琉球大学学術リポジトリ

トランジスタ式無整流子電動機の特性と複巻界磁巻線の効果について

メタデータ	言語:
	出版者: 琉球大学理工学部
	公開日: 2013-09-17
	キーワード (Ja):
	キーワード (En):
	作成者: 親盛, 克治, 伊波, 善清, Oyamori, Katsuji, Iha, Zensei
	メールアドレス:
	所属:
URL	http://hdl.handle.net/20.500.12000/27514

トランジスタ式無整流子電動機の特性と複巻界磁巻線の効果について

親盛克治*　伊波善清*

On the Characteristics of Transistor-Commutatorless Motor and Effects of Compound Winding

Katsuji OYAMORI*　Zensei IHA*

Summary

As the induced-voltage commutation type commutatorless motor (Thy-CLM) does not need external commutation elements such as capacitors and reactors, its construction is simple compared with the compulsive commutation type CLM. But, as the commutation of the thyristors depends on the armature induced-voltage, the setting angle has to be equal to or larger than the commutation margin angle. Therefore, for the Thy-CLM, if the setting angle is smaller than the commutation-margin angle, its normal operation as well as its starting are imposible.

This paper describes the effects of the cumulative- and differential-compound field windings over the load characteristics of the transistor-CLM (TR-CLM), based on the experiments, and the following results are obtained.

(1) For the TR-CLM the setting angle can be chosen in a range wider than that for the Thy-CLM, and therefore the former is superior in starting and steady operation characteristics.

(2) The differential-compond field winding results in a good constant speed characteristic, but in a heavy load condition, the powerfactor and efficiency decline.

(3) The cumulative-compound field winding suppresses the decrease of the load leading-angle, and the load limit is widened. Therefore, this scheme is particularly useful when applied to the Thy-CLM.

受付：1978年4月28日

*琉球大学短期大学部電気工学科

1．まえがき

従来の無整流子電動機（Commutatorless motor，以下CLMと略す）は，大半がサイリスタを使用しているため，その転流が確実に行なわれるか否かに装置の信頼性がかかっている。なかでも誘起電圧転流式CLMは，転流を電動機の誘起電圧に頼るため，コンデンサやリアクトルなどの転流素子を必要とせず，従って回路構成を極めて簡単にできるが，設定角 γ_o（°el）を進みにしなければ始動は勿論のこと，定常運転も不可能である。又任意のγ_oのもとで運転していても，負荷の増大につれて，負荷時進み角γ(°el)の減少および転流重なり角u(°el)の増大を招く結果，負荷限界の生ずることが報告されている[1)，2)，3)]。

更に転流を確実に行なわしめるためには、γ_oは大きい方がのぞましい（大体50～60（°el））が，定常運転時ではγ_oが大きいとトルクの脈動が増し，従って平均トルクが減少し，効率の低下につながる。

負荷限界を拡大する一方策として，直巻界磁方式を採用し，3相同期電動機に直流直巻特性をもたせた方式も報告されているが[4)，5)]，いずれも転流に難点があるように思われる。

筆者らは，これらの難点を解消する一方法として、サイリスタの代りにトランジスタを用いたトランジスタ式無整流子電動機（以下TR—CLMと略す）を試作し，その特性を実験事実を中心に検討し，更に複巻界磁巻線の機器特性に与える影響について考察を行なったので報告する。

2．回路構成および動作原理

2−1　TR−CLMの主回路

第1図にTR−CLMの主回路を示す。従来チョッパ回路やインバータ回路のスイッチ素子として，サイリスタがその主流をなしているが，これは高耐圧大電流素子の出現による所が大きい。

最近パワートランジスタの高耐圧大電流化が進み，電力用素子として各方面に使用され脚光をあびている。パワートランジスタは，サイリスタに較べて制御性能が優れており，サイリスタで必要とされる素子のターンオフエネルギーが不用で，単にベース信号の断続により，容易に且つ信頼性高く制御できる利点がある。しかしトランジスタは上記の利点を有する反面，サージおよび熱的に極めて脆弱であり，又サイリスタ程大容量素子がないため，第1図に示すようにダーリントン接続で用いられるのが普通である[6)]。

サイリスタ式無整流子電動機（Thy−CLMと略す）では$\gamma_o > 0$での運転のため，素子をオフするために逆

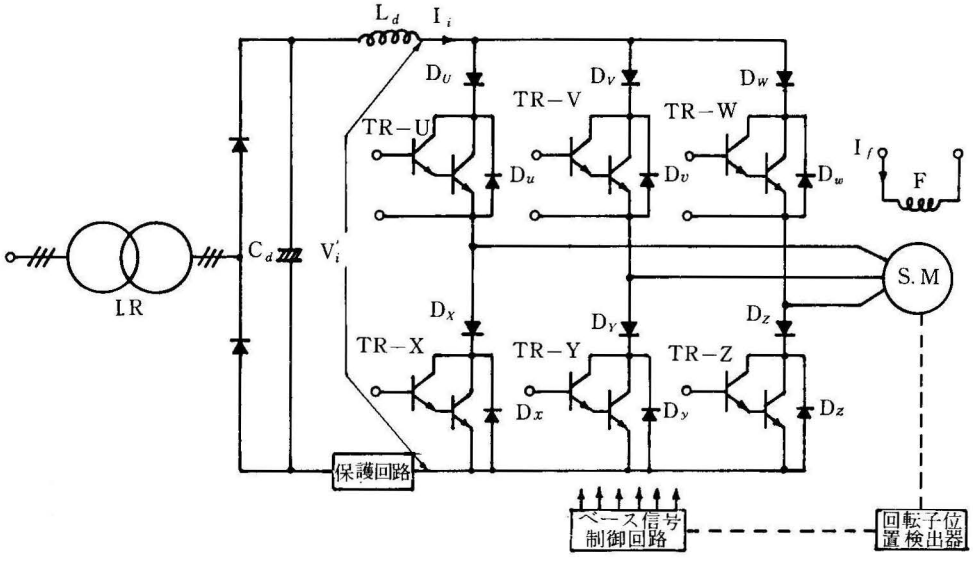


Fig. 1.　Main circuit of TR−CLM

電圧を有効に利用できるが，TR−CLMでは有害となるので逆電圧による短絡電流を阻止するために，各トランジスタと直列にダイオードD_U〜D_Zを挿入する必要がある。写真(1)上はγ_0をおくれ45(°el)に設定し，且つ入力電流8(A)の時のダイオード阻止電圧であり，下は主トランジスタC−E間電圧である。又主トランジスタと並列のダイオードD_u〜D_zは素子保護のために挿入してある。

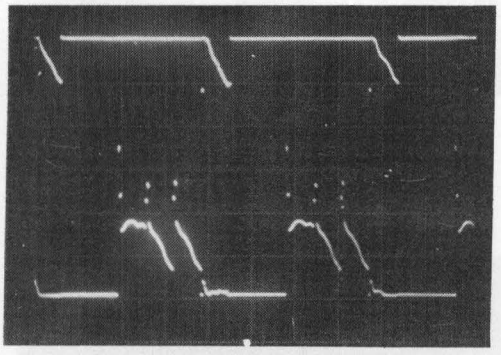


Photo. 1. (upper) ; Diode volage (100v／div, 10ms／div)
(lower) ; Transistor voltage V_{CE} (100v/div, 10ms/div)

2−2　回転子位置検出器とベース信号制御回路

第2図に回転子位置検出器を示す。同装置は固定子側に固定され近接スイッチ（P.S）をつけた絶縁板（図(a)）と，軸に直結された回転板（図(b)）より構成される。P.Sは図(a)にみるように，絶縁板上にそれぞれ6個を60（°el）間隔で配し，その前部を60(°el)の広がりをもった扇形鉄板が回転することにより，回転子位置を探知しようとするものである。

今回転板がPS−U，PS−Zの2個を覆った位置にある時，PS−U，PS−ZのスイッチSはオフの位置にあり，第3図に示すように主回路のトランジスタTR−−U，TR−Zが通電し電動機は回転をはじめる。以後常に正方向トルクが生ずるようにトランジスタを選択通電し，回転を継続する。写真(2)はTR−X，TR−Yのベース信号列である。

2−3　保護回路

トランジスタはサイリスタに較べ，逆電圧および熱的に脆弱であり，特にインバータの上下素子短絡による過電流からの保護は最も重要である。

第4図はサイリスタ2個を用いた簡単な過電流保護回路である。今主回路に設定値以上の過電流が流れると，Rでの電圧降下によりTR−1が通電し，続いてTR−2の通電によりThy−1のゲート信号が印加される結果コデンサCに充電された電荷により，Thy−2に逆方向電圧力がかゝり主回路は速やかにオフ状態となる。

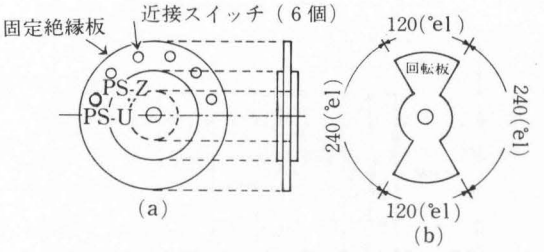


Fig.2. Position sensor (for 4 poles)

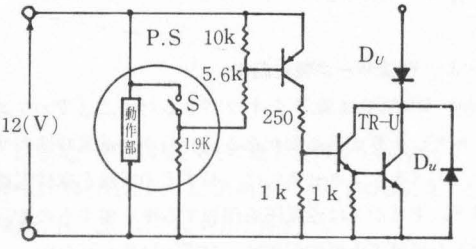
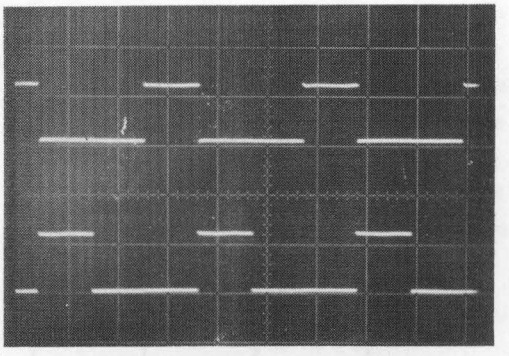


Fig.3. Pulse control circuit



Photo, 2. Transistor base signal
(upper) V_{BX} (10v/div, 10ms/div)
(lower V_{BY} (10v/div, 10ms/div)

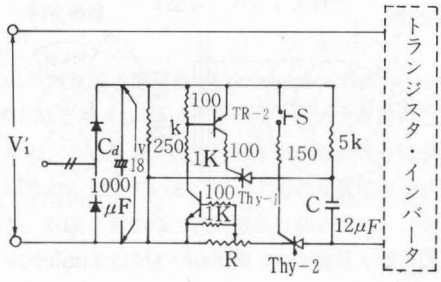


Fig.4　Protective circuit for over current

2－4　転流サージ吸収回路

Thy－CLMでは素子をオフさせるために必ずオフエネルギーを与える必要がある。いわゆる通電状態のサイリスタをオフさせるには，必ずその電流を保持電流以下にするか又は逆電圧を印加する事を要するので，素子を破壊する程の転流サージ電圧は現われない。

しかしTR－CLMは転流サージその他のサージにより素子の破壊されることがしばしばおこる。第5図は転流サージ吸収回路を示す。主回路のトランジスタのオン，オフにより，電機子巻線（1相分）の両端に規定以上のサージ電圧が現われた時，ZD_1，ZD_2を通して抵抗（15(Ω)）にサージエネルギーを消失せしめようとするものである。写真(3)は$\gamma_0=45$(°el)おくれで，且つ入力電流を8（A）としサージ吸収回路を付した時のトランジスタ両端電圧（サージ波高値350(V)，入力電圧150(V)であり，写真(4)は同じくサージ吸収回路なしの波形（波高値530(V)，入力電圧150(V)である。

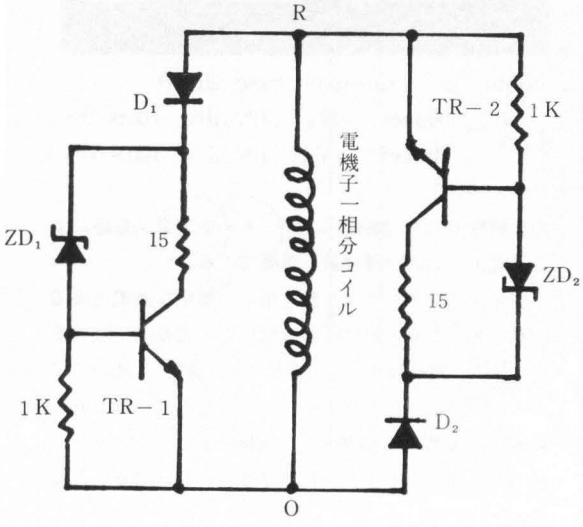
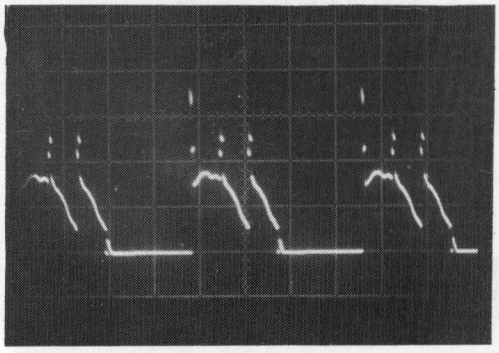


Fig.5.　Commutation surge absorder



Photo, 3　Transistor voltage V_{CE}
(with surge absorber)
(100v/div,　5ms/div)

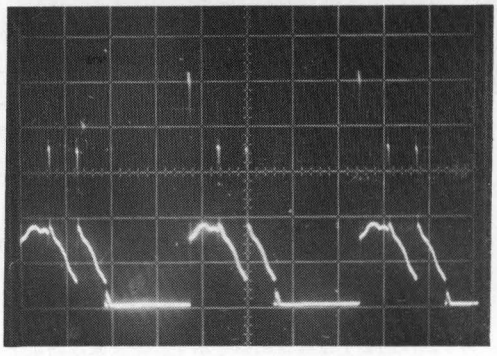


Photo. 4.　Transistor voltage V_{CE}
(without surge absorber)
(100v/div,　5ms/div)

3．TR－CLMの基本式

前述の通りThy－CLMは，素子のオフエネルギーを電動機の誘起電圧に頼る必要から，必ず$\gamma_0>0$での運転が要求される。しかるにTR－CLMではそのオフエネルギーが不要のため，任意のγ_0（-60(°el)$\leqq\gamma_0\leqq60$（°el），⊕はγ_0の進みを⊖はおくれを表わすものとする。）の全範囲での運転が可能である。

第6図はTR－CLMの特性解析に用いられる3相同期電動機のベクトル図である。但しE_o；無負荷誘起電圧（1相当り以下同じ），E_i；内部誘起電圧，V；端子電圧，I；電機子電流基本波実効値，I_d；直軸電機子電流，

I_q;横軸電機子電流，x_{ad};直軸反作用リアクタンス，x_{aq};横軸反作用リアクタンス，R_a;電機子1相分抵抗，x_l;電機子漏れリアクタンス，γ_0;設定角，γ_i内部設定角，γ負荷時設定おくれ角，u;転流重なり角，δ;内部相差角，φ;力率角である。

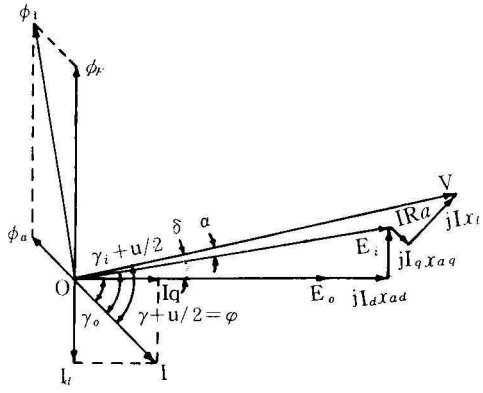


Fig. 6. Vector diagram（γ_o=45(°e1) lag)

3－1　負荷時誘起電圧

負荷時1相分誘起電圧実効値をE_iとすると，第7図から(1)式のように与えられる[7]，[8]，[9]。

$$V_1'-2I_iR_a=3/\pi\left\{\int_{(\pi/6-\gamma_i)}^{-(\pi/6-\gamma_i-u)} f_1(\theta)\cdot d\theta+\int_{-(\pi/6-\gamma_i-u)}^{(\pi/6+\gamma_i)} f_2(\theta)\cdot d\theta\right\}$$

$$=\{3\sqrt{6}/\pi\}\{E_i\cos(\gamma_i+u/2)\cdot\cos(u/2)\}$$

但し$f_1(\theta)=3\sqrt{2}/2\cdot E_i\cos(\theta+\pi/6)$

$f_2(\theta)=\sqrt{6}E_i\cos(\theta)$

$$E_i=\{\pi(V_1'-2I_iR_a)\}/\{3\sqrt{6}\cos(\gamma_i+u/2)\cos(u/2)\} \quad (1)$$

$\gamma_0>0$での運転では(1)式における$\cos(\gamma_i+u/2)$が$\cos(\gamma_i-u/2)$にかわる

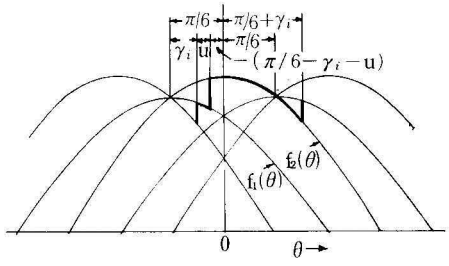


Fig.7. Induced voltage

3－2　速度および出力

(1) 速度

3相同期電動機の誘起起電力は周知のように(2)式で与えられ，従ってTR－CLMの速度N（rpm）は(3)式で示される[1]，[7]。

$$E_i=\sqrt{2}\pi\cdot k_\omega Wf\phi_t=\sqrt{2}\pi\cdot k_\omega W\phi_t\cdot PN/120$$
$$=\pi k_\omega W\phi_t PN/60\sqrt{2} \quad (2)$$

$$N=60\sqrt{2}E_i/\pi k_\omega WP\phi_t=\{20(V_1'-2I_iR_a)\}/\{\sqrt{3}k_\omega WP\phi_t\cos(\gamma_i+u/2)\cdot\cos(u/2)\}$$
$$=\{K(V_1'-2I_iR_a\}/\{\phi_t\cos(\gamma_i+u/2)\cdot\cos(u/2)\} \quad (3)$$

但しk_ω;巻線係数，W;電機子1相当りの巻数，f;TR－CLMの周波数，ϕ_t;負荷時ギャップ合成磁束，P;極数，$K=20/\sqrt{3}k_\omega WP$である。

ϕ_tは(4)式で与えられる。

$$\dot{\phi}_t=\dot{\phi}_F+\dot{\phi}_a \quad (4)$$

但し$\dot{\phi}_F=\phi_{fo}\pm\triangle\phi_f$

こゝでϕ_Fは負荷時界磁々束を示し，$+\triangle\phi_f$は和動複巻界磁駆動時の増分を，$-\triangle\phi_f$は差動複巻界磁の減少分を表わす。ベクトル図よりϕ_tは(5)式（γ_o進み），(6)式（γ_oおくれ）で示される。

$$\phi_t=[\{(\phi_{fo}\pm\triangle\phi_f)-\phi_a\cdot\sin(\gamma_o)\}^2+\{\phi_a\cdot\cos(\gamma_o)\}^2]^{\frac{1}{2}} \quad (5)$$

$$\phi_t=[\{(\phi_{fo}\pm\triangle\phi_f)+\phi_a\cdot\sin(\gamma_o)\}^2+\{\phi_a\cdot\cos(\gamma_o)\}^2]^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

(2) 出力

TR－CLMの出力P_oは(1)式を用いて(7)式で与えられる[1]，[7]。

$$P_o=(V_1'-2I_iR_a)\cdot I_i=\{3\sqrt{6}/\pi\}\{E_iI_i\cos(\gamma_i+u/2)\cdot\cos(u/2)\} \quad (7)$$

3－3　内部相差角および力率角

第6図より内部相差角δは(8)式で与えられ，力率角角φは(9)式で示される。

$$\delta=\tan^{-1}\{I_qx_{aq}-IR_a\cdot\sin(\gamma_o)+Ix_l\cdot\cos(\gamma_o)\}/\{E_o+I_dx_{ad}+IR_a\cdot\cos(\gamma_o)+Ix_l\cdot\sin(\gamma_o)\} \quad (8)$$

$$\varphi=\cos^{-1}(\gamma_o+\delta)=\cos^{-1}[\gamma_o+\tan^{-1}\{I_q x_{aq}-IRa\sin(\gamma_o)+Ix_l\cdot\cos(\gamma_o)\}/\{E_o+I_d x_{ad}+IRa\cdot\cos(\gamma_o)+Ix_l\cdot\sin(\gamma_o)\}] \quad (9)$$

3－4　複巻界磁巻線の影響

3節で述べたように，TR－CLMでは設定角の選択範囲がThy－CLMに較べて広い。(前者では－60(°el)≦γ_o≦60 (°el)，後者では≒15 (°el) ≦γ_o60 (°el)，但し供試機において)

今任意の設定角のもとにおける複巻界磁巻線の電動機特性に与える影響について考察する。

1)　負荷速度への影響

TR－CLMの負荷時速度は(3)式で与えられ，同式におけるϕ_tは(5)，(6)式で示される。γ_o進みで且つ差動複巻界磁駆動は，(5)式からわかるように負荷増加につれてϕ_tの減少が最も大きく，従って電圧変動率が小さく，定速度特性を与える。

2)　力率および効率への影響

和動複巻界磁巻線は(6)式からわかるように，重負荷程ϕ_tの絶対値を増すが，位相変位は僅少のためγの減少を緩和する効果をもつ。従ってThy－CLMでの和動複巻界磁巻線は，負荷限界の拡大につながり有効である。

差動複巻界磁方式は速度変動率の点で優れているが，重負荷時でのϕ_tの減少が大きく効率の点で前者に劣る。又力率に関しては，γ_oを進みに設定した時差動複巻界磁巻線は和動に較べ力率改善に寄与し，逆にγ_oをおくれに設定する時は，前者は力率低下の要因となる。

4．実験結果および検討

本実験に用いた供試機は，三相突極形，4極，200(V) 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相同期電動機である。負荷として3.7(KW) の容量をもつ渦流制動式動力計を，第8図の自動平衡装置をつけて用いた。

同図においてMのトルクは，ギヤーを介して被測定機のトルク測定用秤に導かれる。まず動力計がある負荷のもとで平衡状態にある時は，接触子Cは図の位置にありMは停止している。負荷が増してCがB_1に接すると，電磁リレーMR_1が作動し接点はそれぞれ2から1へ移る。その結果Mは時計方向に回り出し，新らしい負荷に対応する位置で平衡状態に落ちつく。接触子が平衡位置に達した時は，速やかにMを停止させる必要から，コンデンサの静電エネルギーで発電制動をかけ，新らしい負荷附近での振動を阻止している。

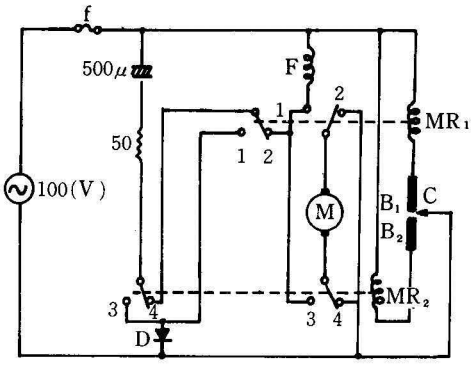


Fig.8. Automatic balancer (for eddy current brake)
但し　MR_1; 電磁リレー，F; 界磁コイル
B_1, B_2; 平衡位置検出部
C; 接触子

実験はTR－CLMの無負荷および負荷試験を行い，主として複巻界磁巻線の特性に及ぼす影響について検討を加えたものである。

4－1　無負荷特性

(1)　速度特性

a)　電圧制御

第9図はγ_oをパラメータとした無負荷速度特性である。(3)式からわかるように，無負荷速度は入力電圧V_iに比例し，ϕ_{fo}, cos (γ_o) に逆比例することが確かめられる。設定角γ_o進みの場合はおくれの場合に較べやゝ高速になるのは，無負荷電流による主磁束の減少に起因するものと思われる。

b)　界磁制御

第10図は直流機の界磁制御に対応するものである。同図においてγ_o≦0での運転は，Thy－CLMでは実現できない領域であり，TR－CLMの運転領域の広さを示している。

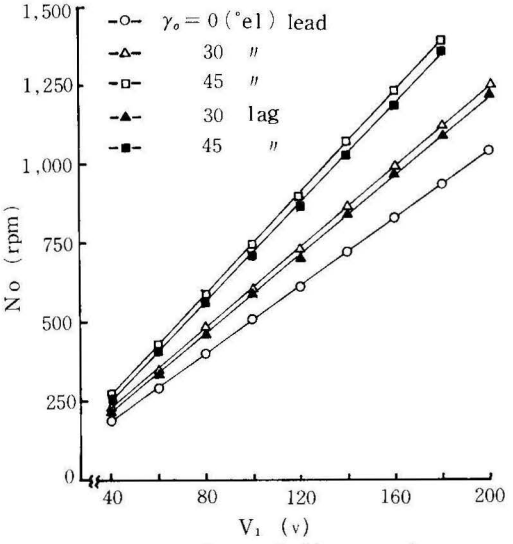


Fig.9 , No load speed No vs. input voltage V_1
(I_f=1.3(A) L_d=100(mH))

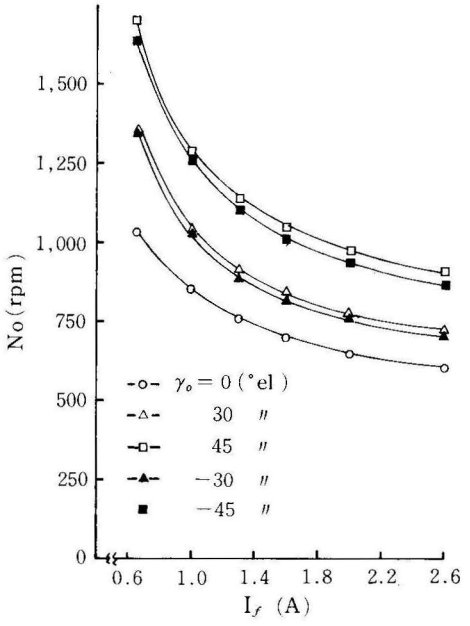


Fig. 10 No load speed No vs. field current I_f
(V_1=150(V) L_d=100(mH))

c）　設定角制御

設定角γ_oによる速度制御は，直流機では実現できないCLM独自の方式である。第11図は励磁電流をそれぞれ定格の½，1，2倍に保った時のγ_o対速度特性である。γ_oの運転中における可変は，第2図における固定板にノッブを取り付け手動により行った。同方式は界磁制御方式，電圧制御方式と同じく連続制御が可能であり，優れた制御性能をもつ。

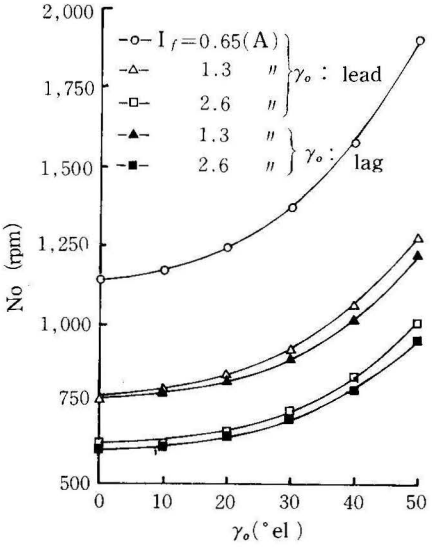


Fig.11. No load speed No vs. setting angle γ_o
(V_1=150(V) L_d=100(mH))

(2)　無負荷損

a）　励磁電流対無負荷損

第12図はγ_oをパラメータとした励磁電流による無負荷損の変化を示す．同図において励磁電流を定格値以下に保つ時は，機械損が鉄損を上回っているが，定格値以上では鉄損の増分と機械損の減少分（回転数の減少による）が打ち消し合い，ほゞ一定値を保つ。

γ_o=−45（°el）における無負荷損が他に較べて大きいのは，転流サージ損失の増大によるものと思われる。(写真(5)，(6)参照。写真(5)はγ_oおくれの時の相電流波形であり，写真（6）はγ_o進みの時の相電流波形である)。即ち設定角おくれ駆動では，進み駆動に較べ，転流時の電流変化が極めて急峻になり，転流サージ損失の増大を招くものと思われる。

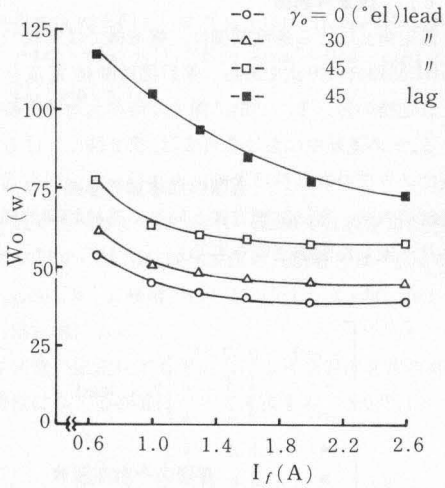


Fig.12.　NO load loss Wo vs. field current I_f
(V_1=150(V) L_d=100 (mH))

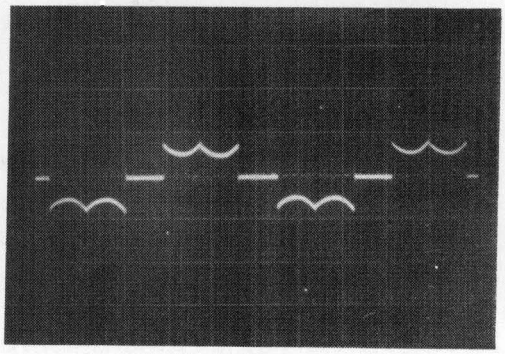


Photo. 5.　Armature current
(γ_o=45 (°el) lag)
(50mv/div, 10ms/div)

b)　設定角の無負荷損への影響

第13図は設定角の無負荷損への影響を示した。同一γ_oに対して，I_f の小さい程又γ_oがおくれの時程無負荷損が増大する。これは鉄損よりむしろ機械損で無負荷損が左右されるとみてよかろう。

4－2　負荷特性

(1)　速度特性

a)　入力電流対速度特性

第14図はγ_oをパラメータとした負荷時速度特性である。同図において，γ_o進みで且つ差動複巻界磁駆動は

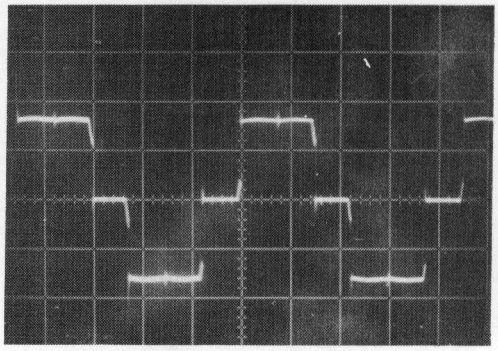


Photo. 6.　Armature current
(γ_o=45(°el) lead
(50mv/div, 10ms/div)

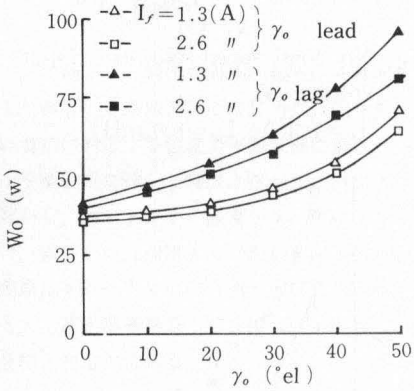


Fig. 13.　No load loss Wo vs. setting angle γ_o
(V_1=150(V) L_d=100(mH))

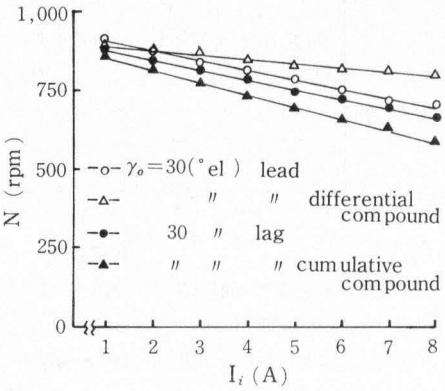


Fig. 14.　Speed characteristic curves.
(V_1=150(V) I_f=1.3(A) L_d=100(mH))

最も電圧変動率が小さく（12%），γ_oおくれで且つ和動複巻界磁駆動は最も大きい（46%），これは(5)，(6)式からわかるように，前者は重負荷程中ϕ_tが減少するのに対し，後者は逆に増大することに起因する。

b）　設定角の速度への影響

第15図は励磁電流および電機子電流を定格値に保った時のγ_o対速度特性である。γ_o進みでは$|\phi_t|<\phi_f$となり，おくれでは$|\phi_t|>\phi_f$となる。又和動複巻界磁は分巻界磁のみの場合に較べ，速度変動を抑制する効果があり，差動複巻界磁は逆に速度変動を増大する。

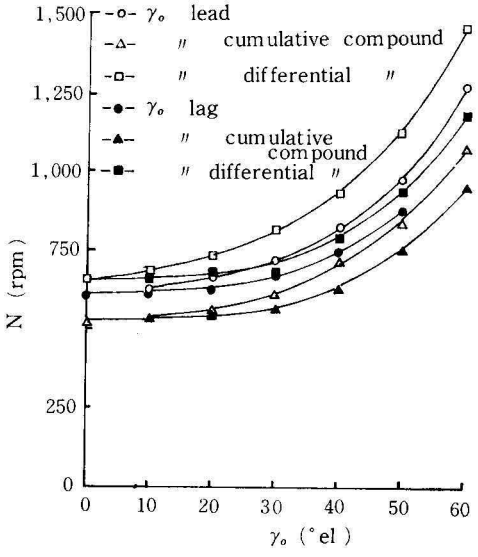


Fig. 15.　N　vs.　γ_o
(V_1=150(V)，I_i=8(A)　I_f=1.3(A)
L_d=100(mH))

(2)　力率特性

第16図は入力電流に対する力率曲線である。設定角進み運転では，重負荷程高力率を示している。Thy−CLMでは，高力率は転流余裕角の減少につながり，負荷限界をせばめる要因となるので好ましくないが，TR−CLMでは高効率が期待できるので有利に作用する。γ_oおくれ駆動は重負荷程，又差動複巻界駆動程力率の低下が大きく，効率を悪化させる。

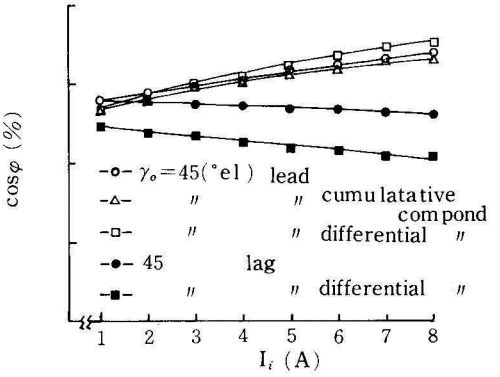


Fig. 16.　Powerfactor cosφ vs. input current I_i
(V_1=150(V)　I_f=1.3(A)　L_d=100mH))

(3)　インバータ損失

a）　入力電流によるインバータ損失

第17図は入力電流に対するインバータ損失を入力に対する%で示したものである。サイリスタンバータにおける損失はたかだか数%であるのに対し，TR−CLMでは，γ_o進み駆動で約2.3倍（I_i=8(A)での○印），γ_oおくれで且つ差動複巻界磁駆動で約4倍(I_i=8(A)での▲印）の損失である。後者の損失増大は，力率の低下転流サージ損失の増大が大きな原因と考えられる。

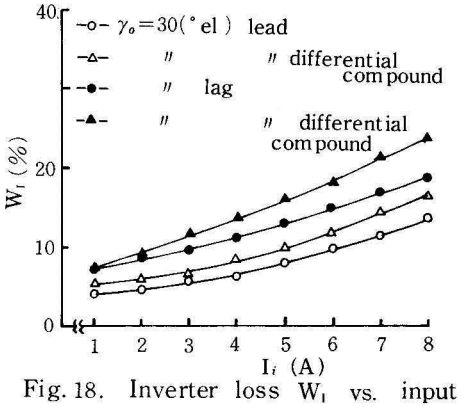


Fig. 18.　Inverter loss W_1 vs. input current I_i
(V_1=150(V)　I_f=1.3(A)　L_d=100 (mH)

b）　励磁電流によるインバータ損失

第18図はγ_oをパラメータとした励磁電流のインバータ損失への影響を示した。同図から励磁電流が小さく，且つγ_oおくれで差動複巻界磁駆動程損失の増大する

のは，素子のスイッチング損失に大きく左右されるためと思われる。

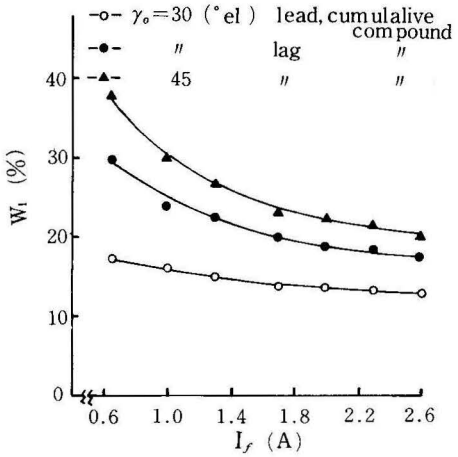


Fig. 18. Inverter loss W_1 vs. field current I_f
(V_1=150(V) I_i = 8 (A) L_d =100(mH)

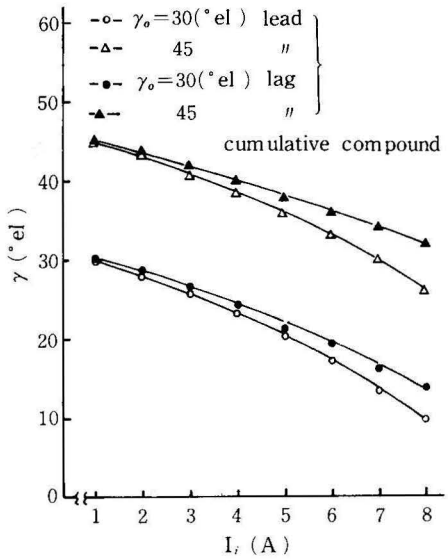


Fig. 19. Load leading (lag) angle γ vs. input current I_i
(V_1=150(V) I_f =1.3(A) L_d =100(mH))

(4) 入力電流の負荷時設定角への影響

第19図および第20図は，和動および差動複巻界磁巻線の負荷時設定角γへの影響を示す。γ_o進みで且つ和動複巻界磁駆動では，重負荷程γの減少が小さく，従ってThy−CLMに適用した場合転流限界の拡大につながり有利である。γ_oおくれで且つ差動複巻界磁駆動は重負荷程γが増大し（力率の低下と等価）不利である。定格電流付近での最大力率はγ_o=30（°el）の時であり高効率が期待できる。

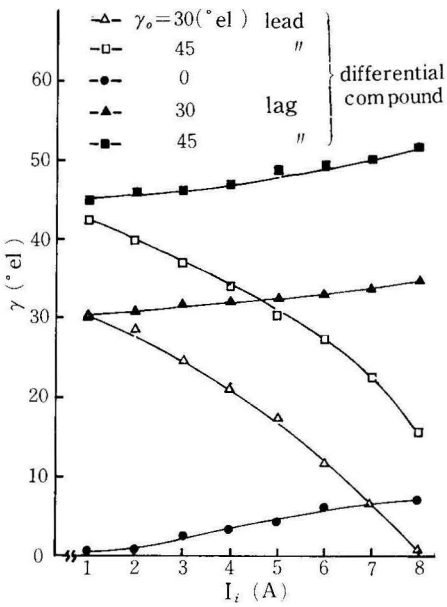


Fig. 20. γ vs. I_i
(V_1=150(V) I_f =1.3(A) L_d =100(mH))

(5) 重なり角

第21図は入力電流に対する重なり角uのメモリースコープによる測定値である。写真(5)からわかるように，γ_oおくれでは転流時の電流が急峻であり，軽負荷から定格負荷にいたる全範囲においてu≒0であり，γ_o進みの時だけuが観測された。

(6) 効率

a) 効率曲線

第22図は入力電圧を150(V)一定に保った時の実測効率である。図中△印はγ_o進みで且つ和動複巻界磁駆動を示すが，これは軽負荷から定格負荷にいたる全範囲にわたり，ほゞ80（%）の高効率を示す。γ_oおくれ

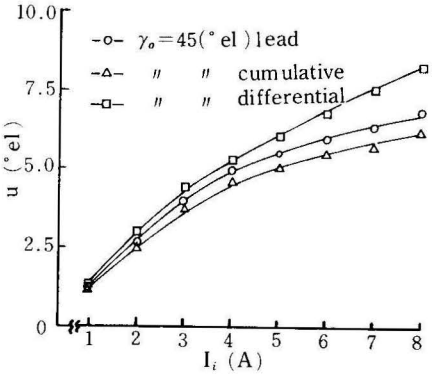


Fig. 21. Commutation angle u vs. input current I_i
(V_1=150(V) I_f=1.3(A) L_d=100(mH))

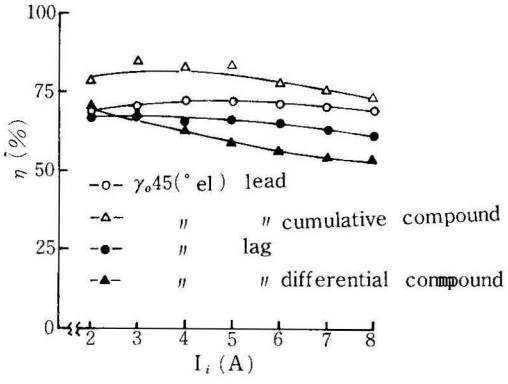


Fig. 22. Measured efficiency η vs. input current I_i
(V_1=150(V) I_f=1.3(A) L_d=100(mH))

で且つ差動複巻界磁駆動は，平均60（%）の効率であり定格負荷時では55（%）と前者より20（%）も低い。

b） 設定角の効率への影響

第23図はI_f=1.3(A), I_i=8(A)一定のもとにおけるγ_oの効率への影響を示す。γ_oおくれで且つ差動複巻界磁駆動は，機械損，転流サージ損，インバータ損失の増大により著るしく効率が低下する。

c） 平滑リアクトルの効率への影響

第24図は平滑リアクトルL_dの効率への影響である。平滑リアクトルの大きさは，電機子電流の脈動を抑制する効果をもつが，L_dの増加はその内部損失の増大のため却って効率の低下を招く。供試機ではL_d=100(mH）で充分と考える。

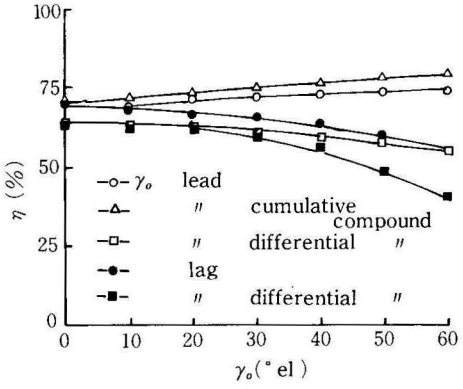


Fig. 23. Measured efficiency η vs. setting angle γ_o
(V_1=150(V) I_i=8(A) I_f=1.3(A) L_d=100(mH))

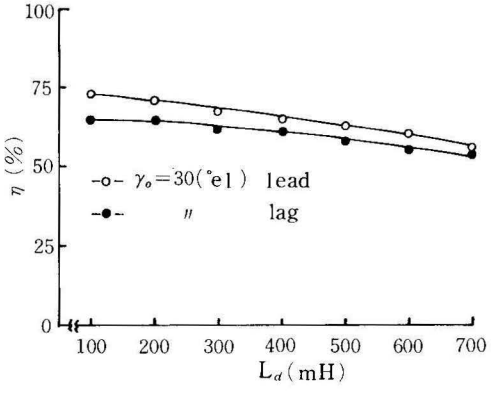


Fig. 24. Measured efficiency η vs. smoothing reactor L_d
(V_1=150(V) I_i=8(A) I_f=1.3(A)

むすび

本実験は主として複巻界磁巻線の機器特性におよぼす影響について考察したものであるが，その結果次の結論を得た。

(1) TR−CLMは設定角を−60（°el）≦γ_o≦60（°el）の広い範囲に選ぶことができ，且つ転流エネルギーを要しないため，Thy−CLMに較べ始動および運転

特性が良好である。

(2) 設定角おくれ駆動では，転流時の電流が急峻なため，転流サージ電圧の増大を招く。

(3) 差動複巻界磁駆動は定速度特性を得るには有利であるが，力率，効率などの負荷特性は和動複巻界磁駆動に劣る。

(4) 和動複巻界磁駆動はγ減少の抑制に効果があり且つ高効率が得られるので優れた方式である。

(5) 平滑リアクトルの大きさは電機子電流脈動率低下には効果があるが，効率の低下を招くので，供試機程度の容量では100(mH)で充分と考える。

参考文献

(1) 佐藤：電学誌 vol. 93 No.12 p. 20

(2) 福田：電学論48－B81(Vol.93－B.No.12)p. 51

(3) 佐藤，常広，足立：電学論46－86（vol. 91No. 8）p. 118

(4) 土屋，笹島，龍口：電学論44－95（vol. 89－ 9 No.972）p. 171

(5) 渡辺，親盛，佐藤：電学論51－B44（昭51－7）p. 33

(6) 長坂，岩金，池田：昭48年電気学会九州支部連合大会予稿集，p. 423

(7) 佐藤：電学論39－58（vol. 84－ 8，No.911）p. 114～115

(8) 佐藤：電学論46－61（vol. 91 No. 6）p. 99

(9) 福田，藤原：電学論47－B53（vol 92－B No. 9）p. 15