

# 琉球大学学術リポジトリ

## サイクロコンバータ式無整流子電動機の特性について（誘起電圧転流式無整流子電動機との比較）

メタデータ	言語: 出版者: 琉球大学工学部 公開日: 2013-09-24 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 親盛, 克治, Oyamori, Katsuji メールアドレス: 所属:
URL	<a href="http://hdl.handle.net/20.500.12000/27656">http://hdl.handle.net/20.500.12000/27656</a>

# サイクロコンバータ式無整流子電動機の特性について (誘起電圧転流式無整流子電動機との比較)

親 盛 克 治\*

## On the Characteristics of the Cycloconverter-type Commutatorless Motor (Compared with the induced-voltage commutation-type commutatorless motor)

Katsuji OYAMORI

### Summary

As the induced-voltage commutation-type commutatorless motor (DC-CLM) depends on only its armature induced-voltage commutation of thyristors, in the starting, it sometimes fails in commutation. While the DC-CLM, the cycloconverter-type commutatorless motor (AC-CLM) has both the source and induced-voltage commutation, and it scarcely fails in commutation, therefore the latter is more reliable.

This paper describes the comparison of the steady state characteristics of AC and DC CLM, based on the experiments and the following results are obtained.

1. In the speed control of the CLM, the voltage control scheme is better than the field control scheme. In the comparison of speed regulation, DC-CLM is superior to AC-CLM.

2. Although armature reaction is nearly the same for both AC and DC-CLM, the former has larger commutation angle and much harmonics, and therefore the load limit is narrower than the latter.

3. In the comparison of efficiency of both machines, AC-CLM is inferior to the DC-CLM. It seems that this is caused by the torque due to the harmonics.

### 1. まえがき

無整流子電動機 (Commutatorless motor, 以下CLMと略記する) は、一般にその駆動源として直流が用いられるため、始動時のように転流電圧が小さい場合には、転流失敗をおこし永久短絡にいたることがある。この難点を解消し、円滑な始動をおこなわせるために、駆動源として単相又は3相交流を用いたもの

がサイクロコンバータ式無整流子電動機 (AC-CLMと略記する) である。同機は誘起電圧転流式無整流子電動機 (DC-CLMと略記する) に似て、三相同期電動機とサイクロコンバータを組合わせた可変速度交流機である。

この方式では、始動時に転流電圧が小さくて仮に転流失敗をおこしても、電源の1サイクル中サイリスタには必ず1回の逆電圧が印加されるため、永久短絡に

受付: 1977年10月20日

\*琉球大学短期大学部電気工学科

いたる機会は皆無に等しい。更に駆動源として単相交流を用いているため、DC-CLM に較べその回路構成は一段と簡略化される。

今回AC-CLMを試作し、DC-CLMとの特性の比較を実験事実を中心に検討したので報告する。

2. 回路構成

2-1. AC-CLMの基本回路

第1図は本実験に用いた単相 CLM の基本回路である。サイクロコンバータ部は12個のアームのサイリス

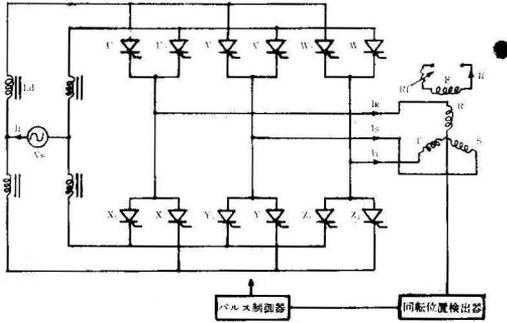


Fig.1 Main circuit of the AC-CLM

タで構成されており、各アームのサイリスタは回転子軸に直結された回転位置検出器 (Position sensor, P.Sと略記する) からの信号により、常に同一方向にトルクが発生するように選択通電される。P.Sは固定絶縁板に3個の近接スイッチを取付け、軸に直結された回転板(きりかき鉄板)によりスイッチを順次開閉する方式を採用した。(文献9第10図参照)

2-2. ゲート制御回路

第2図(a), (b), (c)は基本回路の12個のアームのサイリスタにゲート信号を送るゲート制御回路である。まず回転子位置に応じて、近接スイッチ(PS-1)がオンの状態にある時、ゲート信号はサイリスタ $U_1, Z_1$ のみオンさせ、電機子巻線にはR相を経てT相へと通電し、回転子は回転をはじめ。次に回転子の移動によりPS-1, PS-2が同時オンの位置では、サイリスタ $Z_1, V_1$ がオンとなり電機子巻線にはS相を経てT相へと通電がおこなわれ、一定方向のトルクを発

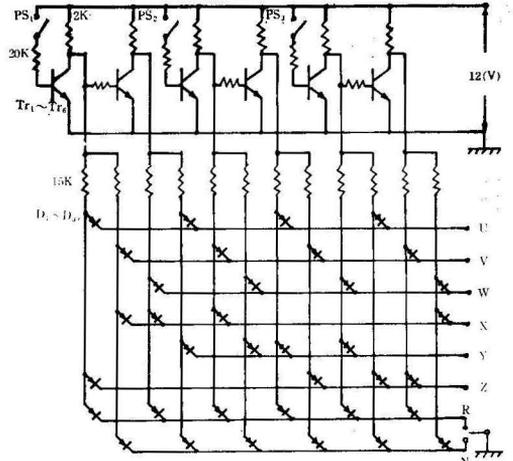


Fig.2 (a) Gate pulse circuit

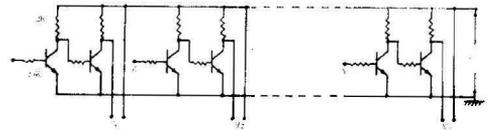


Fig.2 (b) Gate pulse inverse circuit

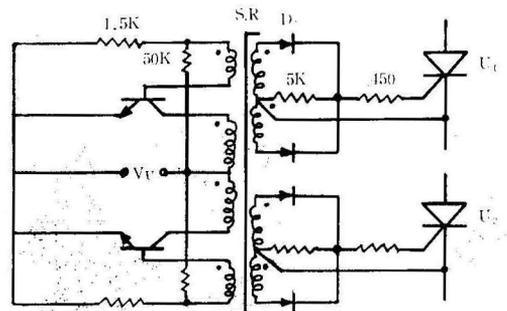


Fig.2 (c) Royer oscillator

生ずる。

このように回転子がいかなる位置にあっても同一方向にトルクを発生するためには、ゲート信号は120(°el)の幅をもち、且つ⊕側サイリスタグループ(U<sub>1</sub>U<sub>2</sub>,V<sub>1</sub>V<sub>2</sub>,W<sub>1</sub>W<sub>2</sub>)へのゲート信号と⊖側サイリスタグループ(X<sub>1</sub>X<sub>2</sub>,Y<sub>1</sub>Y<sub>2</sub>,Z<sub>1</sub>Z<sub>2</sub>)への信号は、60(°el)の重なりをもつて供給される必要がある。

異なる相同志(例えばR相からS相)への転流は、電動機の誘起電圧に頼る必要から、DC-CLMの場合と同様に設定進み角γ<sub>0</sub>(°el)は常にγ<sub>0</sub>>0としなければならない。又同一相同志(例えばR相)のサイリスタU<sub>1</sub>からU<sub>2</sub>への転流は、電源電圧の正負によって決まるので、転流失敗により永久短絡にいたることがなく、仮に転流失敗しても自然に回復するので、信頼性の高い装置といえる。

第2図(b)は同図(a)の出力信号を反転し、パルス列をUZVXWYの順に整える反転回路であり、更に図(c)は図(b)の出力信号をうけて、写真1にみるようなゲートパルス列をつくるロイヤル発振器である。同発

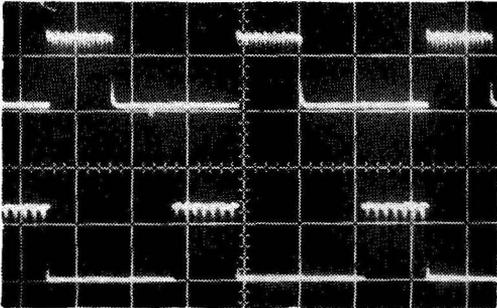


Photo.1 Gate pulse  
(10v/div)  
(5ms/div)

振器は又各アームのサイリスタゲート信号の絶縁の役目も兼ねている。

### 3. 動作原理

#### 3-1. 転流

AC-CLMにおいて最も重要なことは、転流が速やかに且つ信頼性が高くおこなわれることである。AC-CLMの転流方式には、1)電源転流2)誘起電圧転流の二つのモードが混在する。DC-CLMにおいては後者のみに頼るため、始動時のように誘起電圧の小さい場合は、転流しにくい難点があるがAC-CLMの転流は両者が混在するため永久短絡にいたることは皆

無に等しい。

#### (1).電源転流

第3図に示すように、同一電動機端子に接続された

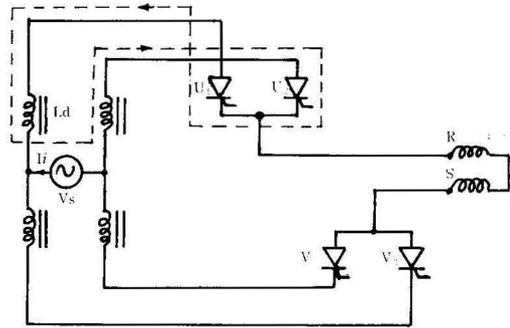


Fig.3 Source commutation

サイリスタグループ(例えばU<sub>1</sub>U<sub>2</sub>,V<sub>1</sub>V<sub>2</sub>……等)内の転流である。

今主電流*I<sub>i</sub>*がサイリスタU<sub>1</sub>を流れているとしよう。転流がおこなわれる時点でU<sub>2</sub>が点弧されると、点線で示す短絡回路が形成され、その短絡電流*i<sub>s</sub>*が主電流の大きさに達すると、サイリスタU<sub>1</sub>からU<sub>2</sub>へと主電流が移る。更にU<sub>1</sub>には電源の逆電圧が印加されてこれをオフにし転流が完了する

#### (2).誘起電圧転流

サイリスタの⊕側が同一母線に、⊖側が異なる相の電動機端子に接続されたサイリスタ間の転流を誘起電圧転流という。これは電動機が加速して、転流に必要な電圧を生じてからでないと効果を生じない。

第4図はサイリスタU<sub>1</sub>からV<sub>1</sub>への転流を示す。同

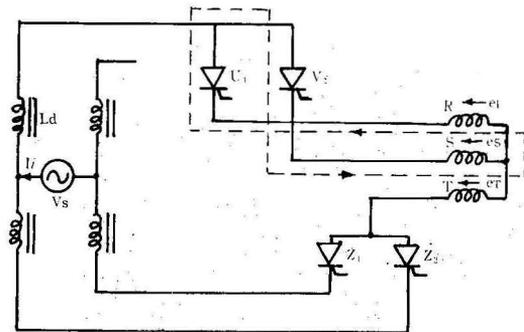


Fig.4 Induced-voltage commutation

図にみるように、誘起電圧 $e_R > e_s$ の時点(これを設定進み角 $\gamma_0$ が正であるという)でサイリスタ $V_1$ にゲート信号を与えると、点線で示す短絡回路が形成され、 $e_R - e_s = e$ の電圧はサイリスタに逆電圧として印加されてこれをオフにし、主電流はサイリスタ $U_1$ より $V_1$ へと移り、重なり角 $\mu$  ( $^\circ el$ ) を経過後転流は完了する。

(3) サイリスタの分担電流

AC-CLMにおいて電動機電流は、12個のアームのサイリスタに分配されて流れるが、その通電状況は電源周波数 ( $f_s$ ) と電動機周波数 ( $f_m$ ) の比により大幅にかわる。表1に示すように $f_s = 3f_m$ の場合は、12

Table 1. Sequence of thyristor turn-on

( $f_s = 3f_m$ )

電動機周波数	電源周波数	電源極性	サイリスタ通電順序	電源極性
1	1	A →	$U_1 \rightarrow R \rightarrow S \rightarrow Y_1 \rightarrow$	B
		B →	$U_2 \rightarrow R \rightarrow T \rightarrow Z_2 \rightarrow$	A
	2	A →	$V_1 \rightarrow S \rightarrow T \rightarrow Z_1 \rightarrow$	B
		B →	$V_2 \rightarrow S \rightarrow R \rightarrow X_2 \rightarrow$	A
	3	A →	$W_1 \rightarrow T \rightarrow R \rightarrow X_1 \rightarrow$	B
		B →	$W_2 \rightarrow T \rightarrow S \rightarrow Y_2 \rightarrow$	A

Table 2. Sequence of thyristor turn-on

( $f_s = f_m$ )

電動機周波数	電源周波数	電源極性	サイリスタ通電順序	電源極性
1	1	A →	$U_1 \rightarrow R \rightarrow S \rightarrow Y_1 \rightarrow$	B
		A →	$U_1 \rightarrow R \rightarrow T \rightarrow Z_1 \rightarrow$	B
		A →	$V_1 \rightarrow S \rightarrow T \rightarrow Z_1 \rightarrow$	B
		B →	$V_2 \rightarrow S \rightarrow R \rightarrow X_2 \rightarrow$	A
		B →	$W_2 \rightarrow T \rightarrow R \rightarrow X_2 \rightarrow$	A
		B →	$W_2 \rightarrow T \rightarrow S \rightarrow Y_2 \rightarrow$	A

個のサイリスタは  $f_m$  の1サイクル中必ず1回通電するが、 $f_s = f_m$  の場合は表2から明らかなように12個のサイリスタのうち、特定のサイリスタのみ通電し他 ( $U_2, W_1, X_1, Z_2$ ) は全く通電しない。従って $f_s = f_m$  においてはサイリスタの電流分担が均等でなく、特定の素子のみ温度上昇をおこすことがある。

$f_s > 3f_m$  の低周波ではグループ内サイリスタの通電回数が平均化され、温度上昇のばらつきも少ないが、逆にあまり低周波すぎると1素子の通電期間が長くな

り温度上昇をおこすことがある。(1)(2)

(4) 平滑リアクトル

平滑リアクトルは、転流時の突入電流の緩和、ダンパの異常高調波の軽減、異常振動トルクの軽減などの目的で挿入される。平滑リアクトルは、第1図に示すように電源と直列に接続されるため、電源転流時において転流リアクタンスとして作用するので、転流重なり角の増加や、電圧変動率の悪化につながらないように同一転流グループに属する巻線は同一鉄心に巻き、転流時にはリアクタンスとして働かないようにする必要がある。

4. AC-CLMの基本式

4-1. ベクトル図

AC-CLMの誘起電圧は写真2にみるようにほぼ正弦波とみられ、相電流は写真3のように120 ( $^\circ el$ ) の

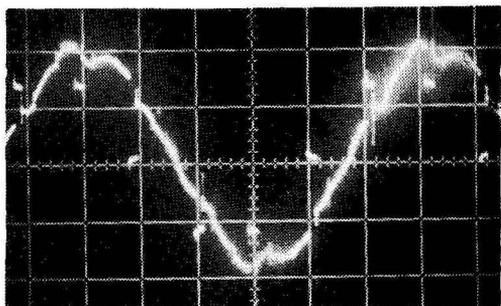


Photo.2. Induced line-voltage (Vwu)  
(100v/div, 5ms/div)

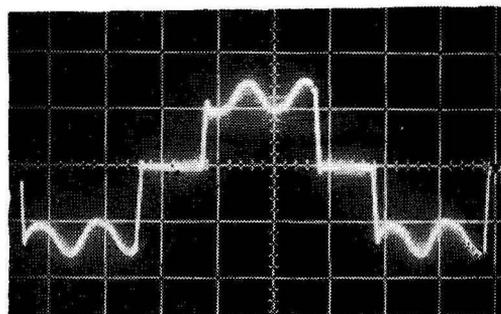


Photo.3 Armature current ( $I_R$ )  
(200mv/div, 5ms/div)

幅をもつ矩形波交流とみなせる。今、解析を容易にす

るために、電圧電流の基本波のみを考えると、3相同期電動機のベクトル図(第5図)がそのまま適用でき

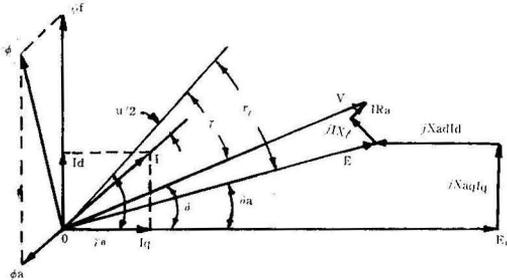


Fig.5. Vector diagram

る。同図において、 $V_s$ ;入力電圧、 $E$ ;電動機誘起電圧、 $E_0$ ;無負荷誘起電圧、 $I$ ;電機子電流基本波実効値、 $\phi_0$ ;界磁々束、 $\phi_a$ ;電機子反作用磁束、 $\phi$ ; $\phi_0$ と $\phi_a$ の合成磁束(負荷時有効磁束) $\times I$ ;電機子漏れリアクタンス、 $R_a$ ;電機子1相分抵抗、 $X_{ad}$ ;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、 $r_0$ ;設定進み角、 $r_i$ ;負荷時進み角、 $\gamma$ ;実効進み角、 $u$ ;転流重なり角。

AC-CLMにおいては、電源転流および誘起電圧転流の両者に頼る必要から、必ず進み電流運転を強いられ、従ってその電機子反作用は減磁作用となる。同機は負荷増大につれて、 $\gamma$ の減少及び $u$ の増加により転流余裕角 $\theta = r_0 - \delta - u$ は次第に小さくなり、 $\theta \leq \alpha$ (但し $\alpha$ はサイリスタのターンオフ時間(°el))ではもはや誘起電圧転流はできなくなる。この難点を補う方法(5)(6)として、転流リアクタンスをできるだけ小さくし、且つ減磁作用を補正するために、複巻界磁を併用したり補償巻線を設けるなど種々提案されている。(7)

4-2. 誘起電圧、速度およびトルク

(1). 誘起電圧

負荷時の1相当りの電動機誘起電圧 $E$ は(1)式で与えられる。(8)

$$E = (V_s - 2IiR_a) \pi / 3\sqrt{6} \cos(r_i - u/2) \cdot \cos u/2 \quad (1)$$

(1)式からわかるようにその誘起電圧は入力電圧に比例し、 $r_i$ および $u$ の余弦に反比例する。

(2). 回転速度

AC-CLMの回転速度 $N$  (rpm)は、同期機の誘起電

圧の式(2)より(3)式のように与えられる。

$$E = \sqrt{2} \pi f k \omega W \cdot \phi = \pi p k \omega W \cdot \phi N / 60 \sqrt{2} \quad (2)$$

但し $k\omega$ ;巻線係数、 $W$ ;1相当りの巻数、 $P$ ;極数、 $f$ ;電動機誘起電圧周波数、 $\phi$ ;1極当りの有効磁束

$$N = 20(V_s - 2IR_a) / \sqrt{3} P k \omega W \phi \cdot \cos(r_i - u/2) \cdot \cos u/2$$

$$= E / K \phi$$

$$\text{但し } K = \pi p k \omega W / 60 \sqrt{2} \quad (3)$$

(3)式より AC-CLM の速度制御は DC-CLM と全く同じく、1)  $V_s$ による方法、2)  $\phi$ による方法、3)  $r_i$ による方法などがある。1), 2) は直流機 の速度制御に用いられる電圧制御、界磁制御に対応するものであり、3) は CLM 独特の方法である。そのうち最も多く用いられているのが1)の方法であり、直流機の高精度速度制御を同期機に取り入れた点は最も大きい利点といえる。

(4). トルク

AC-CLMのトルクは(4)式のように与えられる。(8)

$$T = (V_s - 2IiR_a) \cdot li / \omega = 3\sqrt{6} / \omega \pi \cdot E I \cos(r_i - u/2) \cos u/2$$

$$= 3\sqrt{3} / \pi \cdot k \omega W \phi \cos(r_i - u/2) \cdot \cos u/2$$

$$= K' \phi I \cdot \cos(r_i - u/2) \cdot \cos u/2 \quad (4)$$

$$\text{但し } K' = 3\sqrt{3} / \pi \cdot k \omega W$$

(5). 負荷角

負荷角 $\delta$ は第5図より(5)式で与えられる。

$$\delta = \tan^{-1} \{ I q X_q + I R_a \sin(r_0 - u/2) / \{ E_0 - I_d X_d + I R_a \cos(r_0 - u/2) \} \} \quad (5)$$

但し  $X_d = X_l + X_{ad}$ ;直軸同期リアクタンス

$X_q = X_l + X_{aq}$ ;横軸同期リアクタンス

(5)式より明らかなように、負荷電流 $I$ の増加につれて負荷角 $\delta$ は増し、その結果転流余裕角 $\theta = r_0 - \delta - u = \gamma - u$ が減り負荷限界が生ずる。これはAC-CLMの本質的な短所と思われる。

5. 実験結果および検討

本実験に用いた供試機は3相突極形、4極、2.2(KW)、1800(rpm)、回転電機子形、励磁電圧100(V)、励磁電流1.3(A)の3相同期機である。負荷として3.7(KW)の容量をもつ渦流制動式動力計を用いた。

5-1. 無負荷特性

(1). 無負荷速度

第6図は無負荷時における入力電圧に対する速度特

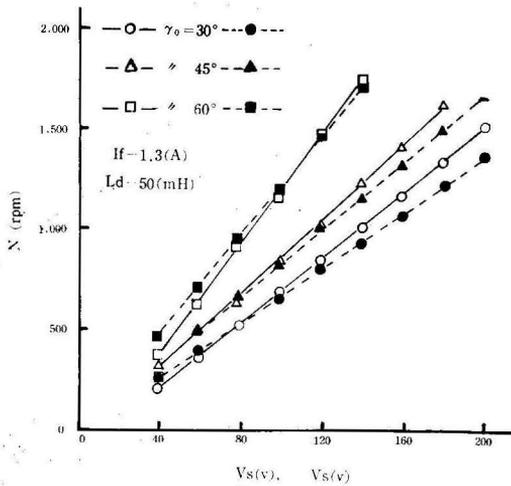


Fig. 6. No-load speed  $N$  vs. source voltage  $V_s$

性である。(3)式で示すようにその無負荷速度 $N_0$ は、 $N_0 = KV_s / \cos \gamma_0$ で与えられる。AC-CLMにおける速度制御法として、電圧制御法はその制御範囲が広く、且つ直流機の電圧制御のように設備費が高価になることもなく、最ものぞましい制御法といえる。

(2). 入力電圧対無負荷損

第7図は入力電圧に対する無負荷損の測定値であ

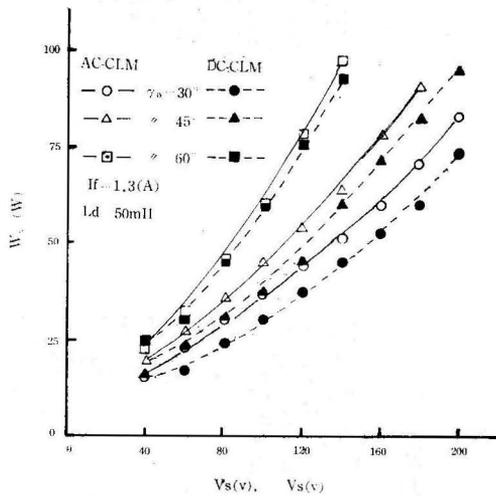


Fig. 7. No-load loss  $W_0$  vs. source voltage  $V_s$

る。AC-CLM, DC-CLMとも同じ傾向を示している。 $r_0$ の大きい程無負荷損の増大するのは、(3)式からわかるようにその速度が $r_0$ の余弦に反比例し、機械損の増大によるものである。 $r_0 = 30^\circ$ ;  $45^\circ$ におけるAC-CLMの無負荷損は定格電圧において、

夫々定格容量(2.2(KW)の3.8(%), 4.7(%))である。

(3). 励磁電流対無負荷速度

AC-CLMの速度制御の一つに界磁制御法がある。

第8図は入力電圧を150(V)一定に保った時の励磁電

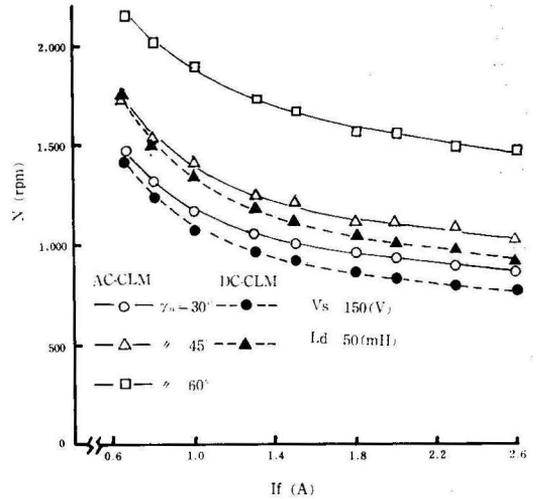


Fig. 8. No-load speed  $N$  vs. field current  $I_f$

流対無負荷速度特性である。

電圧制御法と界磁制御法を較べると、後者は励磁電流の小さい所で高速になりすぎて転流失敗の危険性をはらんでおり、又励磁電流の大きい所では磁気飽和の影響でその速度変化が小さい。

(4). 励磁電流対無負荷損

第9図は無負荷損の中に占める鉄損と機械損の割合

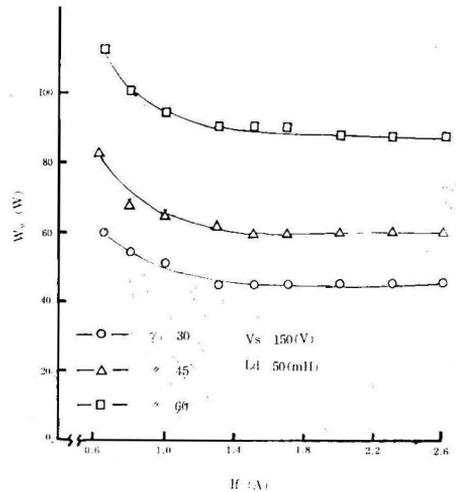


Fig. 9. No-load loss  $W_0$  vs. field current  $I_f$  一の傾向を調べようとするものである。同図において

励磁電流を定格値(1.3(A))以上にする時は、磁気飽和のためその鉄損は一定と考えられ又励磁電流が定格値以下においては、無負荷損の大半を機械損が占め、鉄損の占める割合は小さいと思われる。

5-2. 負荷特性

(1). 入力電流対負荷時進み角

第10図は $r_0$ をパラメータとした実効進み角 $\gamma$ の測定

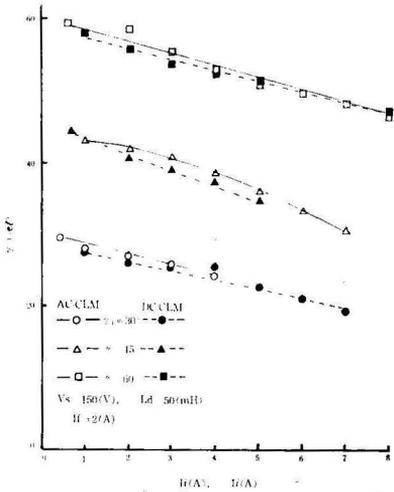


Fig.10. Commutation leading angle  $\gamma$  vs. input current  $I_i$

値である。 $\gamma$ は線間電圧 $V_{wu}$ とサイリスタ $U_1$ のゲートパルスの位相差をシンクロにより測定した。

AC-CLM, DC-CLMとも殆んど同じ程度の $\gamma$ の減少である。重なり角についてはデータとしてあげてないが、シンクロでの観測結果では前者の方が大きく、且つ電圧波形の乱れも大きい。(写真4、5参照) 従

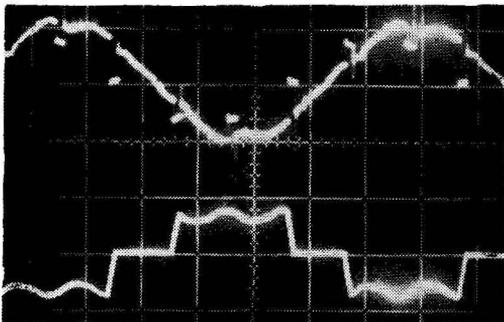


Photo.4 (upper) Induced line-voltage ( $V_{wu}$ ) (100v/div, 5ms/div)  
(lower) Armature current ( $I_R=5(A)$ ) (200mv/div, 5ms/div) (AC-CLM)

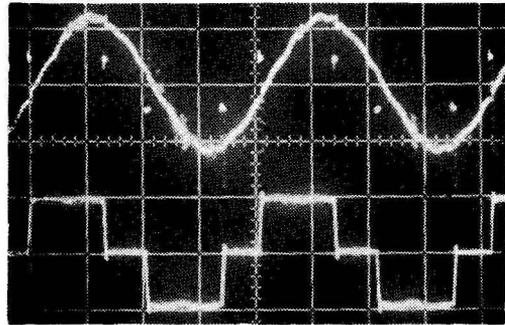


Photo.5 (upper) Induced line-voltage ( $V_{wu}$ ) (100v/div, 5ms/div)  
(lower) Armature current ( $I_R=5(A)$ ) (200mv/div, 5ms/div) (DC-CLM)

って負荷限界は後者が幾分勝ると思われる。

(2) 速度特性

第11図は $V_s=150(v)$ 一定に保った時の入力電流対速度特性である。DC-CLMが負荷増加に対して直線的に速度が下降しているのに対し、AC-CLMでは軽負荷時の速度変化が大きい。その速度変動率は $r_0=30$ (°el),  $45$ (°el),  $60$ (°el)の場合、DC-CLMで19.9(%), 22.1(%), 26.8(% )に対し、AC-CLMは81.7(%), 80

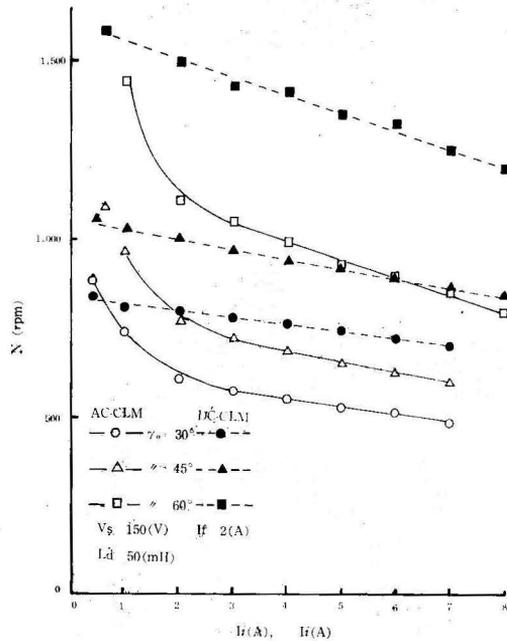


Fig.11. Speed characteristic curves (% )86.4(% )と大きい。後者の変動率の大きいのは、

負荷増加につれて高調波分が増し且つ重なり角の増大が大きな原因と考えられる。

(3) 入力電流対力率

同期電動機においてはその速度が一定で、励磁電流によりその力率を大幅にかえて使用されるが、AC-CLMにおいてはその力率は一定と考えられる。(重なり角電機子反作用を無視した場合)

第12図は重なり角および電機子反作用を考慮した時

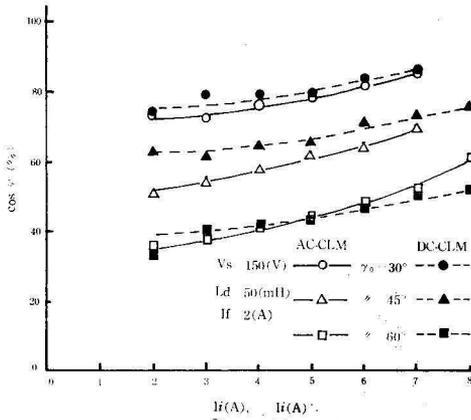


Fig.12. Powerfactor  $\cos \phi$  vs. input current  $I_i$

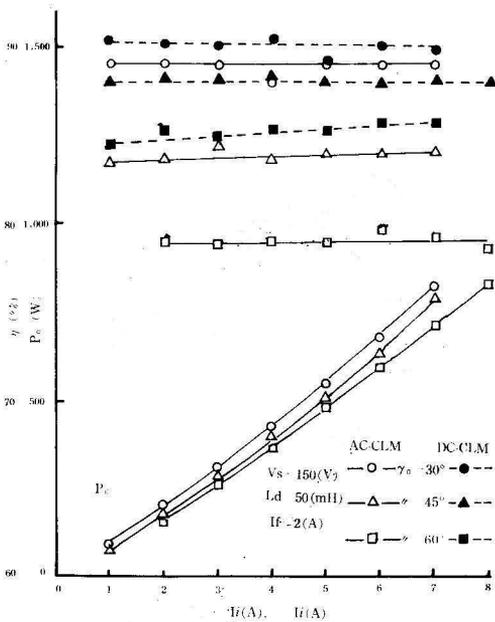


Fig.13. Output  $P_o$  and efficiency  $\eta$  vs. input current  $I_i$

の力率曲線である。同図より重負荷程又  $r_0$  が小さい程高力率となる。これは電機子反作用角  $\alpha$ 、重なり角の増加によるものである。

(4) 入力電流対出力および効率

第13図は  $V_s=150$  (V) 一定における入力電流対出力、効率曲線である。出力については  $r_0$  の小さい程高効率期待されるが、 $r_0$  を小さくできる範囲はサイリスタの転流余裕角により制限をうけるため、本実験で  $r_0$  は  $=30$  (°el) を最小の設定進み角とした。

効率の比較においては、DC-CLMの方が高効率期待できるし実験結果もそれを裏付けている。これは前述の高調波分および重なり角に依存する所が大きいためと思われる。

むすび

本実験の結果次の結論を得た。

(1). AC-CLM, DC-CLMともその速度制御方式は電圧制御が界磁制御に勝り、速度変動率は後者が小さく、且つ負荷増加に対し直線的である。これに対しAC-CLMは軽負荷時の速度変化が大きい。

(2). 電機子反作用はAC-CLM, DC-CLMとも同程度であり、重なり角の増加は前者が大きいため負荷限界は後者が大きいと思われる。

(3) 重負荷程AC-CLMはDC-CLMに較べて高調波および重なり角が増すため、効率の点で幾分劣るが、電源転流があるため永久短路にいたる事は極めて少ない。

終りに本実験は東京工業大学佐藤則明教授の御教示によりおこなったものであり、こゝに感謝申し上げます。

文献

- 1) 難波、山本、塚原：富士時報44巻3号P.13
- 2) 鈴木、土屋：富士時報47巻2号P.75
- 3) 矢野、林、佐藤：電学誌論文50-B-23P.25
- 4) 井上、山本：富士時報47巻2号P.23
- 5) 佐藤：電学誌論文39-58P.115
- 6) 鈴木、高橋、社：富士時報47巻2号P.12
- 7) 佐藤、山口：電学誌論文48-B5P34
- 8) 佐藤：電学誌論文39-58P.114~115
- 9) 那、和、中村、市原：明電舎時報通巻第111号P.17