U. D. C. 621.313.2-581 : 621.316.718.1 : 621.374.3

大形圧延機用界磁切換式可逆静止レオナード制御の研究

A Study of Field Switching Type Reversible Static Leonard Control for Large Scale Steel Mills

小　西　　務*
Tsutomu Konishi

要　　旨

界磁切換制御は電機子切換制御に比べ経済的に有利であるが，切換時間が長いため今まであまり用いられなかった。最近，高速度，高利得のトランジスタ演算増幅器が制御用に広く用いられ，また直流電動機の積層鉄心技術などにより界磁遅れが非常に小さくできるようになってきたので，界磁切換時間が大幅に短縮できることに着眼し，新しい界磁切換制御方式を開発した。ここに，装置の動作原理，構成，特長および実験結果について取りまとめ報告する。

1. 緒　　言

圧延機駆動用電気設備としての水銀整流器静止レオナード制御の初期(1940年ころ)から1960年ころまでは，電機子単基切換制御が主流であった[(1)(2)]。そのおもな理由は，二組の水銀整流器の交差接続による電機子切換制御に比較して水銀整流器が一組ですみ，変圧器巻線が一組でよいなど経済的であり，切換時間(200～300 ms)も十分要求を満たせること，および界磁切換制御に比べて切換時間が短く，制御回路が一組ですむので経済的であることなどであった。そのため，分塊圧延機，厚板圧延機をはじめ逆転式冷間鋼帯圧延機にも使用された例がある。ただし，鋼帯圧延機など高い性能の要求される装置には普通，交差接続が用いられた。

したがって，界磁切換制御は制御装置(磁気増幅器，回転増幅器など)および直流電動機の界磁束の遅れに基づく切換時間が長いことが主たる理由で，交差接続に比較して経済的に有利であることが明りょうであるにかかわらずたいして使用されていなかった。その後，圧延機運転上，より高い性能の向上が要求されるにつれ，切換器に問題をもつ単基切換制御から，特に切換えが円滑な電機子交差接続方式に移行した[(3)(4)]。

近年，サイリスタ静止レオナード制御の時代にはいって，交差接続方式のほかに逆並列接続方式が採用されるようになり[(5)～(7)]，単基切換制御は切換ひん度が小さく，切換時間が問題とならないテーブル・ローラなど補機に用いられる程度になっている。ところが，交差接続方式または逆並列接続方式による電機子切換制御は経済的に不利であるという静止レオナード制御の初期の問題点をそのまま宿している。この点，界磁切換制御は有利であることは明らかであるが，界磁切換時の死時間が問題の中心となる[(8)]。

最近，トランジスタ演算増幅器が電動力応用の制御素子として広く用いられるようになり[(5)～(7)]，またラミネート構造の直流電動機の設計技術が進むにつれ，切換死時間の大幅の短縮が期待できるようになり，そのため分塊圧延機，厚板圧延機のみならず，逆転式鋼帯圧延機などにも広い応用の見通しが得られるようになってきた。

そこで，われわれはいち早くサイリスタ静止レオナード界磁切換制御の研究を行ない，界磁弱め制御を含んだ新しい制御方式を開発，確立した。この新方式の特長を明らかにし，界磁切換制御に関する理論的考察および150 kW直流電動機を用いて行なった実験結果について，とりまとめ報告する。

* 日立製作所日立研究所 工学博士

2. 界磁切換制御の原理

一般に，電動機トルク τ_M (Nm) は次式のように表わされる。

$$\tau_M = K_1 \phi I_A \quad \cdots\cdots (1)$$

ここに，　K_1＝機械により定まる定数
　　ϕ＝毎極当たりの磁束　(W_b)
　　I_A＝電　機　子　電　流　(A)

したがって，可逆運転をしようとする場合には電機子電流 I_A を切り換えるか，界磁束 ϕ，すなわち界磁電流を切り換えればよい。電機子電流を切り換える方法については，今まで何度か報告してきたが[(5)～(7)]，ここでは界磁を切り換える方法について述べる。これら電機子切換制御と界磁切換制御には，それぞれサイリスタ変換器単基による方法と，逆並列接続による方法とがある。これらは，特に切換時間に相違があり，おのおのを比較すると表1のようになる。

2.1 界磁弱め制御

界磁切換制御は界磁弱め制御を併用することにより一環したものとなる。電動機速度 N (rps) の定常値は次式で表わされる。

表1　可　逆　制　御　の　方　式　の　比　較

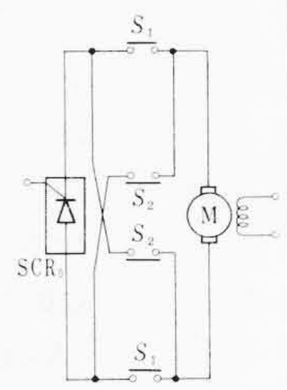
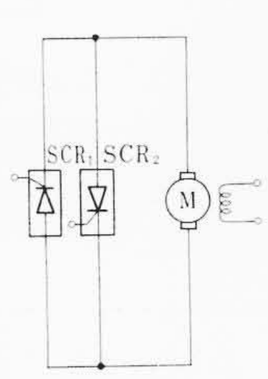
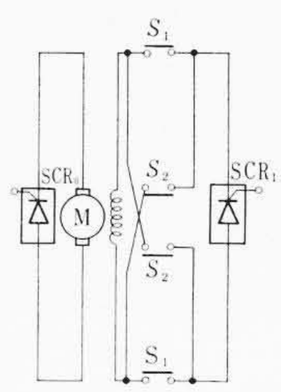
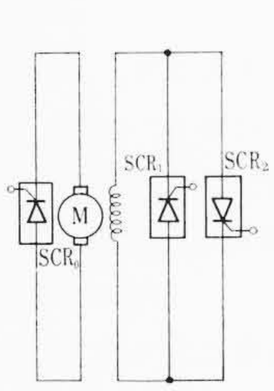
制御方式	電機子切換制御		界磁切換制御	
	単基切換制御	逆並列切換制御	単基切換制御	逆並列切換制御
回路構成				
切換時間(秒)	0.1～0.3	0～0.05	1～2	0.2～0.6
変換器容量比	1	2	1.1～1.3	1.2～1.6
制御回路比	1	2	2	3
応用例	◦ 熱間粗圧延機用たてロール ◦ 各種テーブルの電動機	◦ 分塊圧延機の主，圧下，たてロール・テーブルの各電動機 ◦ 熱間仕上および冷間圧延機の圧下，リール・テーブルの各電動機	◦ 冷間圧延機の主，リールの各電動機	◦ 熱間粗圧延機の主，たてロールの各電動機

表2 急速加減速の特性式

時刻	0	t_0	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8	t_9
I_A	I_A	I_0	0	I_A	I_A	I_A	I_A	0	I_A	I_A	
E_M	$\frac{E_{M0}}{t_0}t$	E_{M0}	E_{M0}	$-E_{M0}$	$\frac{E_{M0}}{t_0}(t-t_4)$	$\frac{E_{M0}}{t_0}(t-t_4)$	E_{M0}	E_{M0}	$-E_{M0}$	$\frac{E_{M0}}{t_0}(t-t_9)$	
E_0	$\frac{E_{M0}}{t_0}t+I_AR_A$	$E_{M0}+I_AR_A$	E_{M0}	$-E_{M0}+I_AR_A$	$\frac{E_{M0}}{t_0}(t-t_4)+I_AR_A$	$\frac{E_{M0}}{t_0}(t-t_4)+I_AR_A$	$E_{M0}+I_AR_A$	E_{M0}	$-E_{M0}+I_AR_A$	$\frac{E_{M0}}{t_0}(t-t_4)+I_AR_A$	
ϕ	ϕ_m	$\frac{\phi_m}{\sqrt{2\frac{t}{t_0}-1}}$	ϕ_0	$\frac{-\phi_m}{\sqrt{2\frac{t_4-t}{t_0}-1}}$	$-\phi_m$	$-\phi_m$	$\frac{-\phi_m}{\sqrt{2\frac{t-t_4}{t_0}-1}}$	$-\phi_0$	$\frac{\phi_m}{\sqrt{2\frac{t_9-t}{t_0}-1}}$	ϕ_m	
N	$\frac{N_0}{t_0}t$	$N_0\sqrt{2\frac{t}{t_0}-1}$	N_m	$N_0\sqrt{2\frac{t_4-t}{t_0}-1}$	$\frac{N_0}{t_0}(t_4-t)$	$\frac{N_0}{t_0}(t_4-t)$	$-N_0\sqrt{2\frac{t-t_4}{t_0}-1}$	$-N_m$	$-N_0\sqrt{2\frac{t_9-t}{t_0}-1}$	$\frac{N_0}{t_0}(t-t_9)$	

(注)　$t_0=t_4-t_3=t_5-t_4=t_9-t_8=\frac{Ⓗ N_0}{K\phi_m I_A}$　　$t_1-t_0=t_3-t_2=t_6-t_5=t_8-t_7=\frac{1}{2}\left[\left(\frac{N_m}{N_0}\right)^2-1\right]t_0$

$t_1=t_4-t_2=t_6-t_4=t_9-t_7=\frac{1}{2}\left[\left(\frac{N_m}{N_0}\right)^2+1\right]t_0$

$$\begin{cases}\phi_m=\frac{E_{M0}}{KN_0}\\ \phi_0=\frac{E_{M0}}{KN_m}\end{cases}$$

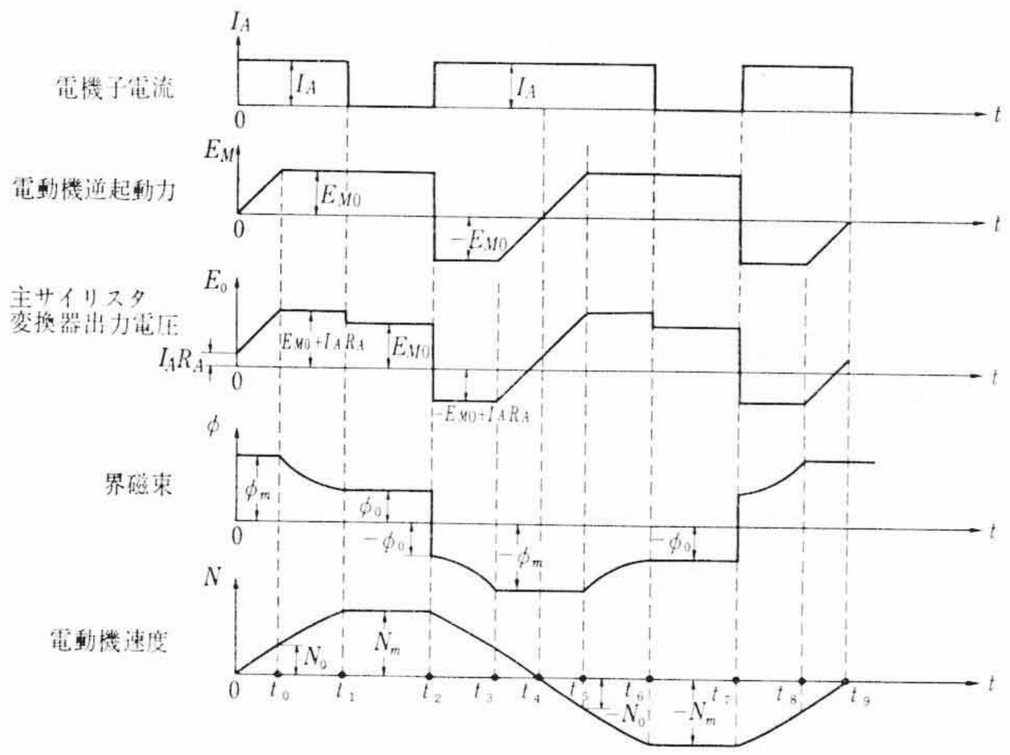


図1　界磁切換制御の急速加速動作波形

$$N=\frac{E_M-I_AR_A}{K_2\phi}\quad\cdots\cdots(2)$$

ここに，　E_M＝電動機端子電圧　(V)

I_AR_A＝電機子降下　(V)

K_2＝機械により定まる定数

ϕ＝毎極当たりの磁束　(W_b)

上式より，界磁弱めにより電動機速度が大となることがわかる。この場合，たとえば分塊圧延機駆動用電動機では，基準速度（定格端子電圧，定格界磁電流）N_0 に対し界磁弱め制御による最大速度（定格端子電圧，最小界磁電流）N_m が

$$N_m=(2.0\sim2.5)N_0\quad\cdots\cdots(3)$$

程度にとられる。

さて，界磁弱め制御を含む界磁切換制御において，加減速，逆転，速度変更を最短時間に行なう場合の電動機の運転動作について述べる。界磁弱めにより基準速度の2倍の速度まで加速，逆転，停止する場合の電圧制御および界磁制御の理想的な動作波形を示すと図1のようになる。表2はその特性式である。

加速期間では，まず基準速度 N_0 までは電圧制御により直線加速する。基本速度 N_0 と最大速度 N_m の間では電動機電圧 E_M が一定でかつ，電機子電流が一定で界磁弱め制御を行なう。したがって，界磁束と電動機速度は直線変化でなく，図示したような関数変化と

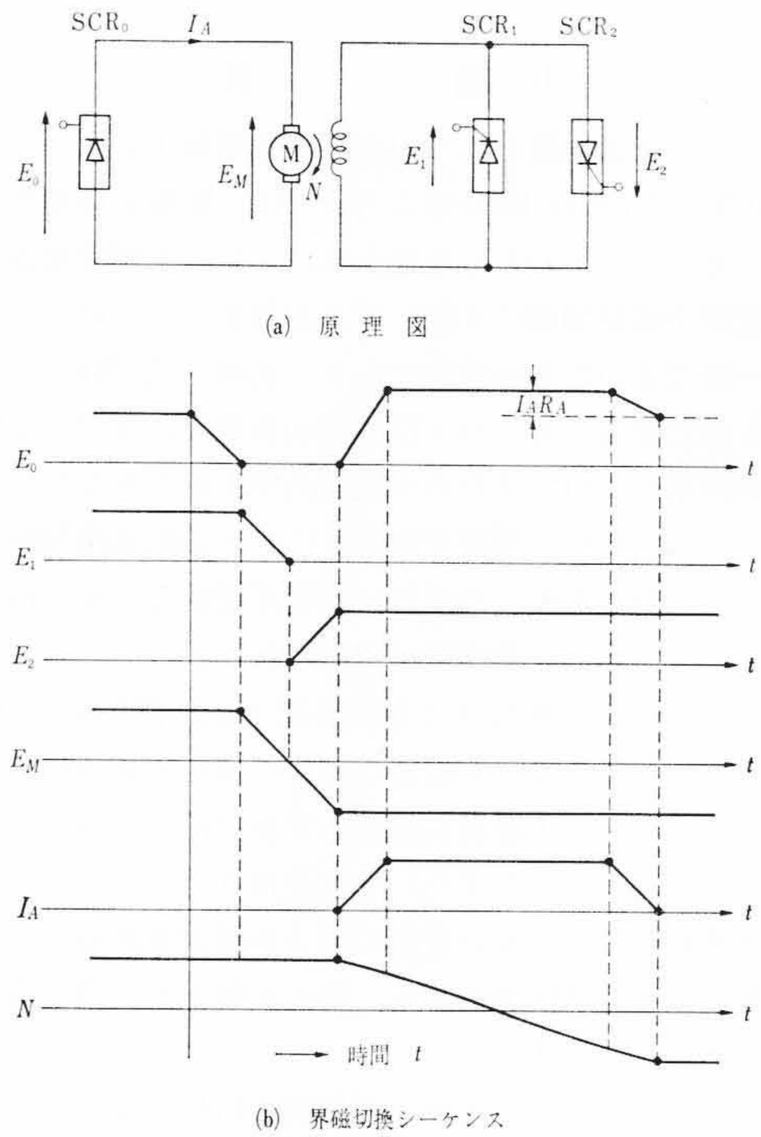


図2　界磁切換制御の原理図

なる。

逆転期間のうち減速期間 ($N\geqq0$) では，まず界磁束が逆の最小値 $-\phi_0$ に切り換えられる。これとともに，電動機電圧は逆の値 $-E_{M0}$ になる。電機子電流の方向は変わらないから，結局電動機はジェネレータリング動作をし，界磁強めに応じ電動機の機械的エネルギーは主回路サイリスタ変換器を通して電源に逆変換される。N_m と N_0 の間の界磁束および電動機速度の曲線は，前述の加速の場合の $0\leqq t<t_0$ の期間の曲線を逆時間にたどったものと同一である。$N_0\geqq N\geqq0$ の期間では電圧制御による直線減速である。次いで，加速期間 ($N<0$) にはいるが，これは前述の起動後の加速の場合と同様であるので説明を省略する。

停止期間は，逆転時の減速期間と動作が同じであるので説明を省略する。

2.2 界磁切換制御

ここでは，図2(a)に示すような逆並列サイリスタ変換器による界磁切換制御の切換シーケンスについて検討する。いま，電動機が一定速度で正転しているとする。すなわち，サイリスタ変換器 SCR_1 の電圧 E_1 により一定界磁電流を流し，主回路は SCR_0 の電圧 E_0 により，電動機電圧 E_M，速度 N で運転されているとする。この

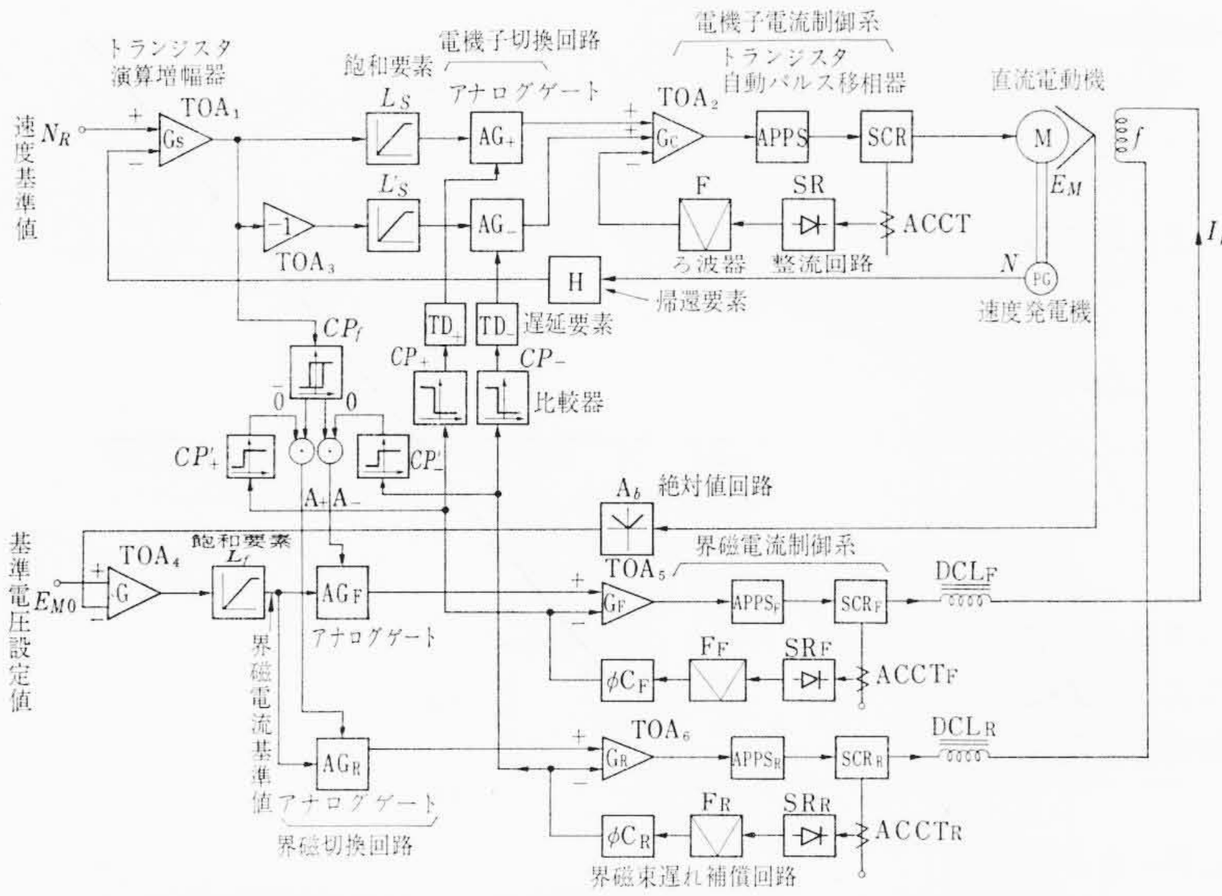


図3　界磁切換制御装置の構成図

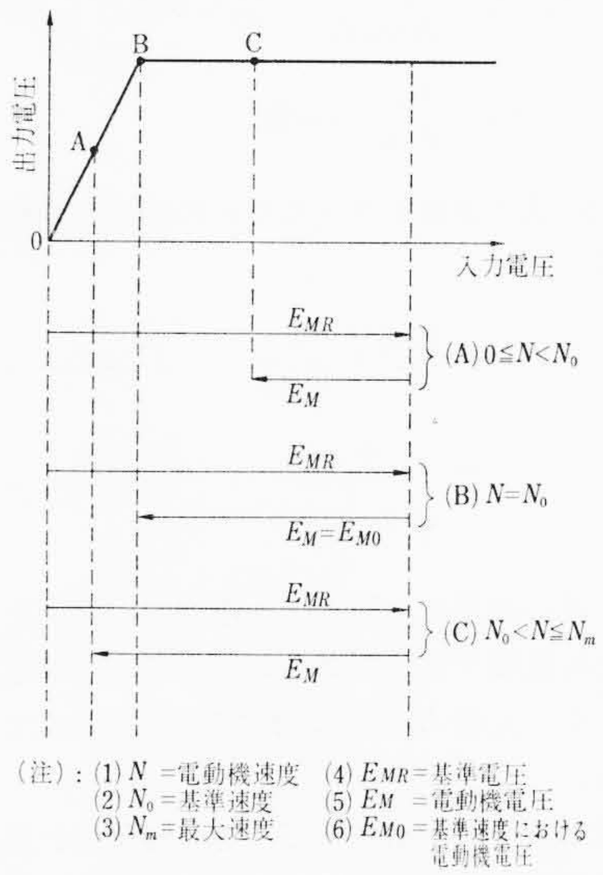


図4　飽和要素の動作点

状態から逆変換運転するための界磁切換シーケンスは次の順序で行なわなければならない。

（1）　速度偏差が負になったことを検出し，まず $E_0=0$ とする。この場合，E_1 が存在するので，E_M が発生している。しかし，$I_A=0$ であるので電動機速度はほぼ切換前の値に保持される。

（2）　界磁を切り換えるためサイリスタの動作を $SCR_1 \rightarrow SCR_2$ に切り換える。すなわち，$E_1=0$, $E_2=E_2$。これに応じ，電動機電圧の極性は反転する。ただし，$E_0=0$ であるので $I_A=0$。したがって，電動機速度 N はほぼ一定値を保つ。

（3）　SCR_0 の運転を再開し，E_0 を発生する。この値は切換前の値より電機子降下 $I_A \cdot R_A$ 分だけ大きくなる。これにより，電機子電流 I_A が流れるので電動機は減速を開始し，逆転して負の所定の値に落ち着く。このとき，電機子電流はゼロ（無負荷状態を仮定）となる。したがって，E_0 は切換前の値となる。

以上，基準速度以下の場合について界磁切換シーケンス動作の概要を説明したが，その動作シーケンスを示すと同図（b）のようになる。界磁弱め制御が加わっても，界磁切換シーケンスの動作には本質的に変わりはない。

3.　制御装置の構成および動作

前節の動作原理を具現する制御装置はいろいろ考えられるが，後述するように今までにない特長を有する新方式の制御装置を開発した。その概要を図3に示す。同図は，界磁弱め制御を含む一環した界磁切換制御方式をとり，速度基準値の与え方は階段状でもランプ状でもよく，分塊圧延機のみならず熱間仕上圧延機，冷間圧延機にも使用できる広い応用を包含するよう考慮されている。同図について動作を図1の動作波形に基づき説明する。

（1）　加　速　期　間

速度基準値が与えられる前は基準電圧設定値が与えられていて，正方向の界磁電流が流れているとする。すなわち，電動機速度 $N=0$ であるので，電動機電圧 $E_M=0$ である。

したがって，トランジスタ演算増幅器 TOA_4 から出る偏差出力は大きい。これは，次段の飽和要素 L_f により飽和して一定値となり，界磁電流基準値となる。アナログゲート AG_F が開いているとするとこれが TOA_5 に与えられる。一方，界磁電流は正側サイリスタ変換器 SCR_F の交流側より変流器 $ACCT_F$ により検出され，整流回路 SF_F，ろ波器 F_F，界磁束遅れ補償回路 ϕC_F を経て帰還されている。したがって，界磁電流は一定の定格値に制御される。

いま，最大速度 N_m に応じた速度基準値が階段状に与えられたとする。速度発電機出力は帰還回路 H を通して帰還されているが，最初その値がゼロであるので，TOA_1 出力は大である。これが L_s で飽和して一定値となり，アナログゲート AG_+ を通り TOA_2 に与えられる。TOA_2 以後のマイナループは電機子電流に関し電流制御系を形成しているので，電動機電流が一定値 I_A に制御される。そのため電動機は直線加速する。それに応じ電動機電圧 E_M は増加する。したがって，飽和要素 L_f の動作点は図4（A）のようになるが，飽和要素出力は一定値に保たれる。

速度が大となり基準速度となるとき，L_f の動作点が図4（B）のように飽和領域と線形領域の境界値になるように，基準電圧設定値，電動機電圧帰還値，TOA_4 の利得などがあらかじめ定められている。これまでは，基準電圧制御系はあたかも開回路動作をしている。

電動機速度が基準速度以上になると，飽和要素 L_f の動作点は図4（C）に示すように線形領域にはいる。すなわち，基準電圧制御系が閉回路動作をする。電機子電流は基準電圧制御系とは独立に動作する電流制御系により一定値 I_A に保たれ，同時に基準電圧制御系が動作して電動機電圧が一定に保たれようとする。すなわち，電動機の速度上昇により，電動機電圧 E_M が増加しようとするが，基準電圧制御系が動作して，E_M が一定値 E_{M0} を保持するように界磁電流，すなわち界磁束を減少させる。したがって，電動機の加速度は基準速度以下の一定値より時間とともに減少する。その模様は，次の微分方程式を満足している。

$$\frac{dN(t)}{dt}=K_0\frac{1}{N(t)} \quad \cdots\cdots(4)$$

ここに，t=時間

$$K_0=\frac{E_{M0}I_A}{J}=\text{一定}, \quad (J=\text{電動機軸の慣性能率})$$

初期条件：　$t=0$ のとき $N=N_0$

上式を解くと次の結果が得られる。

$$N(t)=N_0\sqrt{2\frac{t}{t_0}+1} \quad \cdots\cdots(5)$$

ここに，$t_0=\dfrac{JN_0}{K\phi_m I_A}$，〔$t_0=(0\leqq N\leqq N_0)$ における加速時間〕

$$\phi_m=\frac{E_{M0}}{KN_0}=一定$$

(5)式の速度を与えるための界磁束変化は，次式により求められる。

$$\phi(t)=\frac{E_{M0}}{K}\cdot\frac{1}{N(t)} \quad \cdots\cdots(6)$$

$$=\frac{\phi_m}{\sqrt{2\dfrac{t}{t_0}+1}} \quad \cdots\cdots(7)$$

上式の結果は，図1の加速期間の波形を与えるものである。すなわち電機子電流制御と並行して，基準電圧制御系により電動機電圧を一定値 E_{M0} に制御すると，理想的な界磁弱め制御が実現される。

電動機速度が増加して，その帰還量が速度基準値近傍になると速度偏差が減少し，飽和要素 L_s の動作点が飽和領域から線形領域に移行して，速度制御系が閉回路動作をする。

そのため電機子電流基準値が小となり，必要な電機子電流を供給する状態に速度制御系が落ち着く。すなわち，速度基準値に応じた電動機速度に制御される。

(2) 逆　転　期　間

前述の最後の状態から，速度基準値が階段状に $-N_m$ の速度に応じた値に変化した場合を考える。速度偏差，すなわち，TOA_1 の出力が負となるので，L_s および AG_+ の出力はゼロとなる。したがって，主回路サイリスタ変換器の出力電圧はゼロとなり，電機子電流は急速に減少しゼロとなる。

同時に，比較器 CP_1 の肯定出力 $0=0$，否定出力 $\bar{0}=1$ となる。この信号により界磁回路のサイリスタ変換器を切り換えるのであるが，サイリスタ変換器が逆並列接続されていて，直流リアクタが小形であるので，多少のくふうを要する。CP_f の出力 $0=0$ によりアナログゲート AG_F が閉じ順方向界磁電流は急減する。この間，比較器 CP'_+ の出力はゼロであるので AND 要素 A_+ の出力はゼロで，アナログゲート AG_R は閉じている。順方向界磁電流が断続しはじめるような小さい値になると，比較器 CP'_+ がこれを検出し出力を出す。すると A_+ および AG_R のゲートが開かれ，逆側サイリスタ変換器 SCR_R が動作して界磁電流を反転させる。この界磁電流の変化に対し界磁束の変化は遅れる傾向をもつ。したがって，界磁電流が反転したことを比較器 CP_- で検出し，瞬時にアナログゲート AG_- を開いたのでは電動機が正トルクを発生してしまう。そのため，界磁束遅れに応じた時間を遅延要素 TD_- で遅らせて AG_- を開く。ここで初めて逆変換動作を始める。したがって，電動機は減速する。

速度が減少するにつれて，電動機電圧 E_M を一定値 E_{M0} に保持するように界磁が強められ，基準速度以下の速度範囲になると，TOA_4 出力は一定値以上になり，L_f の動作点が飽和領域にはいり，一定界磁電流制御のもとに電圧制御により電動機が直線減速する。この模様は前述の(1)の場合を時間的に逆にたどった動作にほぼ等しい。電動機が減速し，速度がゼロとなったのち，反転して加速する様子は加速期間と同様であるので説明を省略する。

4. 新制御方式の特長

(1) 速度偏差が大きいときは電流制御系が独立して動作し，一定の電機子電流に制御される。界磁弱め制御の期間では基準電圧制御系が独立して動作し，一定の電動機電圧が得られる。したがって，界磁制御回路に関数発生器を使用しなくても理論的な最短時間動作に必要な所望の界磁電流および回転数が得られる。

(2) 速度指令は定常的に，また過渡的に任意の値に設定できる。たとえば，階段状，ランプ状，ホールドなど。したがって，分塊圧延機，熱間および冷間圧延機など広い応用に適用できる。

(3) 電圧制御と界磁制御相互の動作の移行は円滑に行なわれる。したがって，基準速度近傍で運転しているときの外乱による速度変動に基づく移行動作に，死時間を生ずるようなことがない。

(4) 界磁制御用サイリスタ変換回路に接続する2個の直流リアクタは，電流検出切換動作の採用のため，過電流遮断の保護協調に必要な最小容量でよい。

(5) 基準速度以内の運転時には界磁が定電流制御されているので，界磁回路の外乱によるトルク変動がほとんどない。

(6) 電流制御系をマイナループにもつので，サイリスタ容量の利用率がよい。

(7) 電機子切換回路および界磁切換回路にはすべて無接点制御素子を用いているので，切換時間，切換ひん度，信頼性，保守の点で有利である。

(8) 演算増幅器，切換論理素子，アナログゲートなど制御素子にはすべて半導体製品を使用していて，集積回路 (I.C.) 化が可能である。

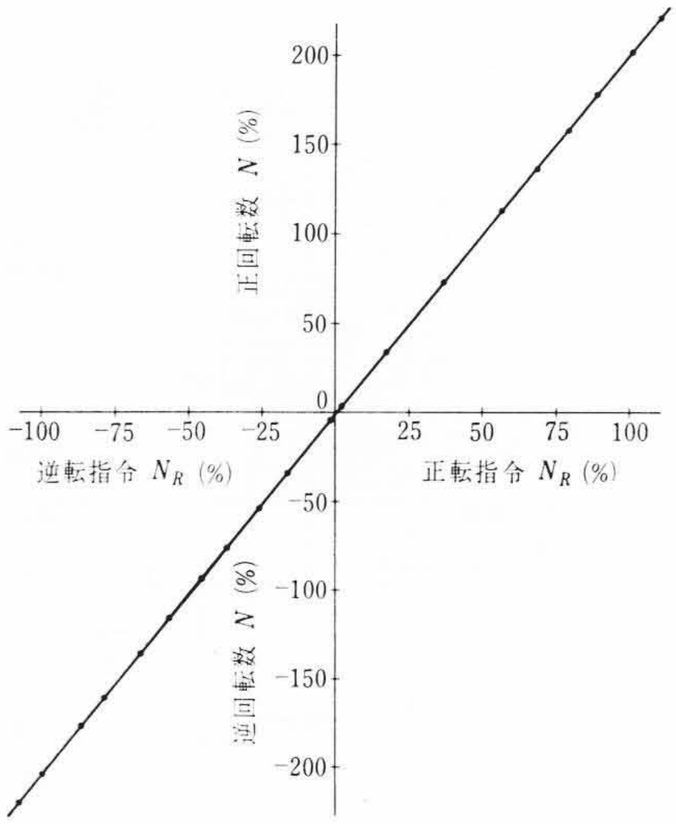


図5　速度指令と電動機速度の関係

5. 実　験　結　果

5.1 定　常　特　性

(1) 速度基準値と電動機速度の関係

速度基準値に対する電動機速度の実験結果を図5に示す。電動機の速度調整範囲は2～220% で，速度基準値と電動機速度の関係は非常によい線形関係にあることがわかる。

(2) 電動機速度と電動機電圧および界磁電流の関係

実験結果を図6に示す。この結果，基準速度 ±230 rpm において，電動機電圧と界磁電流の切換えが円滑であることがわかる。

(3) 負　荷　特　性

電機子電流と電動機速度の関係を図7に示す。

5.2 過　渡　特　性

基準速度の約2倍の電動機速度に応じた速度指令を，正転→逆転→停止の順に与えたときの応答のオシログラムを図8に示す。この

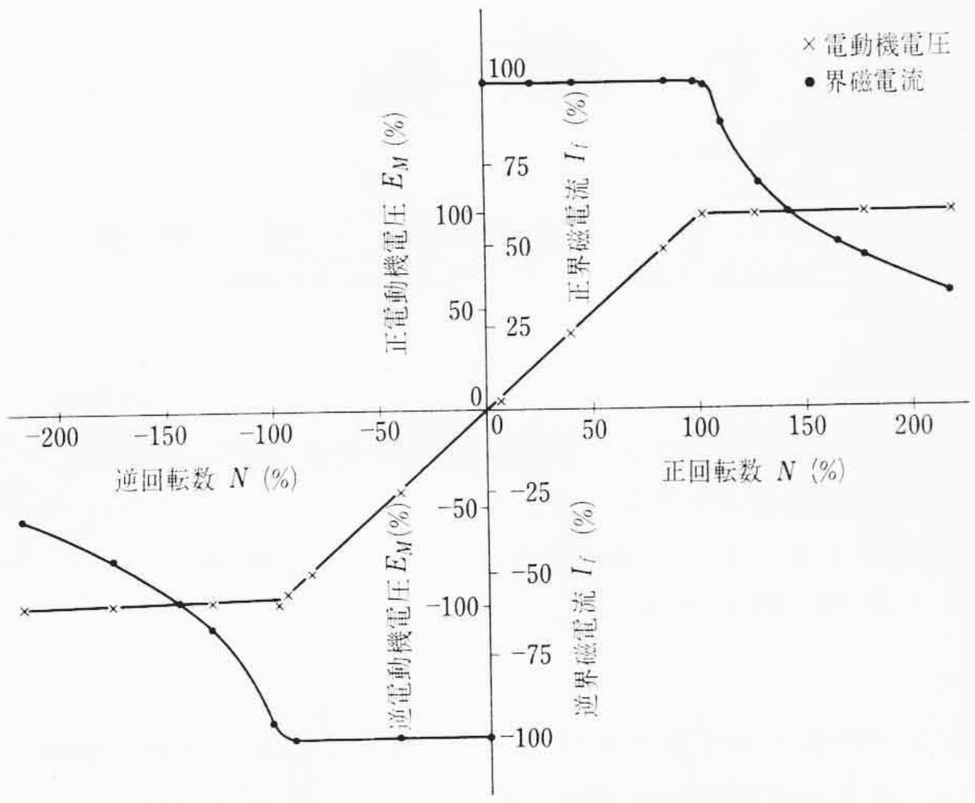


図6　回転数対電動機電圧，界磁電流特性

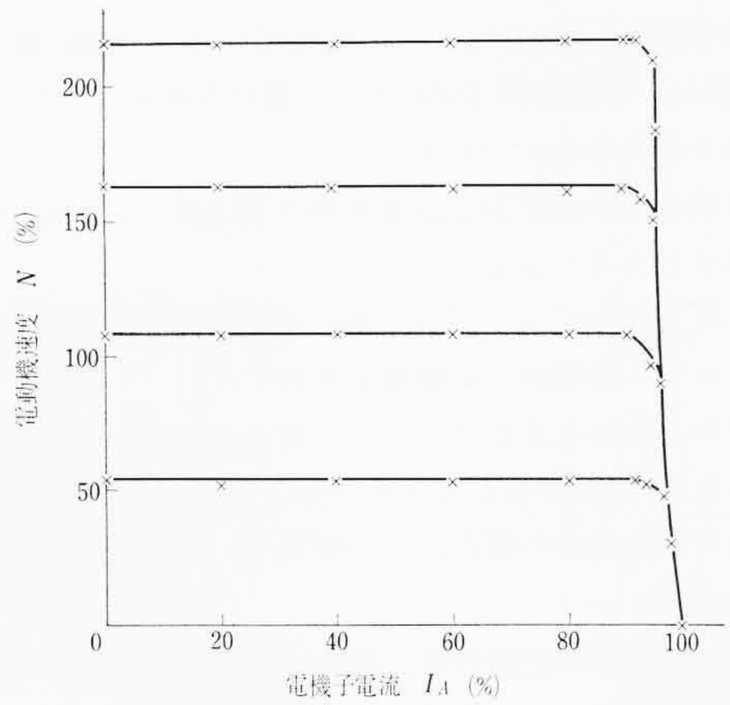


図7　負　荷　特　性

結果，ほぼ動作原理どおりの各部の波形が得られている。オシログラムから明らかなように，界磁電流の応答をよくするため，約11倍のフォーシングをかけている。界磁電流のオーバーシュートは界磁束の遅れを補償するためのもので，その効果は電動機電圧の波形に現われている。

6. 結　　言

界磁切換制御は，従来制御装置，直流電動機界磁などの応答が問題で切換時間が長く，電機子切換制御に対し経済的に相当有利であるにもかかわらず，あまり使用されていなかった。また，界磁弱め制御は関数発生器を用いたシーケンス制御方式が主流をなしていたが，これもワードレオナード制御に用いられたもので，電圧制御と界磁制御の移行時の負荷変化に対する問題，理論的短時間加速に対する誤差による遅れの問題などがあった。

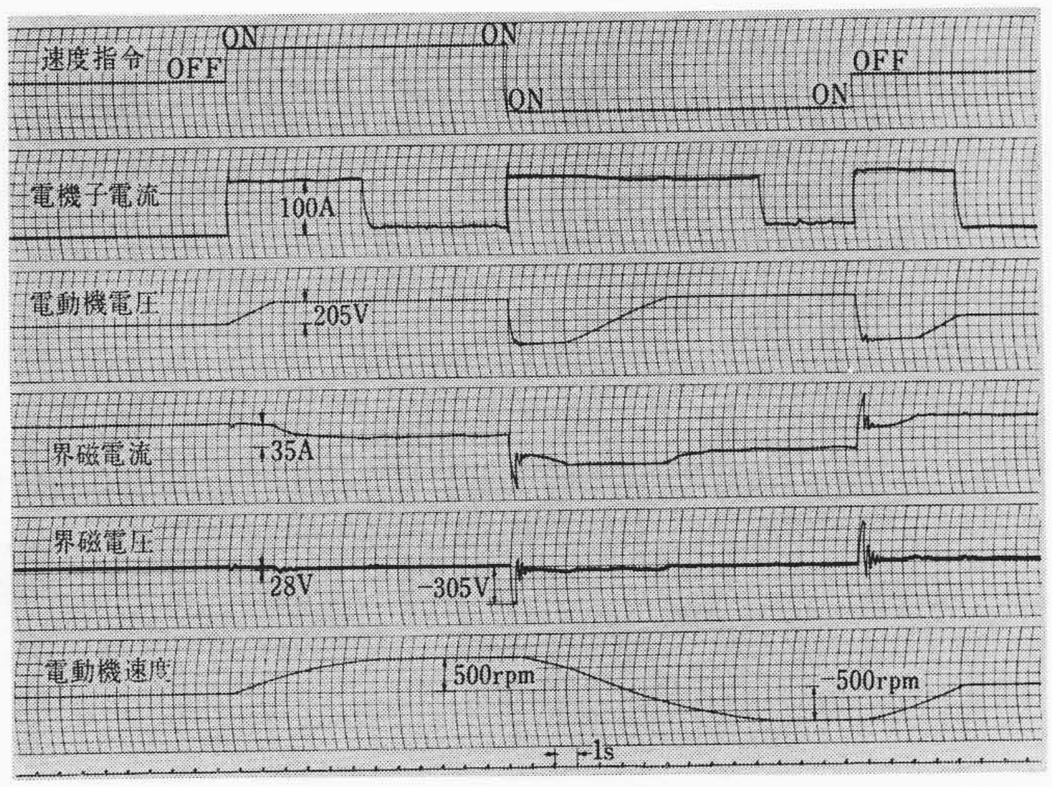


図8　階段状速度指令に対する応答

以上の問題を総合的に解決するため，トランジスタ演算増幅器を用いた界磁切換静止レオナード制御の新方式を開発した。この方式は，従来の問題点を解決するとともに，いくつかの長所をもつことを明らかにした。

150 kW 直流電動機（ソリッド構造）を用いた実験結果では，速度調整範囲は2～220% で，界磁弱めの切換動作は正常であり，全負荷領域までの速度変動率は1% 以内であり，正常な定常特性が得られた。また，階段状速度指令に対し，基本速度以下の電圧制御および基本速度以上の界磁弱め制御の過渡応答は正常で，ほぼ期待どおりの速度特性が得られた。

なお，本研究の一環として正逆切換に基づく電動機の遅れ回転角について，理論的ならびに実験的に検討したが，これに関しては別の機会に取りまとめ報告する。

本研究成果は株式会社神戸製鋼所納 2,250 kW 熱間厚板圧延機に適用され，本邦最初の界磁切換サイリスタ静止レオナード制御装置に活用されている。

参　考　文　献

(1) F. Holter: A. E. G. Mit. **44**, 364 (1954-9/10)
(2) 前川: 日立評論 **44**, 1460 (昭 37-9)
(3) A. P. Baines: English Electrical J. **18**, 24 (1963-7/8)
(4) O. M. Clans Schendel & the others: Siemens Z. **34**, 653 (1960-10)
(5) 小西: 日立評論 **48**, 681 (昭 41-6)
(6) 小西: 日立評論 **49**, 425 (昭 42-4)
(7) 小西: 日立評論 **49**, 609 (昭 42-6)
(8) H. Schellenberg: B. B. Rev. **51**, 424 (1964-7)