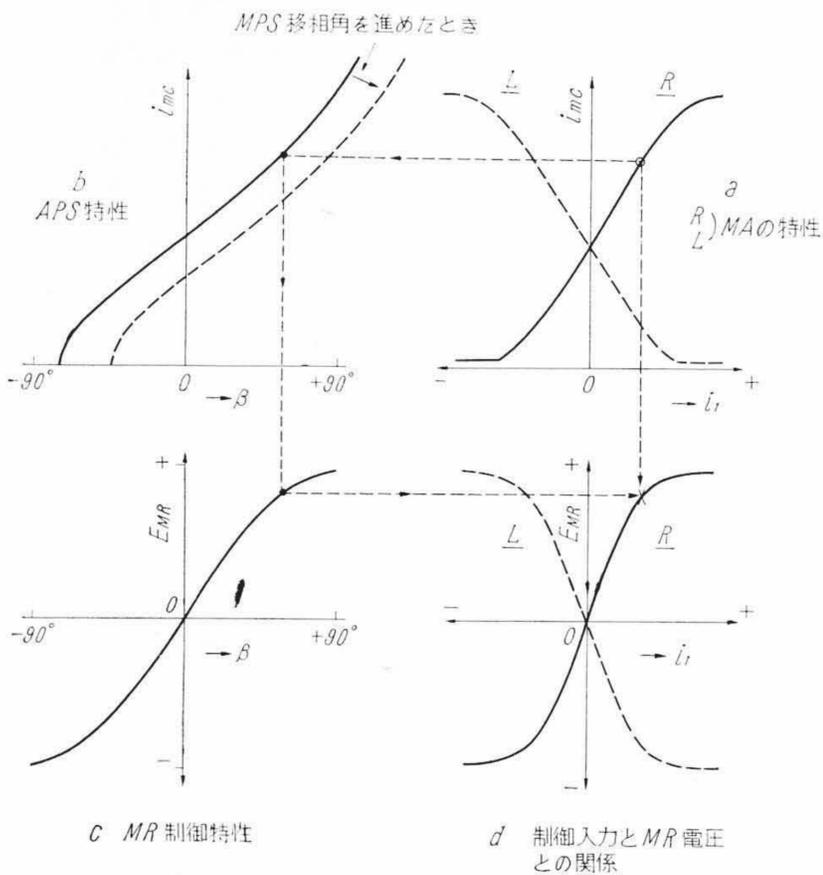
5.2 回路構成上の補足説明

(1) RMAとLMAの動作

まずRMAとLMAは出力側で並列に接続されており、いずれもその出力電流の方向は同一である。ただし、フィードバック信号を与える制御巻線は、逆方向に直列接続されており、ある方向の制御電流によって一方の出力増加のときは他は減少することになる。交流電源側に直列に入れたRSR、LSRによっていずれか一方の交流電源が遮断されている。したがってRSR、LSRの選択励磁により、フィードバック信号 ϵ が i_{mc} としてAPSに与えられるルートの極性反転を可能にしており、これはCOSの極性と見合って、AVRループを常に負帰還制御系とするものである。

(2) APS制御特性とCLMA、CLSRの関係

APSは可飽和インダクタンスで構成されているから、その移相特性は制御電流の正負に対していずれも進み位相となる。そこで第13図のように、二つの制御巻線に互いに逆方向の電流を与える



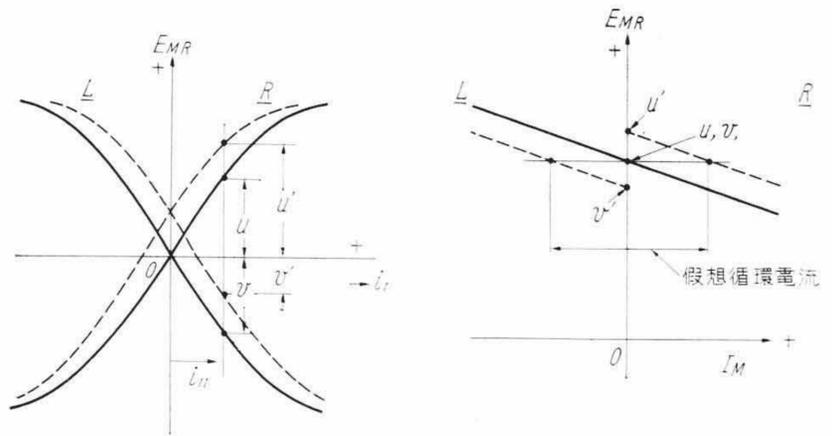
第14図 電圧制御系開回路静特性の説明図

場合、総合アンペアターン方向が反転しないように考慮しておく必要がある。すなわち、総合制御アンペアターンを常に正方向にしておくためには、CLMAによる制御アンペアターンがRMAまたはLMAによる制御アンペアターンよりも大きくなることを絶対に避けなければならない。第13図におけるCLSRはこの働きをするもので、CLSRに与えられる励磁入力 i_{mc} であるから、CLSRを通じてCLMAに供給される電流は i_{mc} の大きさに応じた値を越えることができない。したがってCLMAの制御入力 i_{cl} がたとえいかに大きくなろうとも、CLMAの出力 i_{cl} は上記 i_{mc} に応じた値以上にはなり得ない。よって i_{cl} は i_{mc} の大きさに応じて与えられる、ある値よりも大きくなることはない。各部の巻線数を適当に選ぶことによりAPSの総合制御アンペアターンを常に正にしておくという条件が満足される。

(3) 過電流制限回路の構成について

第13図に示すような過電流制限回路を作った理由について補足説明したい点がある。その一つは、電流検出部である。主回路において電流検出に利用されるような電圧降下の生じる所はMRの直流リアクトルと、Mの補極、補償巻線部分である。しかし前者の電圧降下には本質的に脈動分が大きいので電流検出には不適当である。残る後者においては電流方向が反転する。CLMAに必要な過電流制限のための入力の方向はいつも同一であるから、そこで第13図のようにブリッジ整流回路を用いて主回路電流の方向いかんにかかわらず同一方向の電流検出信号をうるようにしてある。

補足説明のその2は前述(2)に述べたようなくふうをこらしてまで過電流制限信号を直接APSに入れるようにした理由である。もし電流検出信号をRMAおよびLMAに入れるようにすれば前述の問題は起こらず、しかもCLMA、CLSRが不用となる。にもかかわらずあえて第13図に示すような構成をとったのは、過電流制限系の速応性をよくすると同時に、RMA、LMAの適度な飽和特性のため過電流制限作用が、電圧制御系に妨げられることがなくなるから非常に合理的な過電流制限を行ないうるものとなっている。



図a 開回路特性とその変化

図b MR負荷特性

第15図 電圧制御系開回路静特性の変化とMR電圧および仮想循環電流の関係

5.3 負荷の正負変化切換時の総合動作についての検討

正逆転や比較的大きな指令変化に対する動作に関しては、5.1に述べたように考えて、その現象をほとんど解明できるが、負荷トルクが反転したような比較的小さいエラー電圧 ϵ によって切換操作が行なわれる場合には、切換検出器の不感帯やRMA、LMAの動作位置によって微妙な問題がでてくる。以下これについて少し考察してみる。

(1) 仮想循環電流

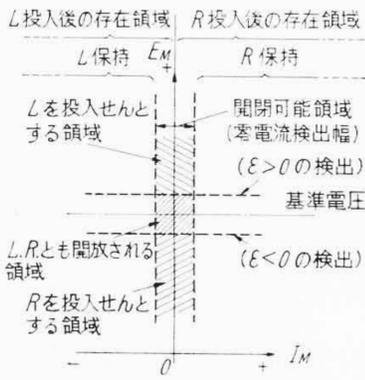
電圧制御ループの回路制御特性はRMA、LMAの増幅特性、APSの移相特性、MRの制御特性を合成したもので、第14図(d)のようにして求められる。この特性曲線は、RMA、LMAのバイアスを変えた場合やAPS前段にそう入した半固定移相器MPSの移相角を変更した場合に第15図(a)に示したように移動すると考えられる。制御電流 i_i がある一定値 i_{i1} の場合のMRの無負荷電圧は、図示のように u, v あるいは u', v' である。これをMRの負荷特性に書き直せば第15図(b)のようになる。実線のような正常状態では、 $u = v$ であるから、R側の負荷特性曲線とL側のそれとは、図のように円滑に連続するが、点線のような場合には、 $u' > v'$ となる。もしMRがR、Lそれぞれ一組ずつある交差接続の場合を想定すると、第15図(b)に示すような循環電流が流れることになる。ここではR、L同時に存在し得ないから一応仮想循環電流と名づけることにする。

この仮想循環電流が過大となるような調整がしてあると、R、Lの切換時に大きな突入電流が流れることが予想される。また第15図(a)の点線とは逆に特性曲線が正常調整時より下方にあるような場合には、第15図(b)におけるR、Lの関係が逆になり、R、Lの切換時に大きな電圧変化が現われることはおのずから明らかであろう。

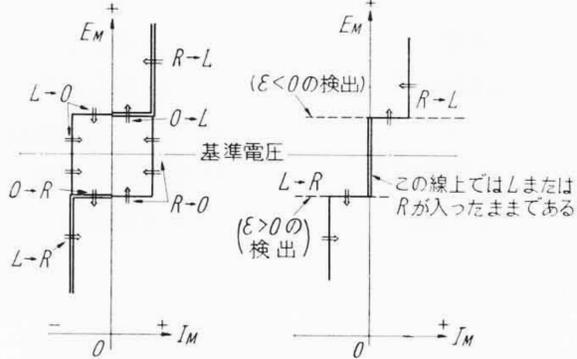
(2) 切換検出器の不感帯

切り換えの問題に関していま一つの重要な点は、切換検出器の不感帯による影響である。切換検出器には第16図(a)に示すように、エラー電圧検出の不感帯と零電流検出による不感帯とが存在する。そしてRが投入されているときは図の右半面、Lが投入されているときは図の左半面、R、Lとも投入されていないときは、中央の E_M 軸上のみしか実在し得ない。そこで $I_M - E_M$ 平面上で実在する可能性ある現象が検出不感帯を横切る場合の検出信号を考えると、第16図(b)、(c)のようになる。

第16図(a)に示すように $\epsilon > 0$ の検出線が上に $\epsilon < 0$ の検出線が下にある通常の場合には、中央部にR、Lとも開放される領域が残るため第16図(b)のような検出信号が得られる。エラー電圧検出部の不感帯は検出器の入力端子に正のバイアスを与えておくことにより、簡単に縮小することができ、バイアス電圧を過大



図a CO Det.の動作領域

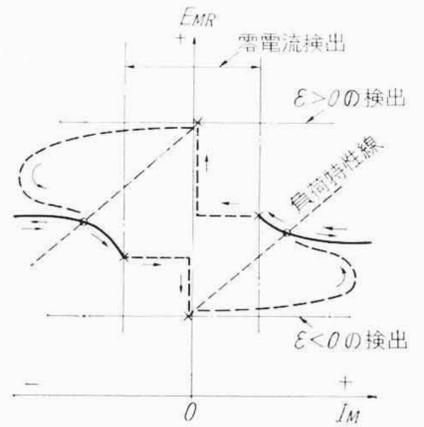


図b エラー電圧検出しデッドバンドがある場合

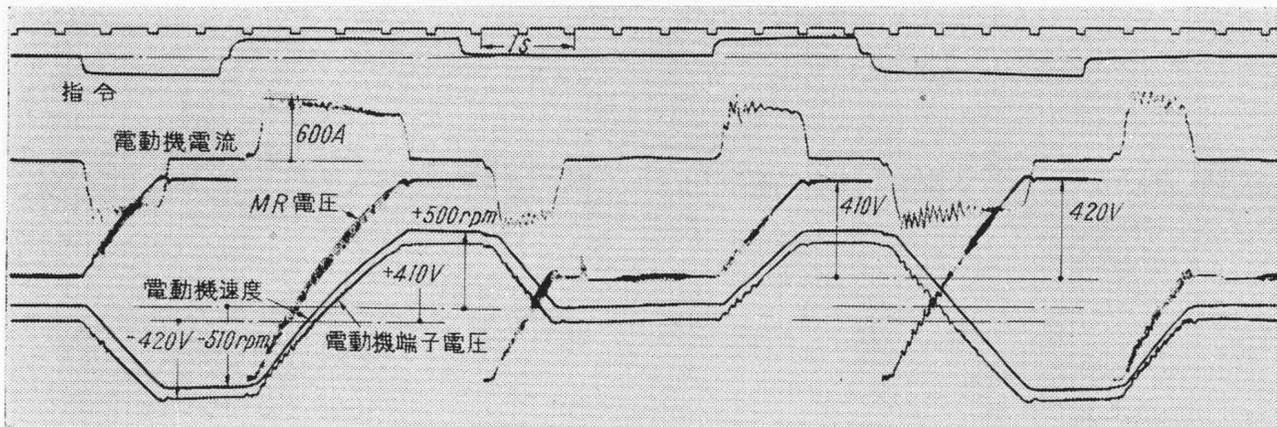
図c CO Det.エラー電圧端子に正バイアスを過大に加えた場合

(R-L, O-R等はその線を横切る場合の検出信号の変化をあらわす)
(RはR投入, LはL投入, OはR, Lとも開放)

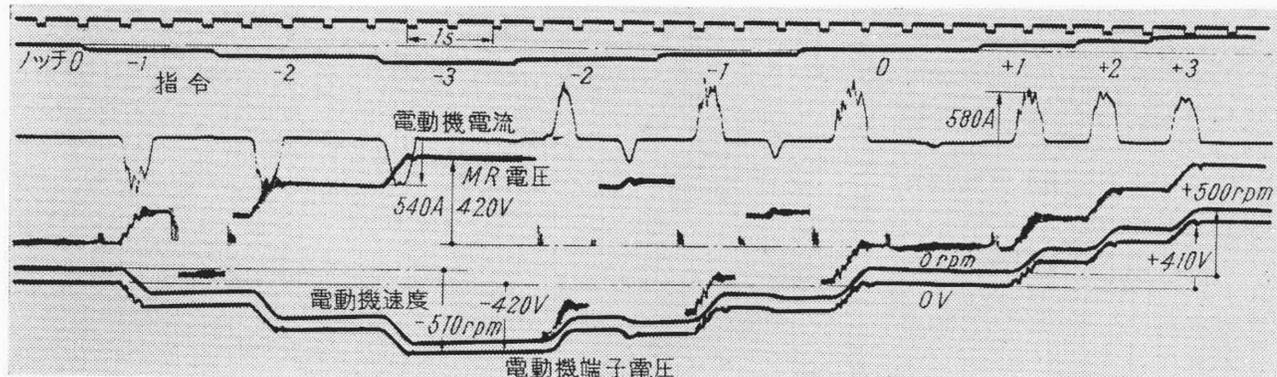
第16図 切換検出器 (CO Det) の検出不感帯と検出信号の関係



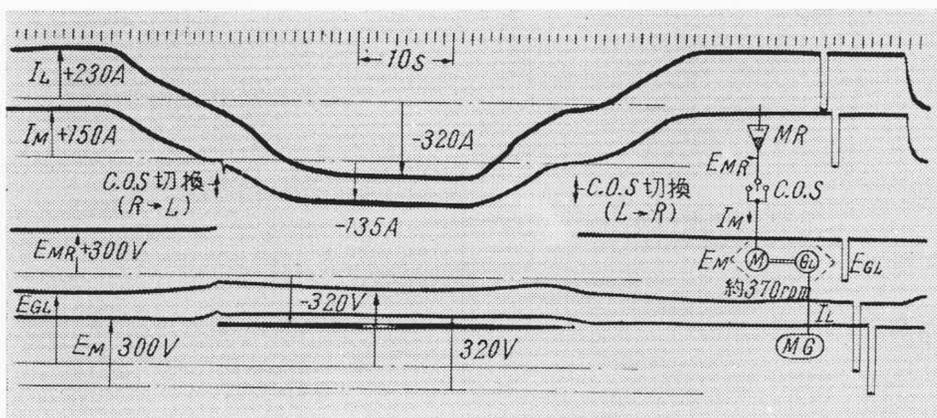
第17図 RL 切換時の動作説明図



(a) 正逆転制御



(b) ノッチ運転制御



(c) 負荷トルク変化

第18図 実験結果オシログラム

にすれば、負の不感帯を与えることも可能である。この場合は開放領域が消滅し、第16図(c)に示すような検出信号が得られるものとなる。理想的には、 $\epsilon > 0$ と $\epsilon < 0$ の検出線が一致し開放領域のない状態、すなわち第16図(b)と(c)の中間が最良調整である。

さて前述の第15図に示した仮想循環電流に関する考察と、上記の検出不感帯についての考察を合わせて、切換操作時の現象を考えるに、理想的な検出不感帯としておいても一般に、切換検出信号を得てから切換操作が終わるまでには若干の時間を要するもので、この間の完全開放状態も含まれてくる。これはほぼ第16図

(b)の調整状態と考えておけばよい。また一般に負荷トルクは回転数が増大するほど正方向に増すものであるからRL切換時の総合動作は第17図のようになるものと考えられる。図において矢印のような経路を通してRLの切り換えが行なわれる。図から突入電流を適度に押えるためには、 $\epsilon > 0$ と $\epsilon < 0$ の検出線がなるべく接近していること、R側とL側の電圧に多少の断層を許すとともにMRの電圧変動率を大きくしておくことなどであることがわかる。もちろん後者は制御性能上歓迎すべき方法ではないので適当な限度がある。

以上述べたような諸配慮によって切換操作は一応円滑に進むわけであるが、切り換えが必要でありかつそれには若干の時間を要するという根本問題はなお残る事からであるから、負荷の性質に対する慎重な検討が必要である。

6. 総合実験結果

第18図(a)は正逆転の場合のオシログラムである。指令変化から切り換え完了まで若干の時間を要するが、切り換え完了後の加速はイルグナ方式などではみられないような良好な直線加速性を示しており、約1.6秒で ± 500 rpmの加速を行なっている。実験に用いた電動機はトルクに比べ、慣性が比較的大きく、定格電流375Aで ± 500 rpmの加速を行なうには約2.2秒、160%加速電流(600A)の場合の理想加速時間は約1.37秒である。

第18図(b)はノッチ運転の場合のオシログラムである。同一回転方向において若干の減速を行なう場合、減速のためのCOS反転と減速完了後ふたたびCOSがもとの極性に戻る状態がみられる。これから正負どのノッチ間の指令変化に対しても、必要に応じた切換動作が自動的に進み、イルグナ方式の場合などとはほぼ同様の自由

な運転操作の可能なことが明らかである。

第 18 図 (c) は負荷トルクの反転した場合の切換動作を示すオンプログラムである。負荷に応じて必要な方向のコンタクタが選ばれ、円滑に切り換えられていることがわかる。

以上の実験に用いた電動機は定格 400V, 150 kW, MR は 440V, 200 kW であるが、チェンジオーバスイッチには定格 7,000 A の製品を用いた。そのほか制御装置各部はこのままで数千 kW の大容量機に適用できる能力をもっている。

7. 結 言

水銀整流器単基とチェンジオーバスイッチを用いた可逆運転の可能な静止レオナード設備の制御方式を確立した。問題点は、整流、インバータの全範囲をカバーしうる広角度自動移相器、チェンジオーバスイッチの切換条件検出器、円滑な切り換えを行なうために制御装置各部に加えられた種々の配慮くふうの 3 項がおもなものであ

る。これらに対してそれぞれ斬新な考察、検討を加えることにより所期の目的を達成することができた。本制御方式は正逆転、正負負荷トルクなどに対し従来のイルグナあるいはワードレオナード方式とほぼ同様の自由な運転操作が可能であり、そのうえ静止レオナードとして諸長所を兼ね備えた画期的な制御方式であり、今後あらゆる方面への適用が期待される。

参 考 文 献

- (1) Friedrich Hölters: AEG-Mit. 44, S 364 (1954-9/10)
Ernst Golde: AEG-Mit. 48, S 642 (1958-11/12)
Johannes Förster: AEG-Mit. 48, S 629 (1958-11/12)
- (2) 小野田, 守田, 西: 日立評論 別冊 32, 58 (昭 34)
- (3) 特許出願中
- (4) 特許第 250442 号
- (5) 実用新案第 502845 号
- (6) 特許出願中



特 許 の 紹 介



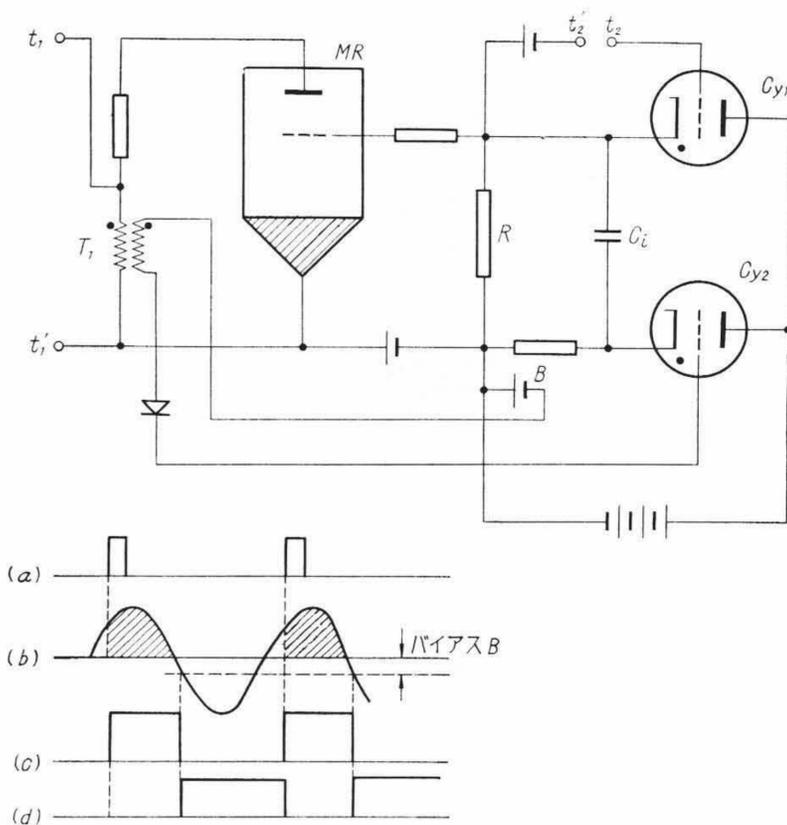
特許第 284694 号

北之園英博

水 銀 整 流 器 制 御 装 置

この発明は MR の点弧制御を確実にするために、格子に十分なパルス幅の制御電圧を与えようとするもので、二つのサイラトロンを用いてパルス幅の広い制御電圧を発生させている。

図はその一例を示している。今端子 t_1, t_1' に波形図 (b) のような交流電圧を印加した状態で端子 t_2, t_2' に波形図 (a) のような移相パルスを与えると第 1 サイラトロン C_{y1} は ON し抵抗 R に電圧降下が現われる。抵抗 R の電圧降下は MR の格子を正にし MR を点弧する。一方、第 2 サイラトロン C_{y2} は変圧器 T_1 に整流器を通して接続されているので、交流電圧の負の半波のときにその大きさがバイアス電源 B と等しくなって ON する。第 2 サイラトロン C_{y2} が ON すると転流コンデンサ C_i の作用で第 1 サイラトロン C_{y1} は OFF する。したがって抵抗 R の電圧降下すなわち MR の格子電圧は、波形図 (c) のように幅が広いパルスとなる。MR は第 1 サイラトロンが OFF すると、電源電圧が零になったときまたは誘導負荷のときはこれより一定時間後消弧する。次に、再び入力パルスによって第 1 サイラトロン C_{y1} が ON すると MR も点弧し、他方第 2 サイラトロン C_{y2} は転流コンデンサ C_i により OFF される。そこで第 2 サイラトロン C_{y2} の出力波形は (d) のようになる。(渡辺)



訂 正

本誌第 44 卷第 8 号掲載論文「最近の火力発電所蒸気条件の傾向」に誤りがありましたので、下記のように訂正いたします。

記

訂正箇所	誤	正
1146 頁 第 7 図 縦軸説明	kW 当り建設費増額分 (億円)	kW 当り建設費増額分 (千円)