UDC 621.313.13.076.6:621.314.63.07

サイリスタ式無整流子電動機とその制御

Commutatorless Motor with Thyristor and its Control

難波泰明* 山本博祥** 塚原孝***
Yasuaki Nanba Hiroyoshi Yamamoto Takashi Tsukahara

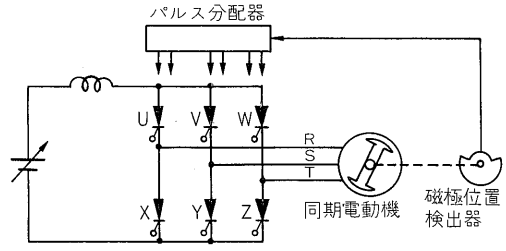
I. まえがき

サイリスタ式無整流子電動機（以下サイリスタモータと呼ぶ）は同期電動機の電機子巻線に直流電動機の整流子に相当するサイリスタ整流器を設け，界磁極の位置に応じてサイリスタを選択導通させ，所定の電機子巻線に電流を流してトルクを発生し，回転する電動機系である．系全体の特性は直流機に似ており，すぐれた制御機能を持ち，電動機本体は交流機を用いているので堅牢であるという特長を有している．無整流子電動機の起源は古く 1930 年代にさかのぼるが[(1)～(4)]，サイリスタの登場によって急速に実用化が図られるようになった．当社においても電動機転流式，強制転流式直流無整流子電動機および交流無整流子電動機の各方式について電動機本体，位置検出器，サイリスタ変換回路，制御方式等に関する検討を積み重ね，すでに実用化，製品化の段階にはいっているので，ここに無整流子電動機の基本理論について簡単に説明するとともに具体的な実用例を紹介して諸氏の参考に供する次第である。

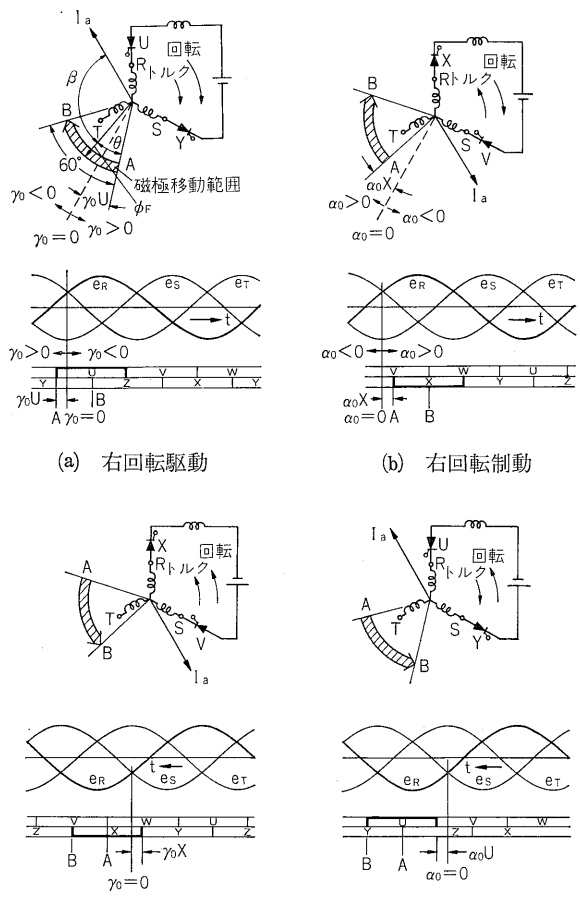
II. サイリスタモータの基本理論

1. トルク発生の原理

三相電動機と六相整流器とから構成されるサイリスタモータの基本的接続図を第1図に示す．各サイリスタの導通期間について2種類に分類され，それは 180° 形と 120° 形である．一般に，より多く採用されているのは 120° 形であり，そのトルク発生の機構を第2図(a)により簡単に説明する．整流器内サイリスタUとYが同時に導通しているのは一周期中 60° であり，この間電機子巻線端RからSへ向かう電流による合成起磁力の方向は I_a に固定されている．そしてこの間に磁極はA点からB点まで 60° 回転する．いいかえれば磁極がAからBの間にある時にUとYを導通すれば矢印方向のトルクを発生するわけである．その後磁極がB点に達した時に，今までR→Sと流れていた電機子電流をR→Tに移せば電機子電流起磁力の方向が 60° 回り，磁極は更に回転を続けることになる．すなわち，電動機の磁極位置を検出し，これに対応した電機子巻線に電流を流すように整流器内サイリスタを選択導通させてトルクを発生し，回転を続けるのがサイリスタモータであるといえる。



第1図 無整流子電動機の基本的接続図
Fig. 1. Principle circuit of commutatorless motor



第2図 四象限運転時の磁極位置と電機子巻線の関係
Fig. 2. Relation between field flux and armature current for 4 quadrant operation

発生するトルクは界磁磁束密度と電機子電流のベクト

* 開発部 ** 川崎工場 回転機部 *** 制技・東京工場

ル積で決まり

$$\tau = K \cdot \phi_F \cdot I_a \cdot \sin\beta$$

で表わされる．すなわちトルクの方向は $\sin\beta$ の符号にしたがうので，ある磁極位置に対して通電すべきサイリスタを選べばトルク方向を決めることができ，このことは容易に四象限運転ができることを示している．第2図は四象限運転の各運転状態における電機子電流と磁極位置の関係，電動機端子電圧位相と導通サイリスタの関係を，電機子反作用とサイリスタの転流重なり角を無視して示したものである．ここで図中の γ_0 と α_0 について説明する。

電動機の無負荷誘起電圧に対するサイリスタ導通開始時点を制御角で表わし，一般に γ_0 と呼んでいる（電動機は駆動中，整流器は逆変換動作）．一方制動中の導通開始時点は α_0 で表わし区別している（整流器は順変換動作）。

第3図は $\gamma_0>0$, $\alpha_0>0$ について示したものである。

一方トルクの大きさは界磁磁束密度と電機子電流に比例することは明らかであるが，更に $\sin\beta$ の影響も受ける．電機子起磁力の方向が固定されている60°期間中に磁極は60°回転するので β も60°変化し，トルクの瞬時値は60°を周期として脈動する。

点Aを起点として回転方向に磁極移動角 θ をとり，トルクの瞬時値との関係を示したのが第3図である．γ_0 あるいは α_0 が大きい程トルク脈動も大きくなることがわかる。

2. 磁極位置検出器とゲート信号

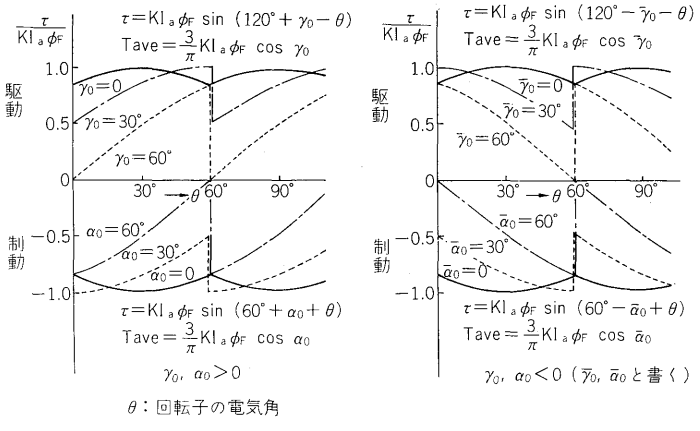
磁極位置検出器は磁極と電機子巻線の相対的位置関係を知り，導通すべきサイリスタを選択するために，必要なものであり，直流機におけるブラシと等価な役割をはたしている。

ゲート信号は位置検出信号から作られるが始動時に磁極がどこにあってもサイリスタを点孤できるようにサイリタが導通すべき全期間（120°）にわたって与え続けるのが普通である．トルク方向の切換を要する用途には，二つのトルク方向に対応したゲート信号系列を準備しておき，トルク方向にしたがっていずれかのゲート信号系列を用いるのが便利である．このために元の位置検出信号は $120°+2\gamma_0$ 幅を要する．第4図はその説明図である。

位置検出器は光感応素子を用いたものと磁気感応素子によるものに大別することができ，それぞれ特長をもっているが，当社では用途に応じて最適の方法を用いている。

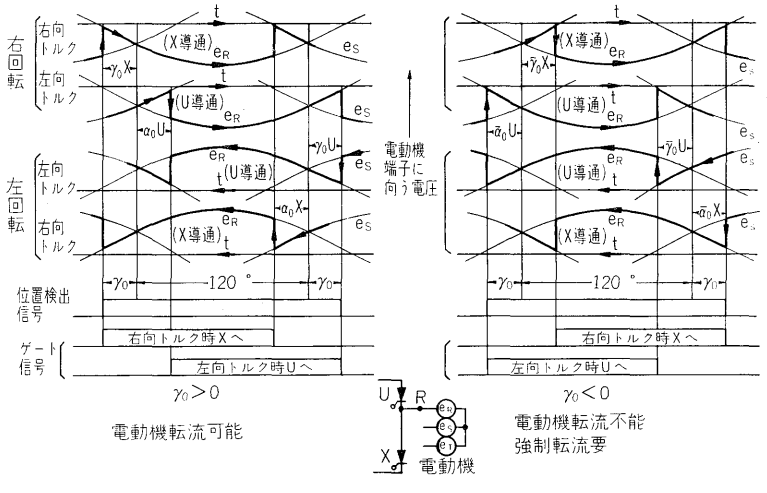
3. 転流動作と γ_0

電動機の回転とともに導通サイリスタを順次切りかえて行かねばならないが，この転流を確実に行なうことがサイリスタモータの運転にとって最も大切なことである．転流方式には電動機転流と強制転流の二つがある．電動機転流方式は電動機の誘起電圧を消弧すべきサイリスタの逆電圧として利用する方法で，転流動作，回路構成は非常に簡単であるが，始動時等の低速時には誘起電圧が小さいために転流が因難であるのでなんらかの始動補償手段を要する．また電動機のリアクタンスによる転流重なり角（u），および電機子反作用による電動機端子電圧位相の変化を考慮して，整流器の制御角を常に正の進み角にしなければならない（$\gamma_0>0$）．電動機転流を確実に行なうためには γ_0 を大きくすればよいが，そうするとトルク脈動の増大，始動トルクの減少，電動機運転力率の低下を招くことになる．そこで転流インダクタ



第3図　トルク脈動（いずれも転流重なり角無視，電機子反作用無視）

Fig. 3. Torque ripple v.s. rotating angle θ



第4図　位置検出信号とゲート信号

Fig. 4. Rotor position signal and thyristor gate signal

第1表　$\gamma_0>0\cdot\alpha_0>0$ における基本関係式

Table 1. Principle equations for $\gamma_0>0\cdot\alpha_0>0$

	駆　動　(逆変換作用)	制　動　(順変換作用)
直流電圧	$E_d=K_e\omega\phi\cos(\gamma-\frac{u}{2})\cos\frac{u}{2}+I_dR+e_D$ $=K_e\omega\phi\cos\gamma+\frac{3}{2}\omega L_eI_d+I_dR+e_D$	$E_d=K_e\omega\phi\cos(\alpha+\frac{u}{2})\cos\frac{u}{2}-I_dR-e_D$ $=K_e\omega\phi\cos\alpha-\frac{3}{\pi}\omega L_eI_d-I_dR-e_D$
回速転度	$n=\frac{60}{\pi P}\cdot\frac{E_d-I_dR-e_D}{K_e\phi\cos(\gamma-\frac{u}{2})\cos\frac{u}{2}}$	$n=\frac{60}{\pi p}\cdot\frac{E_d+I_dR+e_D}{K_e\phi\cos(\alpha+\frac{u}{2})\cos\frac{u}{2}}$
平均トルク	$T=I_dK\tau\phi\cos(\gamma-\frac{u}{2})\cos\frac{u}{2}$	$T=I_dK\tau\phi\cos(\alpha+\frac{u}{2})\cos\frac{u}{2}$
重なり角転流	$u=\gamma-\cos^{-1}\left[\frac{2L_eI_{dp}}{K\acute{e}\phi}+\cos\gamma\right]$	$u=-\alpha+\cos^{-1}\left[\cos\alpha-\frac{2L_eI_{dp}}{K\acute{e}\phi}\right]$
γ 最小許容	$\gamma_{MIN}>\cos^{-1}\left[\cos\omega_{\max}T_{OFF}-\frac{2L_eI_{dp}}{K\acute{e}\phi}\right]$ $\gamma_{0MIN}>\gamma_{MIN}+\delta_{M\max}$	
記号	$K_e\omega\phi=1.35\times$線間電圧実効値 ω：電気角周波数 ϕ：電機子作用を受けた後の有効磁束 R：電機子2巻線（人）の抵抗 e_D：サイリスタえん層電圧 L_e：電機子1相（人）の次過渡インダクタンス	$K\acute{e}=\frac{\pi}{3}K_e$ T_{OFF}：サイリスタターンオフタイム δ_M：電動機内部相差角 $K\tau$：トルク係数($N-m$ で表わせば$K\tau=\frac{p}{2}K_e$) p：電動機極数

ンス，電機子反作用の小さい電動機を作ることが重要な課題となる。

強制転流方式は転流用エネルギを電動機誘起電圧によらず別に設けた強制転流回路から得る方式であり，いかなる状態においても転流ができることを目的とする．電動機転流方式に比べると回路構成が複雑になり高価になるがこれを採用する意図は次の点にある。

(i)　低速時にも転流が可能なので全速度範囲にわたって安定運転ができ，急速連続可逆転運転ができる。

(ii)　トルク方向切替時のトルク喪失むだ時間が少なくてすむ。

(iii)　$\gamma_0\doteqdot0$ で運転ができるのでトルク脈動は小さく，運転力率も高い。

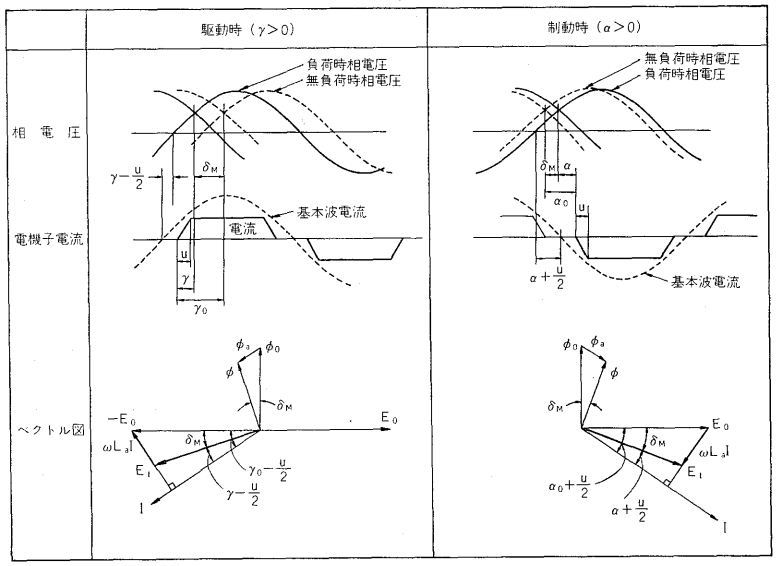
すなわち従来の直流電動機と同等の制御機能を得ることを目的としている。

強制転流回転としては多くの方式が考えられており，当社においても転流補助電源の有無，一括消弧方式と単独消弧方式等々について検討を続けてきたが第III章にその一例を示すことにする。

4. ベクトル図と基本関係式

サイリスタモータの電流波形は矩形波状を呈し，電圧波形も歪んでいるが基本波成分のみをとり出してベクトル図を描き基本的な特性を検討する．電動機相電圧と電機子電流の関係およびベクトル図を駆動時($\gamma_0>0$)と制動時($\alpha_0>0$)について描いたのが第5図である．ベクトル図から次のことがわかる。

(i)　電機子反作用により端子電圧位相が変化し（これが内部相差角 δ_M である）駆動時には進み，制動時には遅れる．位置検出器は回転子軸に直結されているので，位置検出信号は常に無負荷誘起電圧位相に対応しており運転時のサイリスタ



$|E_0|=\omega\phi_0$：無負荷時誘起電圧
$|E_l|=\omega\phi$：負荷時誘起電圧
L_a：電機子反作用等価インダクタンス
ϕ_0：界磁極磁束
ϕ_a：電機子反作用磁束
I：基本波電流
u：転流重なり角
δ_M：内部相差角
ϕ：電機子反作用を受けた後の有効磁束

第5図　ベクトル図

Fig. 5. Vector diagram of commutatorless motor

整流器の制御角は内部相差角だけ変化する．$\gamma_0>0$, $\alpha_0>0$ の場合は

駆動時；$\gamma=\gamma_0-\delta_M$,

$$\delta_M=\tan^{-1}\frac{\phi_a\cos\left(\gamma_0-\dfrac{u}{2}\right)}{\phi_0-\phi_a\sin\left(\gamma_0-\dfrac{u}{2}\right)}$$

制動時；$\alpha=\alpha_0-\delta_M$,

$$\delta_M=\tan^{-1}\frac{\phi_a\cos\left(\alpha_0+\dfrac{u}{2}\right)}{\phi_0-\phi_a\sin\left(\alpha_0+\dfrac{u}{2}\right)}$$

となる。

(ii) 直流端子電圧は近似的に端子電圧の電流ベクトル軸への投影であるから，界磁電流と直流端子電圧を一定に保てば負荷電流にかかわらず回転速度が一定になり直流分巻電動機と同様の特性が得られる。

(iii) 直流端子電圧を一定に保ち，界磁電流を変化させると速度が変化するので界磁による速度調整ができる。

(iv) 電機子電流と界磁電流を比例的に変化させると電流増加とともに誘起電圧，端子電圧が上昇し，直巻特性をもつ。

(v) $\gamma_0>0$, $\alpha_0>0$ における基本関係式を第1表に示す。

III. 直流無整流子電動機（DCサイリスタモータ）

第1図のように直流電源から電力を供給されるものをDC サイリスタモータと呼ぶ．直流電源としては一般工業用はサイリスタ整流器を用い，電池等の直流電源しかない車両用などではチョッパを用いる。

1. 電動機転流式DCサイリスタモータ

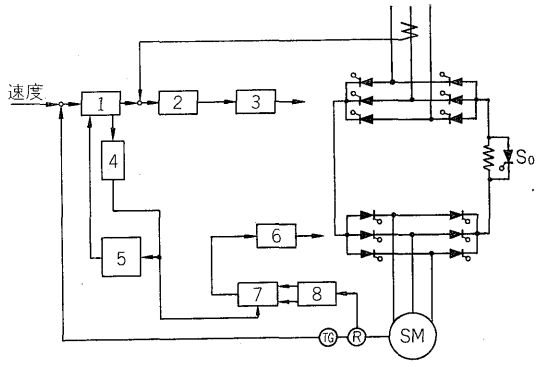
整流器を電源とする分巻サイリスタモータの速度制御系統図の一例を第6図に示す．四象限運転時の電源，整流子用各整流器の動作は第7図のようになる。

1) 制御系は電機子電流をマイナループとする速度制御系である．所要トルクの方向によって位置検出パルスの整流子サイリスタへの分配を変更し，ゲートパルス系列を切替えるためにトルク切替指令演算器が必要になる。

実際に運転する場合には起動時の制御や運転象限切替時のむだ時間短縮のために更に演算器を必要とするがここでは省略してある。

2) γ_0 の設定

電動機転流であるので $\gamma_0>0$ でなければならないが，内部相差角，転流重なり角を考慮して，最大負荷時にもサイリスタの逆電圧時間が確保できるように

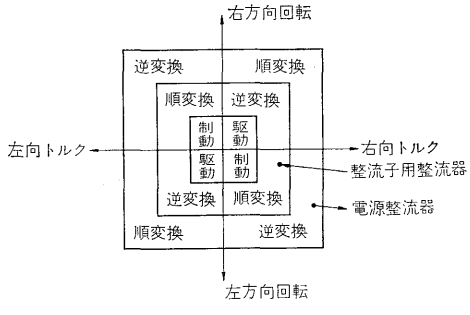


1. 速度調節器
2. 電流調節器
3. 位相調整器
4. トルク切替指令演算器
5. 出力制限演算器
6. ゲートパルス増幅器
7. パルス列切替演算器
8. パルス分配器

R．磁極位置検出器
（始動用演算器等省略）

第6図 電動機転流式DCサイリスタモータ速度制御系統図（基本形）の例

Fig. 6. Block diagram of machine commutation type DC commutatorless motor



第7図 四象限運転時の整流器の動作

Fig. 7. Operation modes fo rectifiers for 4 quadrant operatation

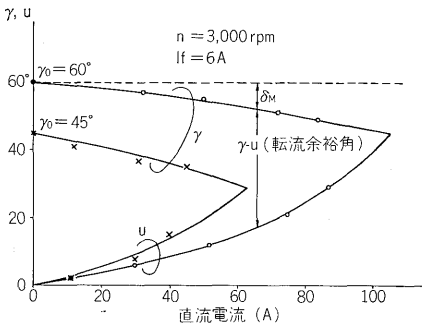
γ_0 を設定しなければならない．すなわち

$\gamma_0-\delta_M-u>\omega T_{OFF}$

第8図は 10kW，4 pole, 3,000rpm のつめ形回転子電動機における直流電流と転流重なり角，内部相差角の実測値である。

3) 始動方法

始動時には誘起電圧がないのでなんらかの始動補償手段を必要とするが，最も簡単なのは直流電流を断続させる方法である．すなわち，整流子用サイリスタの転流時点で電源側整流器をオフ（パルスシフト）し，直流電流を減衰させ，導通中のサイリスタを消弧し，電流零確認後電源側整流器を生かすとともに，次に導通すべき整流子用サイリスタにゲート信号を与える方法である．電源パルスシフト後の続流をできるだけ早くカットして再導通時期を早めれば有効平均トルクが増加し，かつ，滑らかな加速ができる．当社ではこの目的で直流リアクトルの両端をサイリスタ S_0 でシャントし，これに直流電流を転流させることによって電



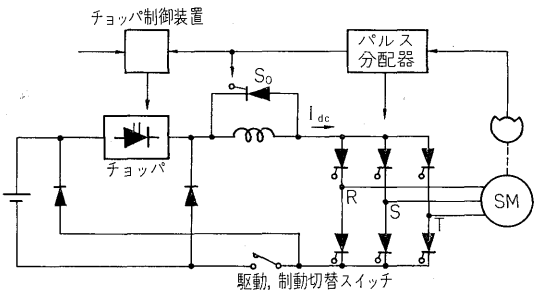
第 8 図　つめ形回転子電動機の γ と u

Fig. 8.　γ and u of klauen type rotor motor

機子電流の減衰時間をきわめて短くしている（特許出願中）．回転速度が上昇し電動機転流が可能になればこの電流断続を中止する。

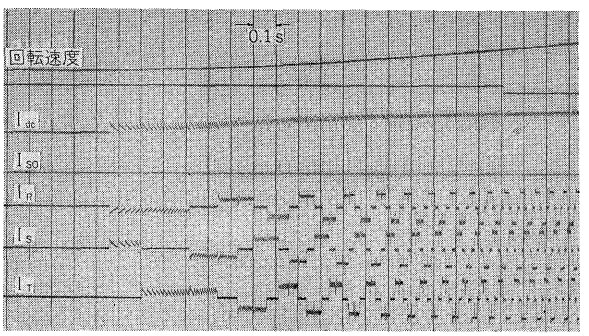
電機子反作用が大きく，転流インダクタンスの大きい電動機で γ_0 を大きく選ぶ必要がある場合には，始動時の磁極位置によっては始動できないことがある．この始動渋滞を避けるために電流断続法と併用して $\gamma_0 \doteqdot 0$ となるように位置検出信号とサイリスタの対応関係をかえる始動補償回路を設けて同一電流に対して大きな始動トルクを発生させて（第 3 図参照）始動を容易にする。

4)　電源が電池の場合の回生制動可能な回路例を第 9 図に示し，この回路において電流断続法で始動させた時のオシログラムを第 10 図に示す．きわめてスムーズに始動している様子がよくわかる。



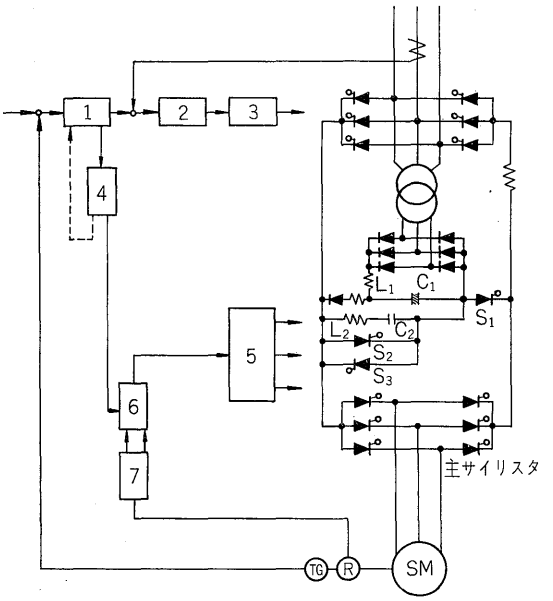
第 9 図　電池とチョッパをもつ直流無整流子電動機

Fig. 9.　DC commutatorless motor with battery and chopper



第 10 図　第 9 図の回路による電流断続始動時のオシログラム

Fig. 10.　Oscillogram at starting by Fig. 9



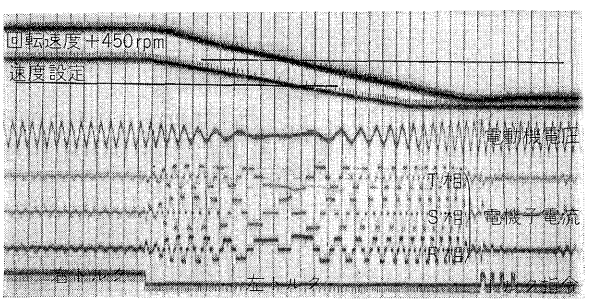
1. 速度調節器
2. 電流調節器
3. 位相調整器
4. トルク切替指令演算器
5. ゲートパルス増幅器
6. パルス列切替演算器
7. パルス分配器
R 磁極位置検出器

第 11 図　強制転流式 DC サイリスタ速度制御系統図例

Fig. 11.　Block diagram of forced commutation type DC commutatorless motor

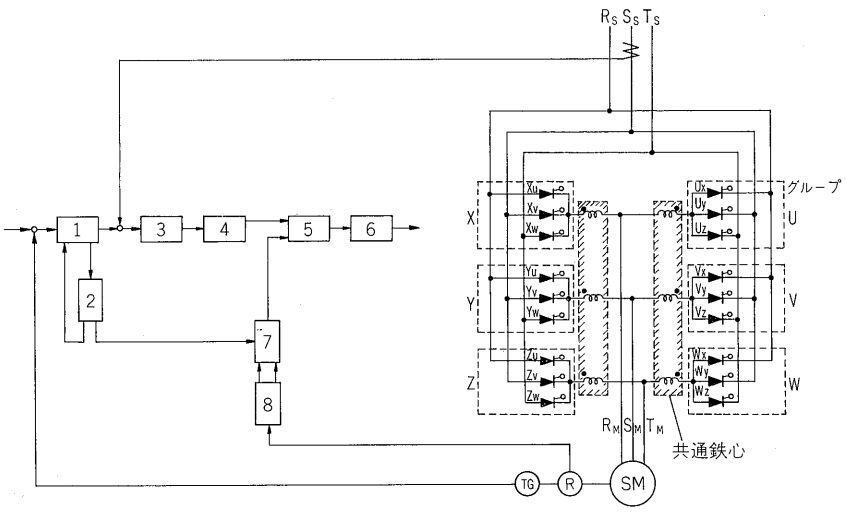
2.　強制転流式ＤＣサイリスタモータ

転流補助電源をもった一括消弧形の制御系統図の一例を第 11 図に示す．この回路の転流動作を簡単に説明する．補助電源によって常に C_1 を充電しておき C_1 によって C_2 を補充電する．転流開始時点に S_2 を点弧し L_2, C_2 の共振回路で C_2 の極性を反転し S_1 を点弧すれば C_2 の電荷は今まで導通していた主サイリスタを一括して消弧する．C_2 は引続き負荷電流によって充電されるが S_3 を点弧することにより再び急速反転し最初の極性に戻る．この時点で次に導通すべき主サイリスタ 2 個にゲート信号を与えると S_1 を通って C_2 を充電していた電流は主サイリスタへ移り，S_1 は消弧する．これで 1 回の転流を完了したことになる．このように転流完了時点で次の消弧準備が完了しているのでどのような場合にも転流可能でありトルク反転，回転方向の反転に対し



第 12 図　第 11 図による可逆運転時のオシログラム

Fig. 12.　Oscillogram of reversible drive by Fig. 11



1. 速度調節器
2. トルク切替指令演算器
3. 電流調節器
4. 位相調整器
5. パルス混合器
6. ゲートパルス増幅器
7. グループ選択パルス列切替演算器
8. グループ選択パルス分配器

R 磁極位置検出器

第 13 図
交流無整流子電動機速度制御系統図の一例
Fig. 13.
Block diagram of AC commutatorless motor

て素早く対処できる．第 12 図は本強制転流方式による可逆運転時のオシログラムである。

IV. 交流無整流子電動機（ACサイリスタモータ）

第 13 図は電源，電動機共三相の場合の制御系統図の一例である．電動機の 1 相は三相整流のサイクロコンバータで構成されるのでこれをグループと呼ぶことにする．グループは DC サイリスタモータの場合と同様に電動機の位置検出信号によって選択され，グループ内サイリスタは電源周波数で動作する位相調整器からの信号によって選択される．サイリスタの転流モードは二つにわかれ

(イ) 電源転流（同一グループ内サイリスタ間の転流）

(ロ) 電動機転流（異グループ間の転流）

グループ選択信号が切替る時点では電動機転流が起こるので $\gamma_0>0$, $\alpha_0>0$ とする必要がある。

電動機の電圧制御はグループ内で電源周波数に対する位相制御によって行なわれ制御角を 0°～180° 変更すれば順•逆変換ができ，更にグループ選択信号の系列切換えを行なえばトルク方向の切換えできるので可逆運転が可能である．三相整流サイクロコンバータの出力周波数は調整分解能の関係でその上限は電源周波数の⅙程度であるが，この AC サイリスモータでは電動機転流を行ないうるために，周波数は連続的に変更でき，理論的には周波数の制限はない。

1. 直流リアクトルと転流

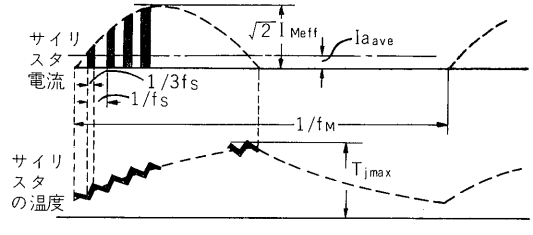
電流の断続やダンパ加熱を防止するために電流の脈動を防止する直流リアクトルを必要とするが，これを転流電流の流れる回路に接続すると転流重なり角がふえて運転力率を悪くする．ところが第 13 図からもわかるように負荷電流の通る回路はすべて転流短絡電流も流れるので，直流リアクトルは 3 相分のコイルを共通鉄心に巻いたものを用い，転流期間中に二つのコイルを逆向きに流れる短絡電流に対しては互にATを打消して転流インダクタンスとしては作用しないようにすることが必要である[(1)]。

直流リアクトルの接続個所は電源側，電動機側のいずれでも良い。

2. サイリスタの電流と電圧

グループ内サイリスタの導通状況は電源周波数（f_S）と電動機周波数（f_M）の比によって変化する．たとえば，$f_S=3f_M$ の場合は各グループ内の全サイリスタが一回ずつ導通し，$f_S=f_M$ ではグループ内の導通サイリスタは固定しまったく導通しないサイリスタがでてくる。

サイリスタの許容電流は接合部温度の最大値で決まる．第 14 図は AC サイリスタモータにおけるサイリスタ電流と温度の関係を表わしたものである．サイリスタ接合部の温度はグループの平均電流による平均的温度上昇に電動機周波数による脈動と電源周波数による脈動が加わる．$f_M<f_S/3$ の低周波ではグループ内サイリスタの導通回数が平均化し，温度のばらつきも少ないが周波数が低い程グループの導通時間が長くなり導通期間の終期における温度が高くなる．$f_M=f_S$ になると特定のアームだけが温度上昇を起こす。



f_S：電流周波数　　f_M：電動機周波数

第 14 図　交流無整流子電動機におけるサイリスタの電流と温度

Fig. 14. Thyristor current and temperature in AC commutatorless motor

1アームの平均電流 I_{aave} と電動機電流実効値 I_{Meff} との関係は

$$I_{aave}=\frac{\sqrt{2}}{3\pi}I_{Meff}$$

であり，一方間欠電流に対するサイリスタの許容損失は近似的に

$$W=\frac{T_{jmax}-T_a}{R+\Delta\rho_1+\Delta\rho_2}$$

で表わされる．

ここで　T_{jmax}：接合部許容温度

T_a：周囲温度

R：定常熱抵抗

$\Delta\rho_1$：f_S による脈動に対する補正

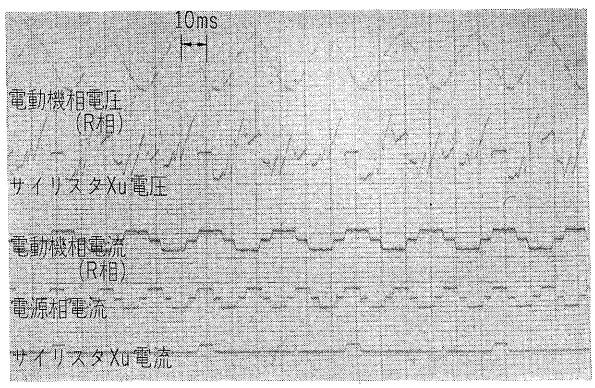
$\Delta\rho_2$：f_M による脈動に対する補正

許容損失から必要な平均電流をとり得るサイリスタまたは並列接続数を決定すればよい。

サイリスタに印加される電圧は電源電圧と電動機電圧の代数和となり，その最大値は

$$\sqrt{2}V_{Seff}+\sqrt{2}V_{Meff}$$

となるので高耐圧素子を必要とする．各部の電圧電流波形を第 15 図に示す。



第 15 図　交流無整流子電動機の各部波形

Fig. 15. Wave forms of AC commutatorless motor

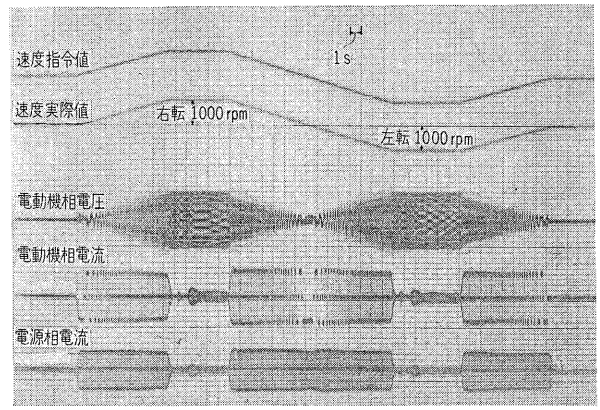
3. 始　　動

電動機誘起電圧の低い状態ではグループ間転流時に転流失敗を起こすがグループ内サイリスタが電源周波数でオン-オフされるので永久短絡には発展しない．ただし電源の 120° 期間中の負荷電流の突入を抑制するリアクトルは必要である。

γ_0 が大きくて始動トルク不足を生じる場合にはDCサイリスタモータと同様に $\gamma_0 \doteqdot 0$ とする始動補償回路によって始動渋滞を防止している．この場合にも交流電源による転流が確保されているので電流を制御的に断続させる必要はない。

4. 速度制御系

第 13 図の制御系統図によって四象限運転を行なったオシログラムを第 16 図に示す．トルク方向の切換，回転方向の切換共スムーズに行なわれているのがわかる。



第 16 図　第 13 図による交流無整流子電動機の可逆運転

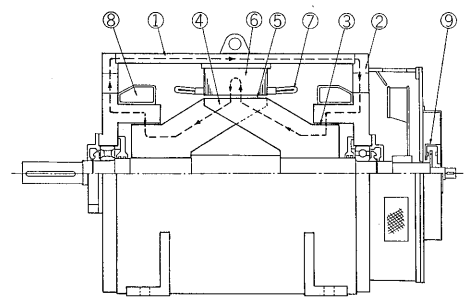
Fig. 16. Oscillogram of reversible drive by Fig. 13

V. 電動機の構造

電動機の構造は大別して塊状回転界磁極形と巻線回転界磁極形とに分けられる．特性・製作技術・経済性などの諸観点より前者は小容量機に，また後者は大中容量機に適している。

1. クラウエンポール形 (Klauen-pole type：つめ形磁極形)

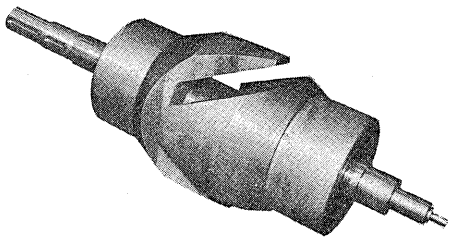
第 17 図に塊状回転界磁極構造の一形式であるクラウエンポール形サイリスタモータの断面を示す．この形式の回転界磁極は第 18 図に示すように，つめ形の塊状鉄心が左右から互にギャップを保ってはめ込まれた構造となっている．写真の回転子は某繊維会社に納入した 30 kW 2,400rpm のサイリスタモータのもので4極機である．界磁巻線は通常の回転界磁極形同期機とは異なり，固定子側に配置されており界磁束は第 17 図の点線に示すように，フレーム→ブラケット→固定子と回転子間の小ギャップ→N極回転磁極→主ギャップ→電機子歯→電機子鉄心→電機子歯→主ギャップ→S極回転磁極→



1. フレーム
2. ブラケット
3. 固定子と回転子間の小ギャップ
4. クラウエンポール
5. 主ギャップ
6. 電機子鉄心
7. 電機子巻線
8. 励磁巻線
9. 磁極位置検出器

第 17 図　クラウエンポール形電動機の断面図

Fig. 17. Sectional view of klauen pole type motor



第 18 図　サイリスタモータのクラウエンポール形回転子
Fig. 18.　Klauen pole type rotor or commutatorless motor

固定子と回転子間の小ギャップ→ブラケット→フレームの経路を通って一巡する．したがってクラウエンポール形電動機は次のような特長と利点を有している。

(1)　ブラシ，スリップリング，整流子などの接触通電部分がないために保守点検に手数がかからない。

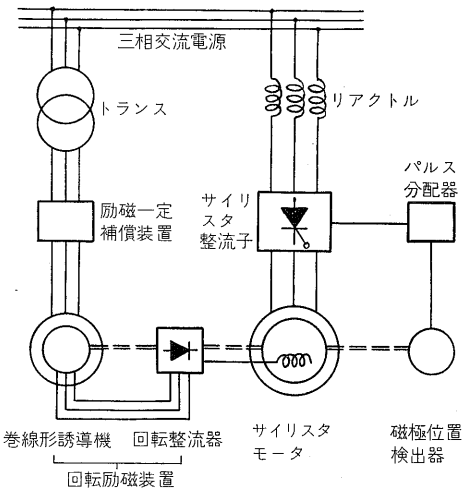
(2)　巻線がすべて固定子側にあって回転子側にないために構造が簡素である。

(3)　塊状回転子であるために構造が頑丈で，高速回転にも適する。

ただし第 17 図からわかるようにフレームとブラケットを磁路として用いているため，寸法および重量が大きくなる傾向をもっている。

2.　巻線回転界磁極形

第 19 図に巻線回転界磁極形の同期電動機を用いたサイリスタモータの構成を示す（特許申請中）．この電動機本体は通常の同期電動機とまったく同一の構造となっている．界磁巻線に給電する励磁装置は巻線形誘導機と回転整流器より構成されている．この励磁装置は，本体と同軸上に取り付けられて回転しており，前述のクラウエンポール形と同様にブラシレス構造となっている。

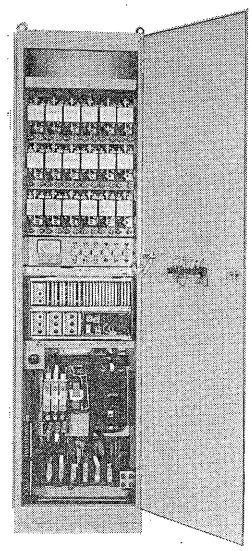


第 19 図　巻線回転界磁形サイリスタモータの構成
Fig. 19.　Composition of wound rotor type AC commutatorless motor

また電動機の回転速度にかかわらず一定励磁あるいは始動時のみ過励磁を得るために補償装置を有している。

VI.　サイリスタ整流器とその制御装置

第 20 図は紡績用延線機に応用した AC サイリスタモータ用配電盤の一例である．サイリスタ素子はすでに発表[6]したので割愛するが，素子，冷却体，ゲートパルス変圧器等と一体化した標準のユニット構造を採用しており，制御装置としてはトランジダイン系列が用いられている．サイリスタモータには従来の直流電動機のレオナード装置と異なり整流子用サイリスタを制御する制御装置が必要で，このために制御装置が複雑になりやすいので簡素化，機能化が必要である．制御装置の規模は電動機容量によっても異なるが，特にその電動機が適用される用途から要求される機能によって決まることが多い。



第 20 図
紡績用交流無整流子電動機の配電盤
Fig. 20.
Cubicle of AC commutatorless motor for textile industry

第 20 図に示した制御装置は機能化，標準化されたユニット，コンパクトユニット，ブロックユニットで構成され，各ユニットは規格化された統一寸法でプラグイン式になっている．各ユニットのトランジスタ類はすべてシリコンを使用し，IC 化により高密度実装を図っている．もちろんこれらの制御装置の大部分は AC サイリスタモータばかりでなく DC 式にも適用できるので，ここではサイリスタモータ全般に共通に使われる制御装置の概要を説明しておく。

1.　速度電流調節器（TICSR-12□/C）

第 6 図，第 11 図，第 13 図に示したように速度制御系には必ず速度調節部，電流調節部を必要とするので，速度，逆起電圧制御系への適用を目的とし，電流調節機能要素と速度調節機能要素とを 1 個の 1 形トレイ式筐体にまとめている．ほかにコンパクトユニットにまとめられた速度電流調節器 CICSR-1□□/C がある。

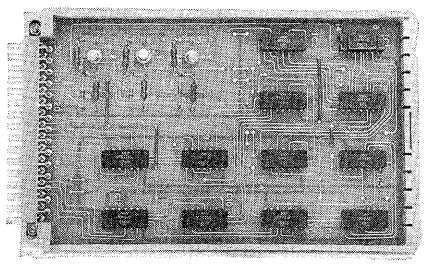
2.　点弧角調整器（CIGNC-3□□）

点弧角調整器は調節器からの出力信号を受けて，その値に対応して，電源の交流波形に対して位相制御された

パルスに変換するものである．なおこれはDCサイリスタモータの電源側整流器の制御装置としても使用でき，この場合には出力パルス幅は約30°のダブルパルスであるがACサイリスタモータに使用する場合にはパルス幅を120°とする．本調整器は同期信号として交流電源の零点通過点を同期点としているので，原理的に同期信号の電圧変動，波形歪の影響を受けないこと，同期信号を一定こう配の鋸歯状波に変換し，その値と入力信号を比較しているので，入力信号と制御角の関係が直線であり，入力信号の制限を行なうことにより簡単に制御角の制限が行なえること，などの特長をもっている。

3. パルス分配ユニット（U2LX-□□□）

パルス分配ユニットは位置検出器からの信号により，磁極の位置を検出して点弧すべきサイリスタアームを選択するためのものである．なお始動渋滞を防止するために，始動時だけ γ_0 を変更する始動補償回路を備えている．本ユニットはIC化によりトランジスタを用いたロジックに比較すると約⅙のスペースになっている（第21図）．この部分の小形化はサイリスタモータの実用化にとって重要な意味をもっている。



第 21 図　IC化したパルス分配ユニット（U2L×□□□）
Fig. 21. Pulse distributing unit with IC

4. パルス増幅ユニット（U10AP, U5AP, U3AP）

パルス増幅ユニットは入力パルスを増幅して主回路サイリスタの多数個を同時点弧させるためのゲートパルスを，パルス伝送回路を介して与えるものである．なおACサイリスタモータの場合には点弧角調整器からのパルス信号とパルス分配ユニットからの位置検出信号との論理積を得ることが必要になるので，そのロジック回路はパルス増幅器の入力部に設けられる。

5. 切替指令演算器（TILSS-121/CM）

本演算器は第6図，第11図および第13図のトルク切替指令演算器とパルス列切替演算器に相当し，電動機発生トルクの極性を反転するときに使用される．この動作を以下に述べる．速度電流調節器から，必要なトルク極性を判別してパルス分配ユニットに信号を送り，主回路サイリスタを点弧して電流を流す．この状態でトルク反転指令が与えられると，点弧パルスを γ_{min} に移相して電流を減少させる．そして電流が零になったことを確認して，反転トルク指令をパルス分配ユニットに送る．そして反転したトルク極性の電流を流す。

VII. 応　用　例

サイリスタモータは，直流機の弱点，たとえば整流の困難性による容量，回転速度に対する製作限界，刷子があるためにカーボン粉末が外部に飛散する問題，整流子，刷子に必要な保守などをカバーするためにいろいろな目的で採用される．サイリスタモータは実用化されていまだ日が浅いため直流機では達成できない程の大容量化は具体的には進んでいないが，小容量機の高速化は進展しつつある．用途別にみると，たとえば，フィルム装置駆動用電動機があり，これはカーボン粉末が最終製品たるフィルムに悪影響をおよぼすことを避けることを意図したものであり，紡績用などでは，ふんい気が悪いために直流機の整流子面が腐食しやすい問題が重視される．更に潜水艇推進電動機などは電動機本体の完全密閉化を目的としたものである．そのほか，電動機が非常に沢山使用されている分野では保守費の削減を目的として無刷子無整流子化が進み，今後の大量需要に結びついていくと思われる。

また特殊な例としては電動機の設置環境が人間に害を及ぼす，たとえば放射線が存在する場所への適用などもある．こうした用途にはここで述べたいわゆるサイリスタモータ以外に可変周波の自励インバータで駆動されるかご形誘導電動機も採用されるが，変換装置，電動機の経済性，制御機能を考慮していずれかを決定する。

VIII. む　す　び

以上無整流子電動機の基本特性と当社の現状を簡単に述べた．無整流子電動機の前途は今後大きく開ける可能性があり，それぞれの用途に応じた最適システムを確立しなければならない．そのために転流インダクタンスのより小さい電動機の実現，より信頼性の高い変換回路方式および制御方式の確立を期する所存である。

参考文献

(1) M. Stöhr: Elektrotechnische Zeitschrift p. 783～786 **32** (1932)
(2) M. Stöhr: Elektrotechnik und Maschinenbau p. 589 **45** (1933)
(3) M. Stöhr: Archiv für Elektrotechnik p. 691 **11** (1938)
(4) M. Stöhr: Archiv für Elektrotechnik p. 767 **12** (1938)
(5) D. Köllensperger: Siemens Z. p. 830 **10** (1967)
(6) 富士時報「静止電力変換装置」特集号 **42** No. 7（昭 44）
(7) 井上・山本・上杉：トランジダインB制御装置（その1）富士時報 **43** No.8（昭 45）
(8) 畔上・山本・上杉：トランジダインB制御装置（その2）富士時報 **43** No.9（昭 45）
(9) 泉・新野・塚原：トランジダインB制御装置（その3）富士時報 **43** No.10（昭 45）

e-Front runners

＊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。