

サイクロコンバータ方式サイリスタモータ

Cycloconverter Type Thyristor-motor

梓 沢 昇* 天 方 信 久**
Noboru Azusawa Nobuhisa Amagata奥 山 俊 昭*** 園 部 喬***
Toshiaki Okuyama Takashi Sonobe

要 旨

現在、可変速電動機としての直流機の需要は、製鉄、製紙、一般工業用としてその用途は大なるものがあるが、欠点であるブラシ、整流子の保守をなくすということからこの部分を半導体で置き換えたサイリスタモータの要求が今後ますます増大していくであろう。この見地から、試作機による研究を行なった。本文ではその解析を中心として紹介する。

1. 緒 言

直流機は電機子電圧または界磁電流の制御で、広範囲な速度調整が容易にでき、始動トルクが大きいため多方面に使われている。しかし、直流機はブラシと整流子という機械的接触機構を持っているため、ブラシおよび整流子の摩耗の問題があり、特に化学用、製紙用などのようにふん囲気の悪い場所を使用する場合には、ブラシと整流子の保守点検に手数がかかる。このため、誘導機が種々多様な速度制御方式で使われているが、古くから、直流機のように速度制御範囲が広く、速度調整が簡単で、高精度制御のできるメンテナンスフリーの電動機の開発が強く要望されてきた。

最近、半導体工学の著しい進歩に伴い、サイリスタ (Thyristor) が開発され、その大容量化、高速度化も進み、逆変換装置が容易にできるようになり、ブラシのない速度調整の容易な電動機がサイリスタの重要な応用分野として注目されるようになった。日立製作所では昭和35年より研究に着手し、昭和36年に30kW、1,500rpmのサイリスタモータを試作したのをはじめとして、各種方式のサイリスタモータを作り研究を続けている。

サイリスタモータを大別すると、

(1) 直流入力方式

交流を直流に変換するコンバータと変換された直流を交流に変換するインバータとを組み合わせたもの。

(2) サイクロコンバータ方式

上記のコンバータとインバータの両作用を同時に行なうサイクロコンバータを用いたもの。
があり、それぞれ特長を持っているが、ここではサイクロコンバータ方式のサイリスタモータについて紹介する。

2. 構 成

サイクロコンバータ方式サイリスタモータは図1に示すように次のものから構成される。

2.1 サイクロコンバータ部

サイクロコンバータ部は18アームのサイリスタから構成され、電機子巻線の通電相の選択 (すなわち、直流機のブラシと整流子の働き)、電源の通電相の選択および電機子巻線間に加わる電圧の調整の働きをする変換装置である。

各アームのサイリスタはゲート回路の信号により、プラス側のサイリスタ群 (THY, RUP, SUP, …TWP), マイナス側のサイリスタ

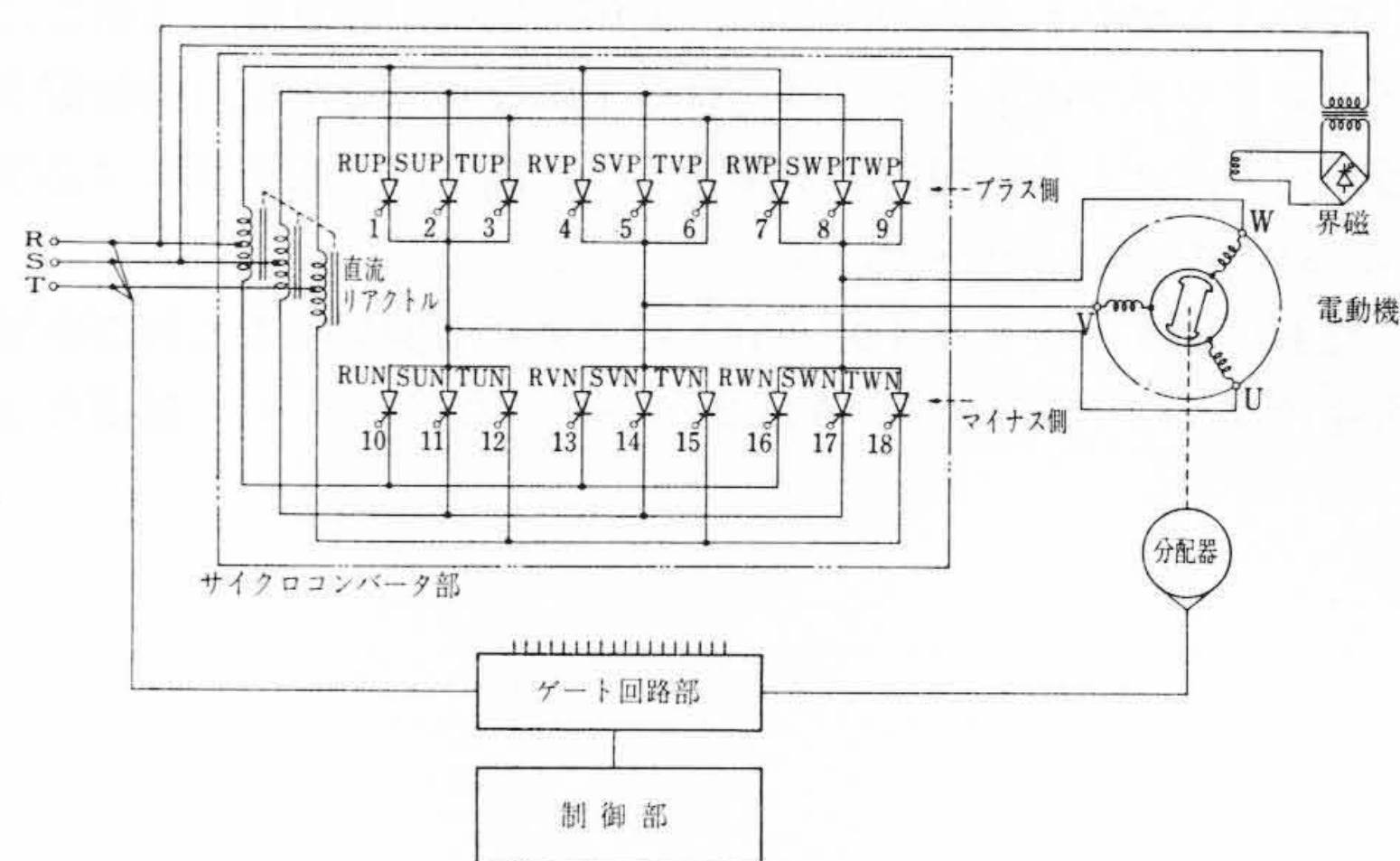


図1 サイクロコンバータ方式サイリスタモータ構成図

群 (THY, RUN, SUN, …TWN), それぞれのアームが次々と点弧され、電機子巻線に電流を供給する。また、この変換装置のサイリスタの転流は交流電源電圧と電動機逆起電力とで行なわれるため、転流失敗により装置が停止するということはなく、たとえ転流失敗しても自然に回復する⁽¹⁾という信頼性のある装置である。

ゲート回路部はサイクロコンバータ部のサイリスタが上記の働きをするように、サイリスタにゲート信号を与えるためのものであり、このゲート信号には電機子巻線と界磁磁極の相対位置の要素、電源の電圧と電流の位相の要素が含まれている。

2.2 電 動 機

電動機の構造は回転界磁形同期機とほとんど同じであるが、ブラシレスとするためにルンデル形磁極として鍛造構造のシャフトに焼ばめされており、界磁巻線は両側ブラケットに円筒状に巻かれている。なお、シャフトはN極とS極との短絡を防ぐため非磁性構造となっている。磁束は図2に示すように主空隙 (げき) および補助空隙を2度通り、固定子鉄心、回転子磁極、両側ブラケット、ヨークを一周する。

回転子は図3に示すように巻線を持たず単純な構造で、機械的特性のすぐれたものである。

サイリスタモータとした場合と、単に同期機とした場合とを理想状態にて出力比較すると、サイリスタモータとした場合の出力は後者の場合の95.5%程度となる。またその出力は制御進み角 γ によっても変動し、 γ の値は主として転流インダクタンスによって制限される。そのため、転流の点を考慮して転流インダクタンスを決めなければならない。

2.3 分 配 器

サイクロコンバータに電機子巻線の通電相の選択の働きをさせる

* 日立製作所大みか工場

** 日立製作所日立工場

*** 日立製作所日立研究所

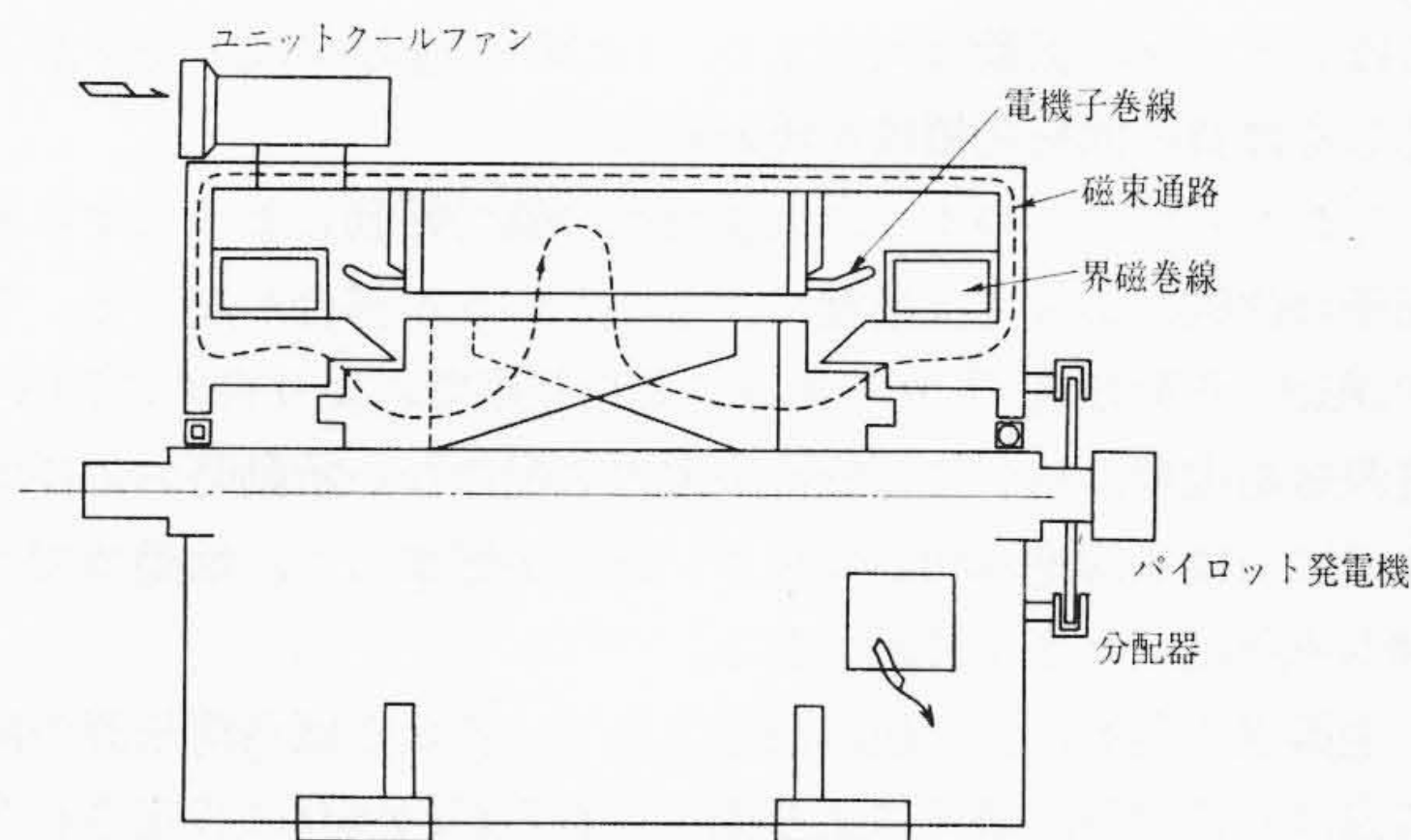


図2 電動機構造図

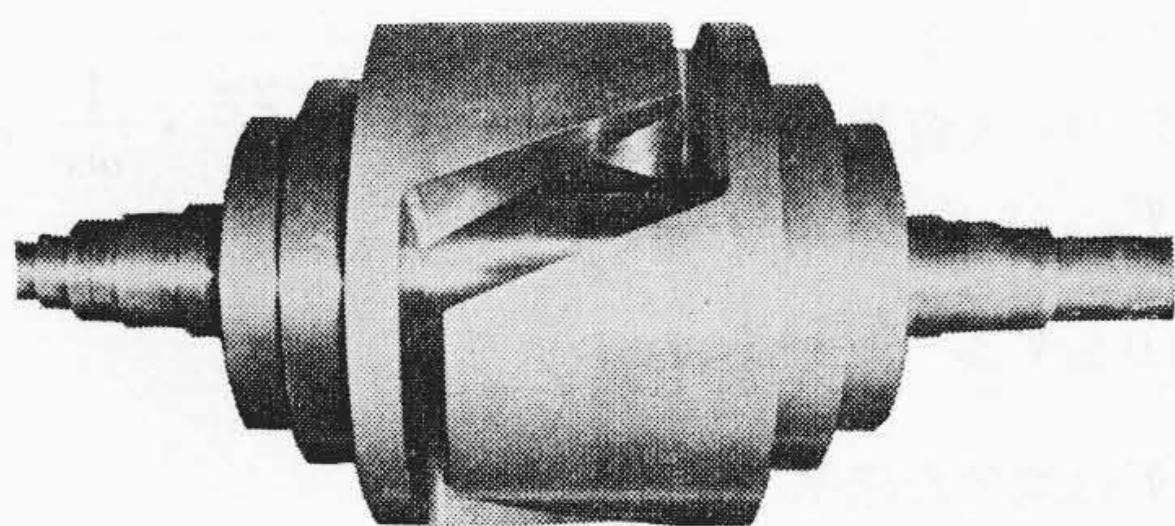


図3 回転子

ために、サイリスタは電機子巻線と界磁磁極の相対位置に従って点弧される。このために必要な電機子巻線と界磁磁極の相対位置を検出する分配器は重要な構成要素である。

位置検出の方法には磁気式、光電式などの検出器を用いる無接触の方法があるが、信頼性、耐振、耐温、耐湿性を考えて発振式のものを採用した。

発振式検出器の動作原理は、対向した送受信コイルの間に切り欠きを持つ金属遮蔽(しゃへい)円板を回転させ、遮蔽板の有無による相互インダクタンスの変化を利用して位置を検出するものである。検出器は高周波発振回路と受信回路を構成するICと送信コイル、受信コイルより構成されており、分配器は3個の検出器と金属遮蔽円板より成っている。

2.4 制 御 部

サイリスタモータは後述するように、直流機とほぼ同一の特性を示している。速度制御は等価サイリスタレオナードによる直流電圧制御によって行なわれるので、直流機と同様に精度が高い。またトルク制御、電力制御も直流電圧制御、界磁制御による主電流制御で行なわれるので、直流機と同程度の制御ができる。

一方、逆転および制動運転は電子回路の論理切換えによって行なわれる。したがって、制御は仕様に応じた制御系を構成している。

3. 転流解析と特性

3.1 転 流 解 析

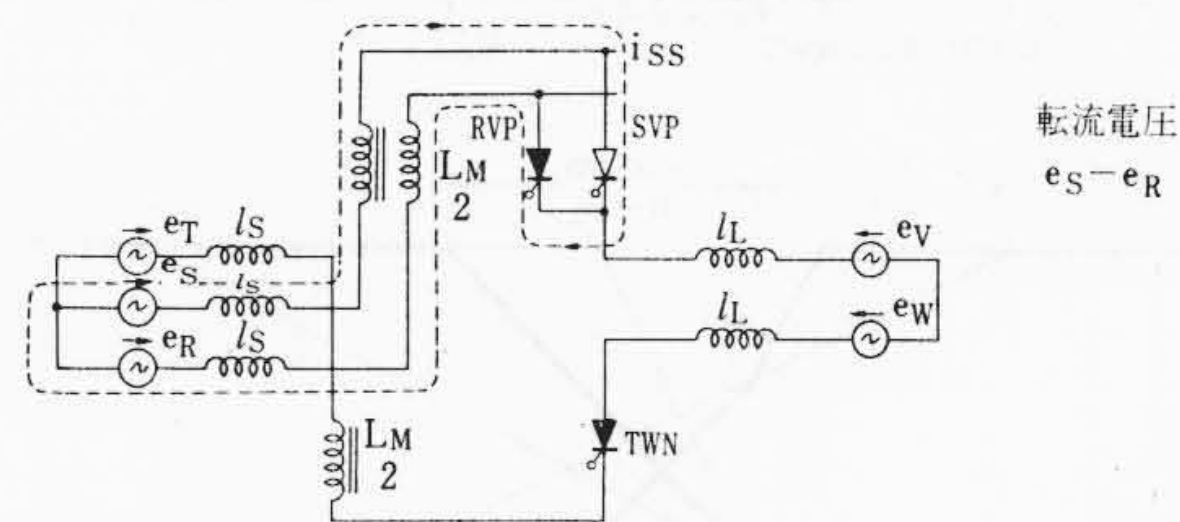
直流機に整流の問題があったようにサイリスタモータでもサイリスタの転流をどのように行なわせるかが問題となる。

サイクロコンバータ方式の場合には電源が交流のため少なくとも電源の1サイクルごとにサイリスタの電流が断たれ、逆電圧が加わるので転流失敗しても自己回復する力がある。

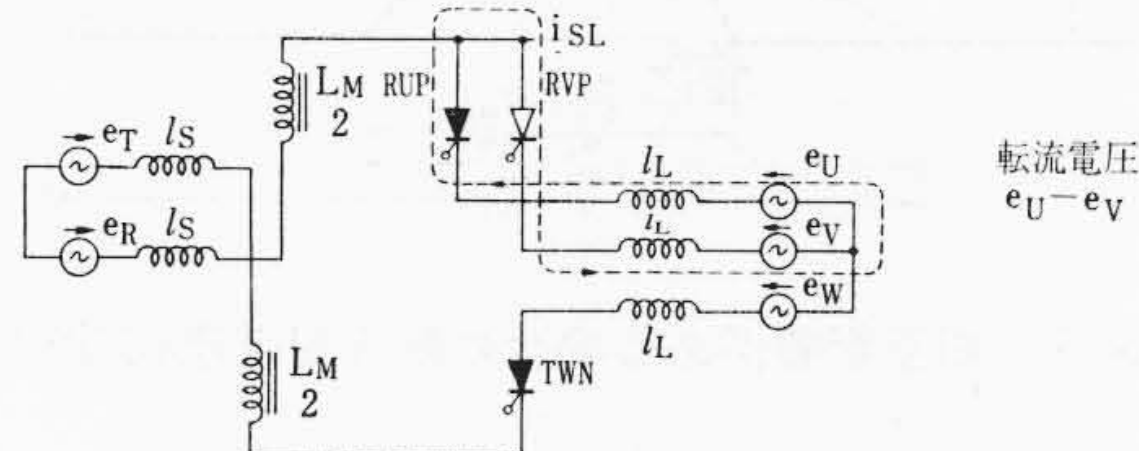
電源相間の転流を電源転流と呼び、負荷である同期電動機の相間の転流を負荷転流と呼ぶことにすれば、サイクロコンバータ部のサイリスタはこの両転流に従って転流が行なわれている。

各転流は電源電圧周波数(ω_s)、あるいは負荷電圧周波数(ω_L)に応じて順序正しく行なわれるが、両転流の相対的な時間関係から電源転流のみが行なわれる場合、負荷転流のみが行なわれる場合および

(a) 電源転流 R→S(RVP→SVP)



(b) 負荷転流 U→V(RUP→RVP)



(c) 電源転流と負荷転流が同時に行なわれる場合 R→S, U→V(RUP→SVP)

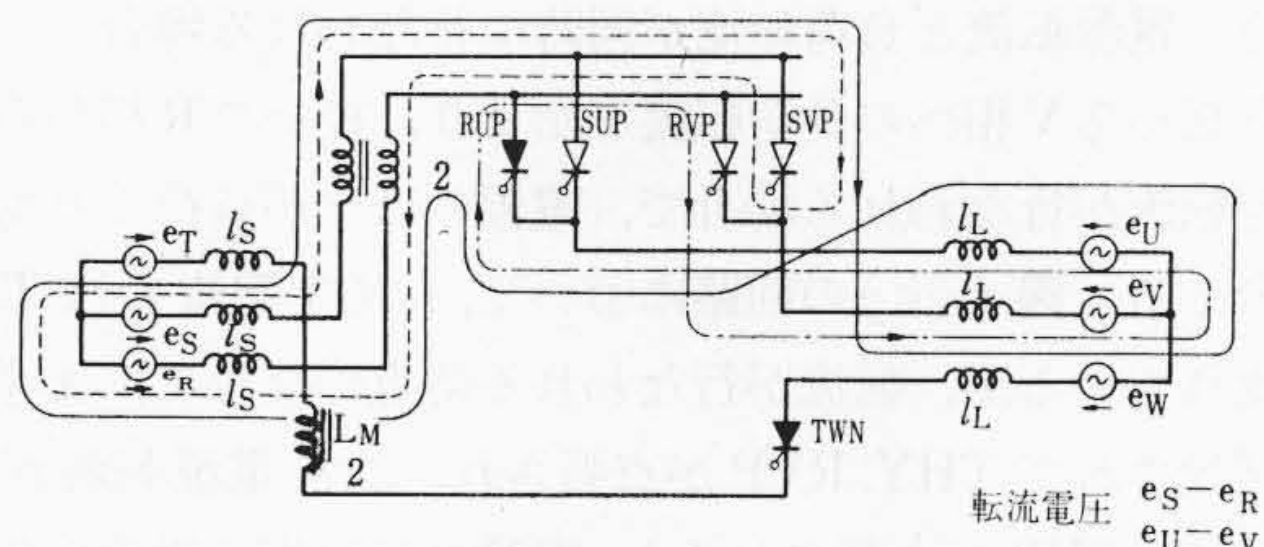


図4 電源転流と負荷転流

両者が行なわれている場合の三つの状態がある。

以下、おのおの場合について述べる。

(1) 電源転流のみが行なわれる場合

電源相のR相からS相への転流が行なわれる場合を考えると図4(a)の回路において、初め主電流 I_i は THY. RVP を流れているが、転流が行なわれる時点になれば、THY. SVP が点弧され、これにより点線で示す短絡回路が形成される。短絡電流 i_{ss} が図の向きに主電流 I_i の大きさに成長すると、主電流 I_i はS相からすべて流出するようになり、同時に THY. RVP に逆電圧が印加されて THY. RVP がターンオフし、電源転流が完了する。

電源側転流重なり角 u_s と制御遅れ角 α との関係は

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + u_s) = \frac{2\omega_s l_s I_i}{E_{sm}} \quad (1)$$

ここに、 E_{sm} : 電源線間内部電圧振幅値

l_s : 電源側相あたりの転流インダクタンス

となる。

(2) 負荷転流のみが行なわれる場合

負荷同期電動機のU相からV相への転流が行なわれる場合を考えると図4(b)の回路において、初め主電流 I_i は THY. RUP を流れているが、転流の行なわれる時点になると、THY. RVP が点弧され、これによって点線で示す短絡回路が形成される。短絡電流 i_{sl} が図の向きに主電流の大きさに成長すると主電流 I_i はすべてV相に流入するようになり、同時に THY. RUP には逆電圧が印加されて、THY. RUP がターンオフし転流が完了する。

負荷側転流重なり角 u_L と制御進み角 γ との関係⁽²⁾は、

$$\cos(\gamma - u_L) - \cos \gamma = \frac{2\omega_L l_L I_i}{E_{Lm}} \quad (2)$$

ここに、 E_{Lm} : 電動機線間内部電圧振幅値

l_L : 負荷(電動機)側相あたりの転流インダクタンス

となる。

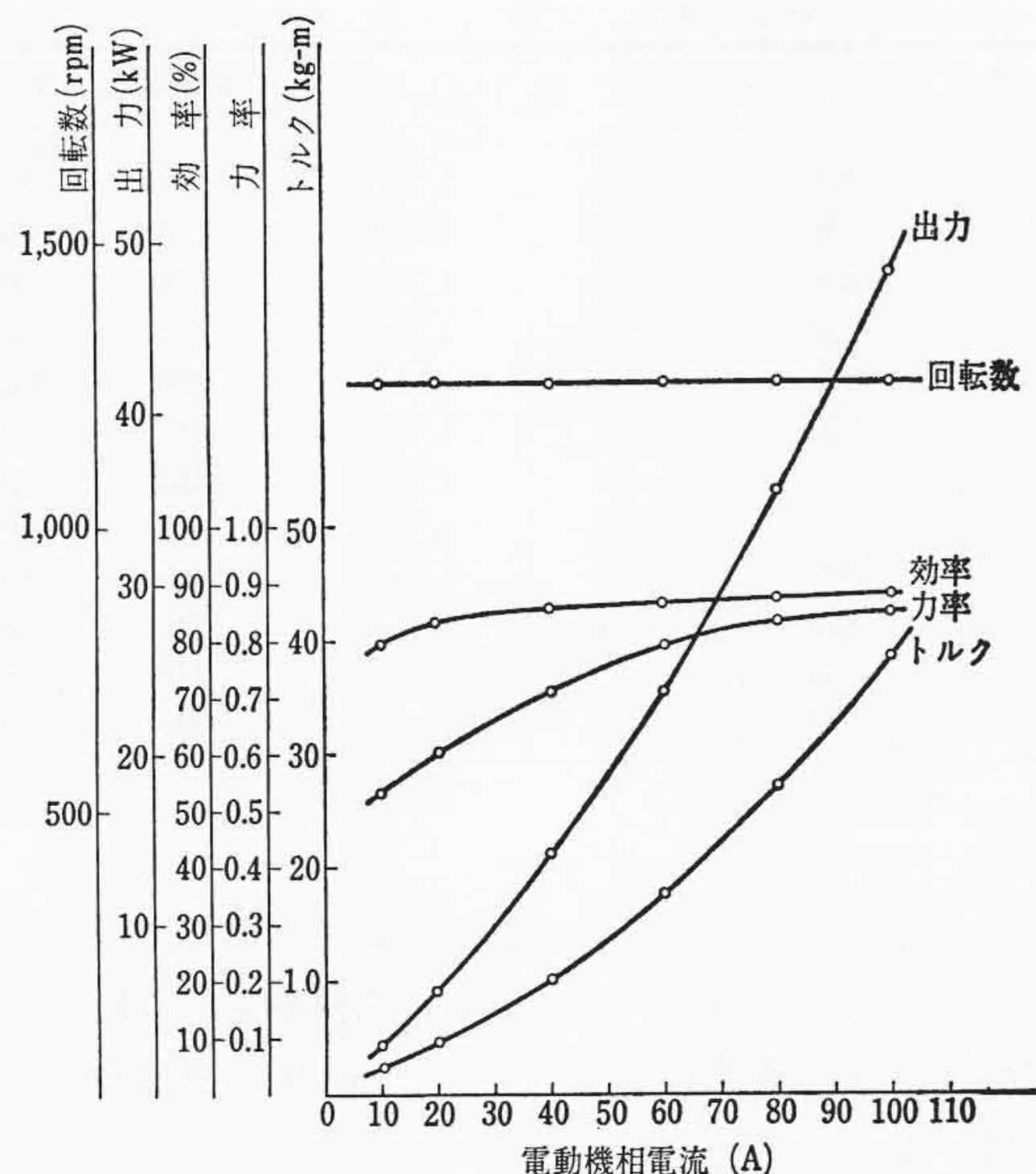


図6 45 kW サイリスタモータの速度制御特性

(3) 回転数 N (rpm) は,

$$N = \left(\frac{10}{p} \right) \frac{V_d - 2R_a I_i}{\sqrt{2} M_f I_f \cos(\gamma_0) - \sqrt{3} \left(\frac{L_d - L_q}{2} \right) I_i \sin(2\gamma_0) + l_L I_i} \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここに, V_d : コンバータ出力電圧

p : 極対数

$$\sqrt{2} M_f I_f = \frac{E_{Lm0}}{\omega_L}$$

となる。

(4) トルク T (kg-m) は,

$$T = \frac{p}{9.8} \left\{ \frac{3}{\pi} \sqrt{2} M_f I_f I_i \cos(\gamma_0) - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{L_d - L_q}{2} \right) I_i^2 \sin(2\gamma_0) + \frac{3}{\pi} l_L I_i^2 - \frac{\text{機械損}}{\omega_L} \right\} \quad \dots\dots\dots (9)$$

となり, 回転数はコンバータ出力電圧 V_d の制御(等価レオナード制御)または界磁電流 I_f の制御により制御できることがわかる。

図6は45 kW サイリスタモータの定格速度 1,250 rpm における速度特性であり, 速度制御精度 0.5% と高精度制御のできることが確認されている。

次に前節で述べた転流の相互影響がある場合の中高速運転時の出力, トルク式を求める。

簡単のために相互影響がある場合の電源側重なり角 u'_s およびリアクショントルクと機械損を無視する。

相互影響を受けた場合の負荷側の重なり角 u'_L は, $J \leq 1$ ならば $0 \leq u'_L \leq u_L$ の間に均等に存在する。そこで, $J \leq 1$ の場合の機械出力 $M_{J \leq 1}$ を求めると,

$$M_{J \leq 1} = \frac{3}{\pi} E_{Lm} I_i \left\{ (1-J) \cos \left(\gamma - \frac{u_L}{2} \right) \cos \frac{u_L}{2} + \frac{J}{2} \left\{ \cos \gamma + \cos \left(\gamma - \frac{u_L}{2} \right) \frac{\sin \left(\frac{u_L}{2} \right)}{\frac{u_L}{2}} \right\} \right\} \quad \dots\dots\dots (10)$$

となり, トルク $T_{J \leq 1}$ は,

$$T_{J \leq 1} = 0.0975 \cdot p \frac{E_{Lm}}{\omega_L} \cdot I_i \cdot \left\{ (1-J) \cos \left(\gamma - \frac{u_L}{2} \right) \cos \frac{u_L}{2} + \frac{J}{2} \left\{ \cos \gamma + \cos \left(\gamma - \frac{u_L}{2} \right) \frac{\sin \left(\frac{u_L}{2} \right)}{\frac{u_L}{2}} \right\} \right\} \quad \dots\dots\dots (11)$$

となる。

また, $J > 1$ となる場合には負荷側重なり角 u'_L は,

$$0 \leq u'_L \leq \frac{\omega_L}{\omega_s} \cdot \frac{2\pi}{3}$$

の間に均等に存在するから,

$$\frac{\omega_L}{\omega_s} \cdot \frac{2\pi}{3} = u'_{Lm}$$

とおくと機械出力 $M_{J > 1}$ は,

$$M_{J > 1} = \frac{3}{2\pi} E_{Lm} I_i \left\{ \cos \gamma + \cos \left(\gamma - \frac{u'_{Lm}}{2} \right) \cdot \frac{\sin \left(\frac{u'_{Lm}}{2} \right)}{\frac{u'_{Lm}}{2}} \right\} \quad \dots\dots\dots (12)$$

となり, トルク $T_{J > 1}$ は,

$$T_{J > 1} = 0.0487 \cdot p \frac{E_{Lm}}{\omega_L} \cdot I_i \cdot \left\{ \cos \gamma + \cos \left(\gamma - \frac{u'_{Lm}}{2} \right) \cdot \frac{\sin \left(\frac{u'_{Lm}}{2} \right)}{\frac{u'_{Lm}}{2}} \right\} \quad \dots\dots\dots (13)$$

となる。

次に低速度運転時の出力, トルク式を求める。簡単のため中・高速運転時と同一の仮定をおくと, 機械出力 M およびトルク T は,

$$M = \frac{3}{\pi} E_{Lm} \cdot I_i \cdot \frac{\sin(\omega_L \cdot \Psi_{\max})}{\omega_L \cdot \Psi_{\max}} \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$T = 0.0975 p \frac{E_{Lm}}{\omega_L} \cdot I_i \cdot \frac{\sin(\omega_L \cdot \Psi_{\max})}{\omega_L \cdot \Psi_{\max}} \quad \dots\dots\dots (15)$$

ここに,

$$\Psi_{\max} = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{2\pi}{3} \right)$$

となる。

3.3 サイリスタ印加電圧

サイクロコンバータの各アームのアノード・カソード間に加わる電圧の最大値は, 順方向においては $(E_{Lm} + E_{sm} \sin \alpha)$, 逆方向においては $(E_{Lm} \sin \gamma + E_{sm})$ である。

3.4 ベクトル図

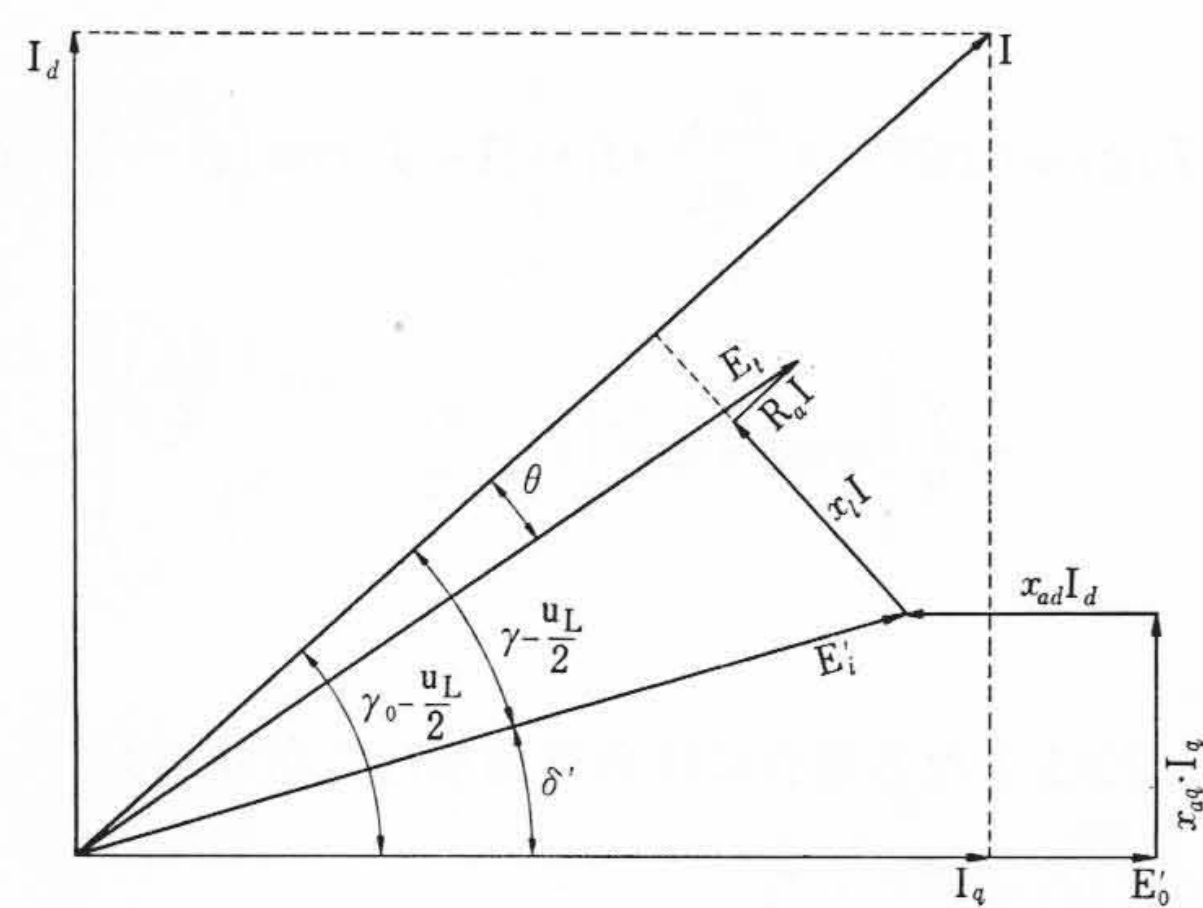
モータの運転状態を知るために, サイリスタモータの定常運転時における基本波に対するベクトル図を作図する。

重なり期間の電流変化を直線で近似した相電流をフーリエ級数に展開して, その基本波分の大きさを求めると,

$$I = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_i \cdot \frac{\sin \left(\frac{u_L}{2} \right)}{\frac{u_L}{2}} \quad \dots\dots\dots (16)$$

となり I の直軸分 I_d および横軸分 I_q は,

$$I_d = I \sin \left(\gamma_0 - \frac{u_L}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (17)$$



I : 相電流基本波分
 I_d : I の直軸分
 I_q : I の横軸分
 E_t : 供給端子電圧
 E_0 : 無負荷相電圧
 $E_0' : -E_0$
 E_i : 負荷時誘起電圧
 $E_i' : -E_i$
 x_{ad} : 直軸電機子反作用リアクタンス
 x_{aq} : 横軸電機子反作用リアクタンス
 x_l : 漏れリアクタンス
 R_a : 相抵抗
 δ' : 電機子反作用角⁶⁾
 θ : 力率角

図7 サイリスタモータの基本波に対するベクトル図

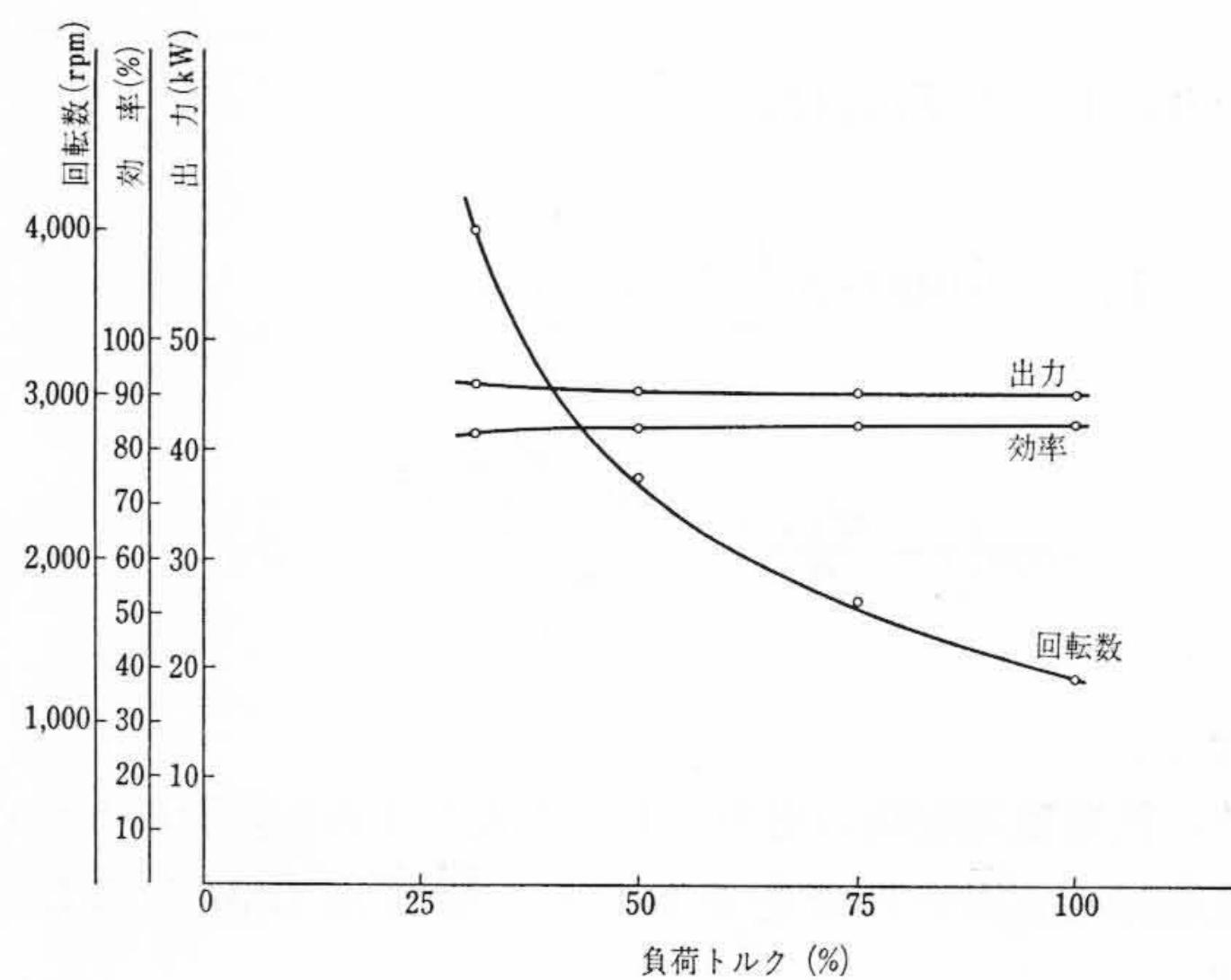


図8 45 kW サイリスタモータの電力制御特性

$$I_q = I \cos \left(\gamma_0 - \frac{u_L}{2} \right) \dots\dots\dots (18)$$

である。また相電流 I の基本波成分と無負荷時供給電圧 E_0' との位相差は、 $\left(\gamma_0 - \frac{u_L}{2} \right)$ である。

以上のことを考慮してベクトル図を作図すると図7となる。

ベクトル図が示すようにサイリスタモータにおける同期電動機の運転状態は相電流 I と無負荷時供給電圧 E_0' の位相差がほぼ一定の $\left(\gamma_0 - \frac{u_L}{2} \right)$ に保たれ、ある程度拘束された力率角 θ を保ちつつ相電流 I を流すに要する供給端子電圧 E_t が回転数の増減と電機子反作

表1 標準仕様

出力 (kW)	最高速度 (rpm)			電源電圧 (V)	電源周波数 (Hz)
30	850	1,150	1,750	220	50, 60
37	850	1,150	1,750	220	50, 60
45	850	1,150	1,750	220	50, 60
55	850	1,150	1,750	220	50, 60
75	850	1,150	1,750	220	50, 60
90	850	1,150	1,750	440	50, 60
110	850	1,150	1,750	440	50, 60
132	850	1,150	1,750	440	50, 60
150	850	1,150	1,750	440	50, 60
185	850	1,150	1,750	440	50, 60
220	850	1,150	1,750	440	50, 60
300	850	1,150	1,750	440	50, 60

用に見合っ自動的に供給され運転されることに特徴がある。

したがって、電力制御は一定電圧電源で駆動される同期電動機のように力率の大幅な変化によって行なわれず、直流機と同様に電流(電圧)制御によって行なわれることになる。

図8は45 kW機の界磁制御領域における電力制御特性を示したものである。

4. 標準仕様

標準仕様として表1に示す仕様を設定している。

5. 結 言

以上、サイクロコンバータ方式について述べたが、これを要約すると次のとおりである。

- (1) サイクロコンバータ方式の転流現象を明らかにし、信頼のある転流のできることを確認した。
- (2) 低速度域をはじめとして全領域での定常式を算出した。
- (3) 可変速電動機の重要な制御である速度制御、電力制御に対して満足のいく精度が得られた。
- (4) 始動の安定性、転流の信頼性などが確認できた。

などである。

現在、各社でサイリスタモータの開発が進められ、抄紙機、ポンプ、押出機などに実用化されているが、将来圧延機などへの幅広い用途が期待されるため、今後とも用途に応じた方式の検討を続けていく必要がある。

参 考 文 献

- (1) E. F. W. Alexanderson, A. H. Mittag: Elect. Engrs., 53, 1517 (Nov. 1934)
- (2) 佐藤: 電学誌 84, 1249 (昭39-8)
- (3) 山口, 藤原: 電学誌 88, 1806 (昭43-8)
- (4) 宮入, 常広: 電学誌 87, 1601 (昭42-8)
- (5) 宮入, 常広: 電学誌 85, 1585 (昭40-9)
- (6) 笹島, 土屋, 内藤: 電学誌 88, 2099 (昭43-11)