

# 琉球大学学術リポジトリ

## サイリスタインバータで駆動される塊状鉄心：三相リラクタンスモータの特性

|       |   |
|-------|---|
| メタデータ | 言語:<br>出版者: 琉球大学工学部<br>公開日: 2013-09-24<br>キーワード (Ja):<br>キーワード (En):<br>作成者: 上里, 勝実, Uezato, Katsumi<br>メールアドレス:<br>所属: |
| URL   | <a href="http://hdl.handle.net/20.500.12000/27658">http://hdl.handle.net/20.500.12000/27658</a>                         |

# サイリスタインバータで駆動される塊状鉄心 三相リラクタンスモータの特性

上 里 勝 実\*

## Characteristics of Solid Rotor Three-Phase Reluctance Motor Driven by Thyristor Inverter.

Katsumi UEZATO

### Abstract

The speed of reluctance motor can be varied by changing the frequency of the stator power supply.

In this paper is described the characteristics of solid rotor three-phase reluctance motor based on the experimental results when the motor is driven by 180° type inverter and its characteristics are compared with the characteristics of a conventional reluctance motor driven by the same inverter.

And then, hunting phenomenon which occurs under low value of frequency and light-load when the motor is driven by the inverter, is discussed in relation with value of DC reactor and external resistance connected to the armature winding.

In the present experiment, in order to the flux be kept constant for any frequency, the applied voltage to the reluctance motor has been adjusted in proportion to the frequency.

### 1. ま え が き

近年のパワエレクトロニクスの急速な発展は、電気機器の可変速制御を高精度かつ比較的容易に行えるようになり、交流回転機についてみればサイリスタインバータやサイクロコンバータの研究開発により、電動機を周波数制御により広範囲、精密に調整することが可能になった。

周知のように同期電動機は速度が極数が定まれば、電機子巻線に供給される電源周波数により一義的に決まり、インバータで駆動される場合にはインバータの出力周波数の変化に追従して運転されるので、オープンループで高精度の速度制御が実現できる。このため高精度を要する紡糸機や抄紙機等のように多数の電動

機を揃速運転する用途に対し同期電動機をインバータで駆動する方式は最も簡単で適当である<sup>1)</sup>。

リラクタンスモータは同期電動機の一つで同期速度にて運転するものであるが、同期電動機のように直流励磁を必要とせず構造が簡単で保守も容易である。この電動機の速度制御にも周波数制御が用いられており、前述の紡糸機のように多数の電動機の精密な可変速揃速運転に用いる小容量電動機には、リラクタンスモータを同期電動機の代用にすることが多い。

同期電動機のサイリスタインバータ駆動特性については、すでにいくつかの報告<sup>2)~4)</sup>があるが、リラクタンスモータのインバータ駆動に関しては筆者の知るかぎりあまり報告されていないように思われる。

本研究は、リラクタンスモータの回転子に固塊の磁

受付: 1977年10月20日

\* 琉球大学理工学部電気工学科

性材料を用いた塊状鉄心回転子をもつ三相リラクタンスモータ<sup>5)</sup> (以後、「塊状鉄心三相リラクタンスモータ」と呼び、塊状形RMと記す)を180°形サイリスタインバータで駆動した場合の諸特性を実験結果に基づき検討したものである。同時に、この電動機を正弦波電源で駆動時の特性とも比較検討している。また、いくつかの特性について、従来の成層鉄心回転子をもつ三相リラクタンスモータ (以後、「成層形RM」と記す)を前記インバータによって運転した場合の特性と比較検討を行っている。さらに、軽負荷低周波運転時に発生する乱調現象について若干の検討を加えたので報告する。

2. 実験回路と実験方法

2.1 実験回路と供試機

同期電動機駆動用可変周波数電源装置には、自励式および他励式インバータ、サイクロコンバータ等があり、転流方式や周波数の制御方式により種々の回路のものが研究開発されてきているが、ここでは180°の通電期間を有する180°形インバータを用いて実験を行った。

180°形インバータは電圧波形が負荷力率に関係なく一定であり、力率が運転中に変化する負荷に対しては、120°形インバータより180°形インバータで同期電動機を運転した方が安定度が高いことが知られている<sup>2)~4)</sup>。

第1図に実験回路を示す。この回路に用いられているインバータは周知の通り180°形インバータ(McMurray形インバータ)で、上側のサイリスタの点弧で同枝の下側のサイリスタが消弧し、下側のサイリスタの点弧で同枝の上側のサイリスタが消弧する転流方式に

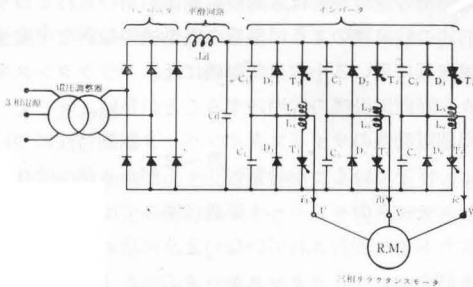


Fig. 1. Experimental Circuit

なっている。ゲート信号をサイリスタにT<sub>1</sub>、T<sub>6</sub>、T<sub>2</sub>、T<sub>4</sub>、T<sub>3</sub>、T<sub>5</sub>、T<sub>1</sub>の順に60°おきに与えて点弧させると、出力端子には周知のように第5図の三相方形波電圧を得る。

三相インバータのゲート回路としては種々の回路が提案されているが、ここでは出力波形をよくするためにUJT弛張発振回路により駆動するサイリスタ素子で構成されるカソード結合形リング・カウンタ<sup>6)</sup>を用いている。

三相インバータで電動機を駆動する場合、電動機の始動の瞬時には、インバータのブリッジ枝の上側サイリスタと別の枝の下側サイリスタがそれぞれ少なくとも1個宛同時に導通することが必要であり、さらにサイリスタはそれぞれ独立に点弧させる必要があるので、リングカウンタを構成するサイリスタのアノードと直列にパルストランスを接続し、各サイリスタに対して2回路の出力があって、インバータ回路のサイリスタのゲートには2進にわたってゲート信号が入っている。第2図にサイリスタを用いたリングカウンタ回路を、第3図にゲートパルス波形のオシログラムを示す。

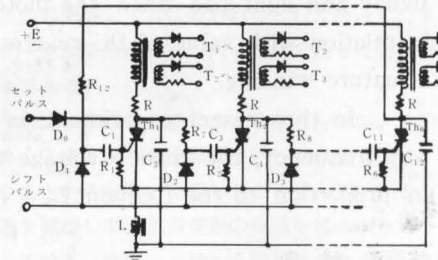


Fig. 2. Gate Circuit (SCR ring counter)

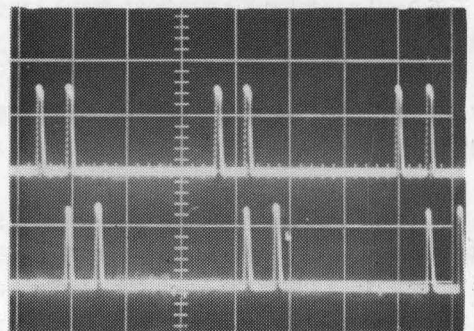


Fig. 3. Gate pulse wave forms

実験には定格0.2KW、200V、4極のかご形三相誘導電動機の固定子(Y結線)を使用し、回転子は軟鋼

(S55C)の固塊で第4図に示す構造のものを試作して用いた。試作回転子は直径64.5mm、鉄心長50mm、磁極中心軸上にあるスリットの長さ18mm、主ギャップ長0.25mmである。回転子突極の周りに巻かれている短絡環は、同期引込特性を改善<sup>7)8)</sup>するために設けたもので、7×3mm平角銅線の1回巻である。

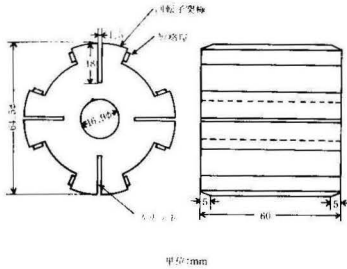


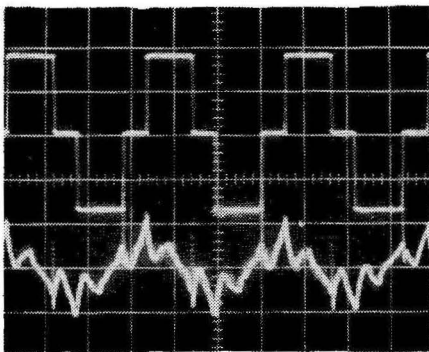
Fig. 4. Solid rotor

第5図は本実験で使用したインバータの電圧、電流波形の無負荷時および負荷時のオシログラムを示したものであるが、同図よりわかるように負荷の変化にかかわらずインバータ出力電圧波形はほぼ一定である。また、電流は主として第5調波分が流れていることが観察される。

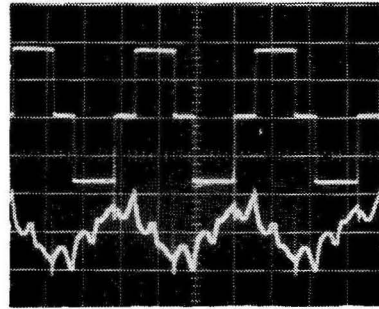
インバータの直流入力電圧を $V$ として、第5図のインバータ出力電圧波形をフーリエ級数に展開すれば、周知の通り次式で表わされる。

$$e(t) = \frac{2\sqrt{3}V}{\pi} \left\{ \sin \omega t + \sum_{\kappa=1}^{\infty} \frac{(-1)^{\kappa}}{(6\kappa \pm 1)} \sin(6\kappa \pm 1) \omega t \right\} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 $\omega$ : 角周波数、 $\kappa$ : 正の整数



(a) 無負荷時  
上: 電圧波形 (100v/div)  
下: 電流波形



(b) 負荷時  
上: 電圧波形 (100v/div)  
下: 電流波形

Fig. 5. Inverter output wave forms  
( $f=60\text{Hz}$ , 横軸: 5 ms/div)

上式よりわかるように、インバータ出力電圧の最も低次の高調波は第5調波で、ついで第7調波であり、それら高調波の基本波に対する振幅比は1/5、1/7となる。

## 2.2 実験方法

サイリスタインバータで電動機を駆動する場合、電動機の磁気飽和をおさえ、また十分に有効なトルクと安定性を確保するため、周波数にともなって電圧を制御する必要があるので、本実験ではインバータの出力周波数 $f$ とその端子電圧 $V$ の比 $V/f$ をほぼ一定に保って実験を行った。

供試回転子には $\alpha$ (主ギャップ長/磁極間ギャップ長)が0.03で、 $\beta$ (磁極弧/磁極ピッチ)は0.45と0.6のものを使用した。

同期運転試験時の電圧は前に述べたように、電動機を広い速度範囲で安定に運転するために、インバータ出力周波数60Hzでその端子電圧を200(V)に保って運転し、各周波数に対する電圧の値はこれを基準に、 $V/f$ 一定の関係より算定した。三相入力電圧は三相誘導電圧調整器により可変し、インバータ出力電圧を変化させた。負荷としてはうず電流ブレーキを用いた。

以上のようにして算定した電圧を用いて非同期運転試験を行うと電動機に過大な電流が流れるので、非同

期時の試験電圧は100(V)を基準にした。そして非同期トルクおよび電流の値は、のちにそれぞれの周波数に対応する端子電圧に換算してある。非同期時の各すべりに対するトルクおよび電流の算定は文献(9)に述べられている方法によるが、単位はそれぞれ同期ワットおよびアンペアで示してある。

$V/f$ —一定の速度制御を行う場合に低い周波数では電圧を低くせざるをえないが、第1図の実験回路ではサイリスタの転流のための電圧が低下し、低周波になったとき、転流コンデンサの転流エネルギーが減少して転流失敗を起こすことがあるので、30Hz以下での実験は行わなかった。

### 3. 同期負荷特性

#### 3.1 効率

第6図は180°形インバータによって駆動した場合の供試実験機の効率特性を周波数をパラメータとして示したものである。図中、—×—はインバータ出力電圧と同じ電圧(可動鉄片形計器の指示、以下同じ)の商用正弦波電源で駆動した場合の実験結果、また点線は実験機とほぼ同形( $\beta=0.5$ で突極中央にスリットを設けてない)の従来の成層形RMを180°形インバータによって60Hzで駆動時の実験結果を示している。

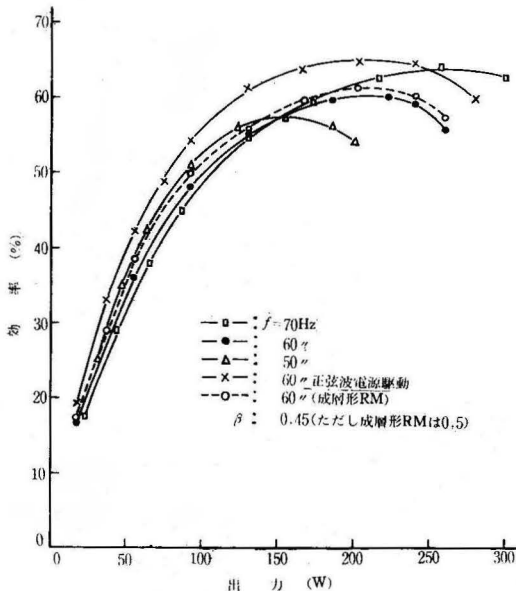


Fig. 6. Efficiency characteristics

実験に使用した交流電圧計および電流計は商用正弦波交流の実効値指示計器であるので、これらの計器を使ってインバータ出力電圧、電流のように高調波成分を含む電流量を測定する場合、その指示値に多少の誤差を生じることになる。したがって特性比較を行なうにあたっては、この点に考慮をはらわなければならないことを断わっておく。

第6図から明らかなように、周波数を増すにしたがい脱出トルク(したがって、同期最大出力)は増加するが、同一負荷に対して効率は周波数の上昇とともに漸次低下していくことがわかる。これは周波数の上昇に伴い鉄損が増加し、抵抗損も大きくなるためである。塊状形RMの効率を同じ周波数60Hzの正弦波電源で駆動した場合と比較すると、ほぼ6%低下しているが、これは(1)式から理解できるように、インバータの方形波出力電圧は高調波成分を多量に含んでいるので、この高調波成分による鉄損の増加、抵抗損の増加などによるものである。成層形RMの効率が塊状形RMより若干良いのは、高調波分によって生ずるうず電流損の減少によるものと考えられる。

#### 3.2 力率

電動機出力に対する力率の変化を周波数をパラメータとしたときの実験結果が第7図である。周波数を増すとリアクタンス分が増加するので、力率は低下することが同図よりわかる。また、60Hzにおいて正弦波電源駆動時とインバータ駆動時の電動機の力率は、比較的出力時はインバータ駆動の方が若干良いが、出力が増すにつれて正弦波駆動の方が良くなっていく。しかしながら力率の大きさにあまり差異は認められない。すなわち、インバータ駆動では力率にほとんど影響を与えないことがわかる。

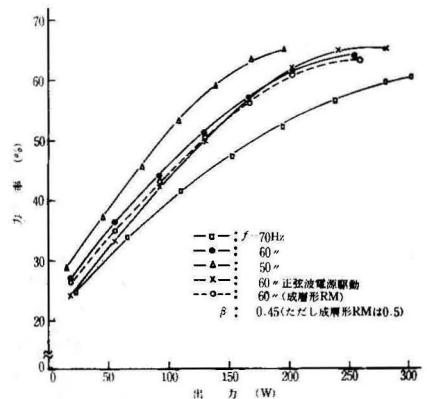


Fig. 7. Power-factor characteristics

また、同図から見ると成層形RMの力率は塊状形RMより若干低下しているが、これは成層形RMのβが塊状形RMより若干大きめになっているためと思われる。<sup>5)</sup>

第8図は、出力を50 (W)、100 (W) および 150 (W) の場合、周波数*f*を横軸にとり、それぞれの*f*に対応する力率を第7図より求めて示したものであるが、*f*に対する力率の変化は低出力時ほど指数関数的に減少していくことがわかる。

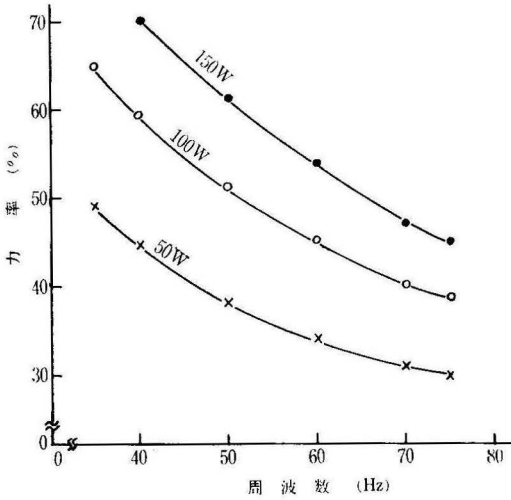


Fig. 8. Power-factor versus inverter frequency

### 3. 3 脱出トルクおよび最大力率

第1図に示すようなインバータ電源で運転される三相リラクタンスモータが、可変周波数正弦波電源駆動の場合と比較して、最大トルクおよび最大力率がいかに変わるかを調べるため、ここでは、まず可変周波数正弦波電源で運転した場合の電動機の特特性式を導出しよう。

第4図に示すような磁極中心軸上にスリットを設けた三相リラクタンスモータの直軸リアクタンス  $X_d$ 、横軸リアクタンス  $X_q$  はそれぞれ次の (2)、(3) 式のように表わされる。<sup>5)</sup>

$$X_d = x_l + 4 K_1^2 N \omega \left\{ D + (E \sin \beta \pi - F \sin \gamma \pi) \right\} \dots \dots \dots (2)$$

$$X_q = x_l + 4 K_1^2 N \omega \left\{ D - (E \sin \beta \pi - F \sin \gamma \pi) \right\} \dots \dots \dots (3)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} D &= 6 N \mu_0 R \left\{ \alpha_2 + \beta (1 - \alpha_2) - \gamma (1 - \alpha_3) \right\} / \pi g_1 \\ E &= 6 N \mu_0 R (1 - \alpha_2) / \pi^2 g_1 \\ F &= 6 N \mu_0 R (1 - \alpha_3) / \pi^2 g_1 \end{aligned} \right\} \dots (4)$$

ここで、 $x_l$ : 漏れリアクタンス、 $K_1$ : 基本波の巻線係数、 $N$ : 毎極毎相の巻回数、 $\omega$ : 角周波数、 $R$ : ギャップの平均半径、 $\mu_0$ : 空気透磁率、 $\beta$ : 磁極弧/磁極ピッチ、 $\gamma$ : 磁極中心軸上にあるスリットの幅/磁極ピッチ、 $\alpha_2$ :  $g_1/g_2$ 、 $\alpha_3$ :  $g_1/g_3$ 、 $g_1$ : 主ギャップ長、 $g_2$ : 磁極間ギャップ長、 $g_3$ : 磁極中心軸上にあるスリット長

をそれぞれ表わしている。

三相リラクタンスモータの線間電圧を  $V$ 、固定子巻線を Y 結線とすれば、上記の直軸および横軸リアクタンスを用いて脱出トルク  $\tau_{po}$  および最大力率  $\cos \phi_m$  を求めると、それぞれ次の (5) (6) 式のようになる。<sup>5)6)</sup>

$$\tau_{po} = \frac{V^2}{2} \cdot \frac{(X_d - X_q)}{r(X_d - X_q) + \{r^2(X_d - X_q)^2 + r^4 + 2r^2 X_d X_q + (X_d X_q)^2\}^{1/2}} \dots (5)$$

$$\cos \phi_m = \frac{(X_d^2 - X_q^2) - 4r^2}{(X_d^2 - X_q^2) - 4r(X_d X_q + r^2)^{1/2}} \dots \dots \dots (6)$$

ただし、 $r$ : 1相の巻線抵抗

ここで、高調波トルクの影響を無視して、可変周波数正弦波電源で電動機を駆動した場合を考えてみる。前に述べたようにギャップ磁束をほぼ一定に保つために、端子電圧  $V$  と周波数  $f$  の比 ( $V/f$ ) を一定に制御するものとする。すなわち、いま  $f$  を運転周波数、 $f_n$  を定格周波数、 $V$  および  $V_n$  を運転電圧および定格電圧として、 $\sigma = f/f_n$  とおけば、端子電圧は  $\sigma V_n$ 、各リアクタンスは  $\sigma$  倍となり、(5)、(6) 両式はそれぞれ次のように変形される。

$$\tau_{po} = \frac{(\sqrt{\sigma} V)^2}{2} \cdot \frac{(X_d - X_q)}{\frac{r}{\sigma}(X_d - X_q) + \left\{ \left( \frac{r}{\sigma} \right)^2 (X_d - X_q)^2 + \left( \frac{r}{\sigma} \right)^4 + 2 \left( \frac{r}{\sigma} \right)^2 X_d X_q + (X_d X_q)^2 \right\}^{1/2}} \dots \dots \dots (7)$$

$$\cos \phi_m = \frac{(X_d - X_q)^2 - 4 \left( \frac{r}{\sigma} \right)^2}{(X_d^2 - X_q^2) - 4 \left( \frac{r}{\sigma} \right) \left\{ X_d X_q + \left( \frac{r}{\sigma} \right)^2 \right\}^{1/2}} \dots \dots \dots (8)$$

(7)、(8)式は(5)、(6)式と同じ形であるが、抵抗はすべて $1/\sigma$ 倍になっており、脱出トルクの電圧は $\sqrt{\sigma}$ 倍に変化する。すなわち、周波数を低下する場合の脱出トルクの減少は見かけ上抵抗分の増加、端子電圧の減少としてあらわれ、最大力率の増加は抵抗分の増加としてあらわれる。これは、誘導電動機の電源周波数による速度制御の場合も同様にいえる。<sup>11)</sup>

周波数に対する脱出トルクおよび最大力率の変化を第9図に示す。図から明らかなように、周波数の増加に伴ない脱出トルクはほぼ直線的に増大し、最大力率は漸減の傾向を示している。

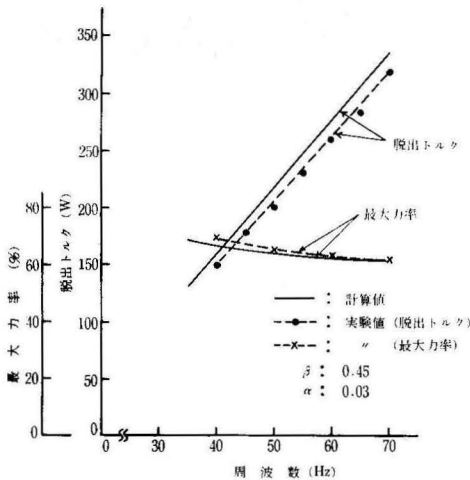


Fig. 9. Pull-out torque, maximum power-factor versus inverter frequency

第9図の計算値は(2)、(3)式の $X_d$ 、 $X_q$ を(7)、(8)式に代入して算出した値である。最大力率の実験値と計算値はかなり良く一致している。このことは、可変周波数方形波電源(第5図)で塊状形RMを運転した場合、基本波周波数が高くなる程力率は低下するが、高調波成分の最大力率に与える影響は比較的小さいことを示している。脱出トルクについてもその実験値と計算値は比較的良好一致しているが、若干の不一致の原因は、計算式の導出にあたって高調波に起因するトルク、鉄損および機械損ならびに磁気回路の飽和等を無視したことによるものと考えられる。

以上のことより、 $180^\circ$ 形インバータで駆動時の塊状形RMの特性は、インバータ出力電圧の基本波分によってほぼ決定されることが推測されるので、可変周波

数正弦波電源で駆動時の理論式(7)、(8)式は、適当な補正を加えることによりインバータ駆動時の本電動機にも適用できるものとする。

### 3.4 電機子電流

第10図は電動機出力に対する電機子電流の変化を周波数をパラメータとしたときの実験結果である。出力の比較的小さいところの負性電流領域(電動機出力が増加するにしたがい電流が減少する領域)を除いて、電機子電流は同一負荷に対して、周波数を増していくと一般に減少することが図からわかる。これは $V/f$ 一定で電動機を運転しているので必然の結果である。

正弦波電源駆動の場合よりもインバータ運転の方が電機子電流は大きい値を示しているのは、高調波成分を含むインバータ出力電圧が電動機に印加されると、高調波による電流が短絡環に流れ、同時に高調波によって生ずるうず電流が磁極頭に流れるためである。

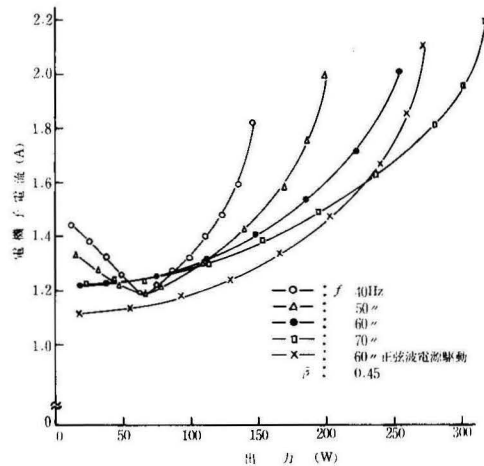


Fig. 10. Armature current characteristics

ところで、周波数が比較的低い、ほぼ50Hz以下の軽負荷領域で、出力の増加に対し電機子電流の減少する現象が見られる。すなわち、負性電流領域が存在することを第10図は示している。この領域では電動機の安定な運転が出来なくなる。

この現象は回転子の乱調によることが実験的に判明した。このことについては第5章で述べることにする。

### 4. 非同期特性

ここでは、インバータおよび正弦波電源で駆動時の

塊状形RMの非同期特性を検討する。60Hzで運転時のトルク—速度特性の実験結果を第11図に、電機子電流—速度特性を第12図に示してある。

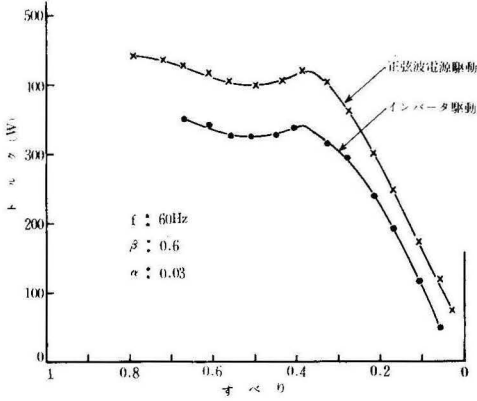


Fig. 11. Torque—speed characteristics

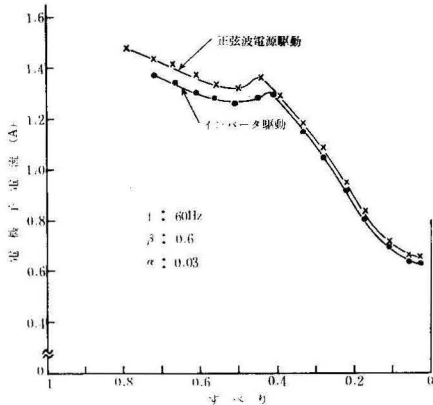


Fig. 12. Armature current—speed characteristics

ところで、塊状形RMは回転子の固有の高抵抗のため始動特性は比較的よいが、非同期時はおもに回転子の塊状磁極に生ずるうず電流によりトルクを発生して加速するので、一般に同期引込特性はよくない。7)12)本実験機の回転子の突極の周りに短絡環を設けた理由は、同期引入れを容易にするためである。

このような電動機をインバータおよび正弦波電源で運転する時、第11図からわかるように、両駆動方式によるトルク—速度特性の傾向はほぼ同じであるが、インバータ駆動の場合は正弦波駆動に比べ、すべり全域でトルクが減少しており、引入れトルクも小さくなっている。

電機子電流—速度特性は、第12図からわかるように

両駆動方式の場合ともほぼ同じ傾向を示しているが、すべりの小さい領域では、両者の電流にほとんど差異は見られない。

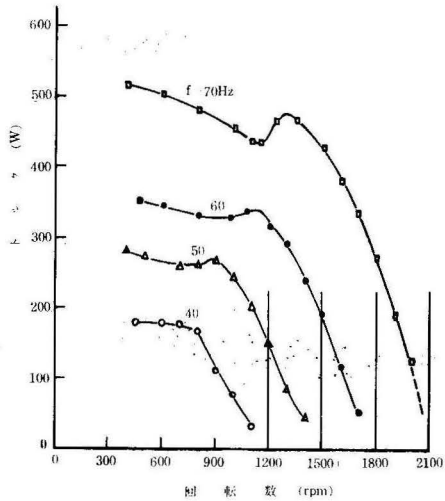


Fig. 13. Torque—speed characteristics

第13図は周波数をパラメータにとったときのトルク—速度特性を回転数を横軸にとって示したものである。図から見られるように、周波数を大きくすれば一般に同期引込特性は良くなる。また半同期速度付近に見られるトルクの陥没は、周波数が低くなるにしたがい減少する傾向にあることがわかる。

### 5. 乱調についての一考察

商用電源で駆動したときは安定に動作した同期電動機でも、インバータで駆動してみると、乱調現象がかなり見られることは周知のことである。このような乱調現象は高精度の速度制御を不可能にするだけでなく、電動機を過熱したり、系の安定を乱したりするので好ましくない。

サイリスタインバータで駆動時の同期電動機の乱調<sup>2)~4)13)</sup>については、これまでいくつかの報告<sup>2)~4)13)</sup>があり、およそ次のような傾向がみられることが分かっている。すなわち、1台のインバータに多数の電動機が接続された場合やインバータの容量に電動機容量が接近した場合等に乱調現象は起りやすく、また電圧の大きさや位相の変化は乱調の原因となるので、同期電動機の運転には120°形インバータは好ましくないこと等が明らかにされている。



3. 4節で述べたように、第1図の180°形インバータで塊状形RMを駆動する場合、軽負荷時に周波数が低い場合乱調が発生した。また、この乱調現象は $\beta$ が小さい回転子のときに起こりやすいこと、すなわち回転子の形状寸法に関係すること、またサイリスタの容量や直流リアクトルおよび電機子巻線抵抗の大きさにも関係することが実験により確かめられた。

以下サイリスタインバータで駆動時の塊状形RMの乱調について、上記のことをふまえ若干検討を加える。

$f=40\text{Hz}$ で安定な運転の場合と乱調時の直流電圧、直流電流ならびに電機子電流の波形を第14図に、またシンクロスコープで観測した乱調時の直流電流の波形を第15図に示す。第15図より乱調時の周波数はほぼ数Hz以下と推測される。

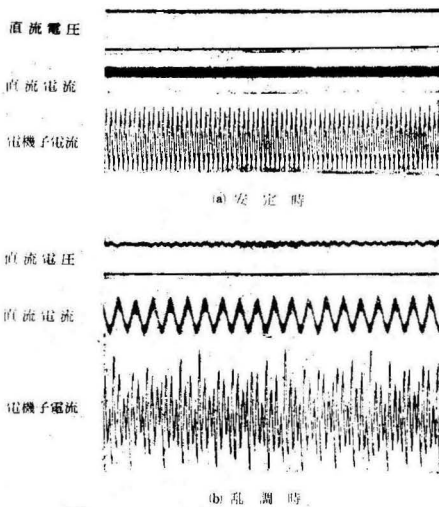
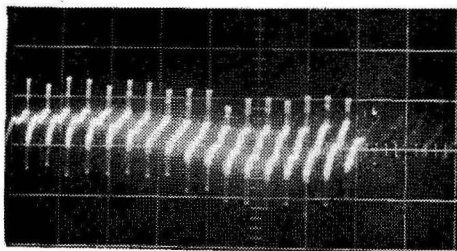


Fig.14. Oscillogram for stable operation and hunting  
 $f=40\text{Hz}$ , Output=86w



(横軸:10ms/div)

Fig.15. DC current for hunting

ここでは、まず平滑回路の直流リアクトル  $L_d$  と乱

調発生との関係、ついで供試電動機の電機子巻線に直列に外部抵抗 $r_0$ を付加した場合の乱調について実験結果に基づき考察する。

$V/f$ 一定に保って電動機を安定運転し、それぞれの周波数に対して負荷を徐々に減少させた場合に、電動機の乱調が発生する瞬間の出力を直流リアクトル  $L_d$  をパラメータにとって示したものが、第16図である。

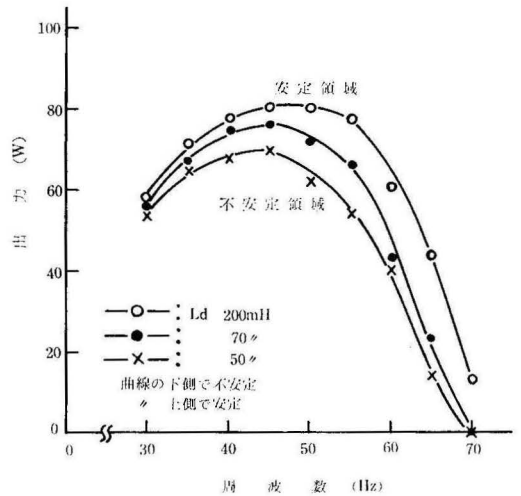


Fig.16. Hunting criteria versus frequency

図から明らかなように  $L_d$  を増すと安定運転領域が減少し、乱調が発生しやすくなるのがわかる。これはインバータ駆動時の普通の同期電動機の場合と同様に説明できる。すなわち、数Hzの乱調周波数における平滑コンデンサ  $C_d$  のインピーダンスは、本実験回路の場合には約16 ( $\Omega$ ) と比較的大きな値となるため、乱調周波数の交流電流のほとんどは  $L_d$  を通って流れ、直流電圧に電圧変動を生じることになる。この電圧変動分が乱調現象に影響を及ぼすのであるが、常広氏<sup>3)</sup> や野中氏<sup>13)</sup> らの報告によると、 $L_d$  が存在すると同期電動機の同期化力は若干増加するが、制動係数(すなわち制動力)が大幅に低下し、 $L_d/L_s$  ( $L_s$ : 電機子巻線の自己インダクタンス)が大きくなるほどその影響は顕著になることがわかっている。 $L_d$  を増すと不安定運転領域が拡大するのは、以上の理由によるものと思われる。

また、第16図は、 $L_d=70\text{mH}$  までは70Hz以上の周波数領域において電動機は負荷の大小にかかわらず安定に運転できることを示している。

6. むすび

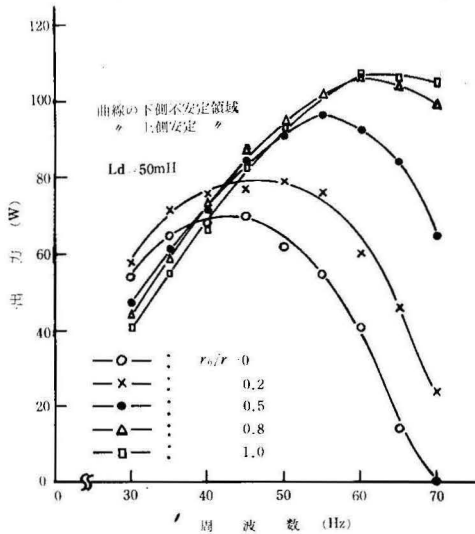


Fig.17. Hunting criteria versus frequency  
 $r_0$ : External resistance,  
 $r$ : Armature winding resistance

次に、第17図は供試電動機の電機子巻線と直列に外部抵抗 $r_0$ を接続した場合に、乱調を発生する瞬間の出力を $r_0/r$  ( $r$ : 1相の電機子巻線抵抗)をパラメータとして示したものである。このときも $V/f$ 一定のもとで実験した。図から見ると、塊状形RMの乱調は一般的には $r_0/r$ が大きいほどおきやすいと考えてよいが、周波数が比較的小さい範囲では外部抵抗が大きいほど安定範囲は広く、逆に周波数が大きいところでは外部抵抗が小さいほど安定領域は拡大している。このことは180°形インバータで塊状形RMを運転する場合には、その運転周波数に応じて電機子巻線に適当な抵抗を接続することが、電動機の安定運転上好ましいことを示している。しかし、このとき外部抵抗の挿入による電動機系の他の特性に及ぼす影響を勘案しなければならぬことは当然である。

また、インバータ出力電圧の高調波分による高調波電流が塊状磁極面および短絡環を流れるため、これにより脈動トルクを生じるので、特に周波数の低いときは脈動周波数が電動機の固有周波数に接近してきて、乱調の要因になることも考えられる。<sup>2)</sup>

以上、塊状形RMの乱調現象について若干検討したが、乱調の理論的な取り扱いや成層形RMとの比較検討等については、次の機会にゆずることにした。

以上、180°インバータで塊状鉄心三相リラクタンスマータを運転した場合の同期負荷特性および非同期特性を実験結果に基づき検討した。また平滑回路の直流リアクトルや電機子巻線に直列に接続された外部抵抗が、この種の電動機の乱調へ及ぼす影響について考察した。その結果を要約すると次のとおりである。

(1) インバータの出力周波数を上昇させると電動機の効率および力率は一般に低下する。また、この電動機を正弦波電源で駆動した場合に比べインバータ駆動時の効率は数%低下するが、力率についてはほとんど差異はない。

(2) 可変周波数正弦波電源で駆動時の脱出トルクおよび最大力率の計算値とインバータ駆動時のそれらの実験値は比較的良く一致する。このことから、インバータ駆動時の塊状鉄心三相リラクタンスマータの脱出トルクおよび最大力率等の特性は、インバータ出力電圧の基本波成分によってほぼ決定されるものと思われる。

(3) インバータおよび正弦波電源で運転時の電動機のトルク-速度特性はほぼ同じ傾向を示すが、インバータ駆動の場合はすべり全域においてトルクが減少し、同期引込特性も悪くなる。

(4) インバータ駆動時の塊状鉄心三相リラクタンスマータは、軽負荷、低周波領域で乱調を生じやすい。また、平滑回路の直流リアクトルが大きいほど電動機的不安定運転領域が拡大する。また電機子巻線と直列に接続された外部抵抗が大きいほど周波数の小さいところで安定範囲は広いが、逆に周波数が高いところでは外部抵抗が小さいほど安定領域は拡大する。したがって、電動機の運転周波数によって外部抵抗の適切な選択が必要であると思われる。

$\beta$ など回転子形状が乱調に及ぼす影響やこの種電動機の乱調防止法等については今後の課題としたい。

終わりに、種々ご指導くださいました名古屋大学工学部 上田 実 教授ならびに有益なご議論をいただいた本学電気工学科諸氏および実験機の製作にご協力いただいた本学部付属工作工場の諸氏に深く感謝いたします。また、実験にご協力された本電気工学科卒業生樋口正次、来間 淳の両君に謝意を表わします。

## 参 考 文 献

- (1) 今井孝二：電動機制御へのSCRの適用、電学誌 89-11、No.974、pp.23、昭44-11
- (2) 佐藤則明、関 長隆：SCRインバータによる同期電動機の運転、電学誌 85-4、No.919、pp.685、昭40-4
- (3) 常広 謙：サイリスタインバータで駆動される同期電動機の乱調について、電学誌 91、No.2、pp.345 昭46-2
- (4) 野中作太郎、小山 純：サイリスタインバータで駆動時の三相突極同期電動機の特性、電気学会論文誌 92-B、No.6、pp.350、昭47-6
- (5) 上里勝実：塊状鉄心回転子をもつ三相リラクタンスマータの同期特性、琉球大学工学部紀要工学篇、7号、pp.151、1974年3月
- (6) SCRハンドブック編集委員会：SCRハンドブック（本）、丸善、pp.159、昭46-8
- (7) 上里勝実：塊状鉄心三相リラクタンスマータの非同期特性について、昭和50年電気四学会九州支部連大、No.111、pp.11、昭50-10
- (8) 上里勝実：塊状鉄心三相リラクタンスマータの特性、電気学会論文誌投稿中
- (9) 電気学会同期機専門委員会：同期機試験法要綱Ⅱ部18号、pp.26、昭47-9
- (10) P.J.Jawrenson & L.A.Agu：Theory and performance of polyphase reluctance machines、PROC.IEE、Vol.111、No.8、AUGUST 1964
- (11) 尾山純一：電動機制御工学（本）、オーム社、pp.70、昭42-2
- (12) B.J.Chalmers & A.S.Mulki：Design and performance of reluctance motors with unlaminated rotors、IEEE Tras. Power App. & Syst.、Vol.PAS-91、No.4、July-Aug. 1972
- (13) 野中作太郎、小山 純：サイリスタインバータで駆動時の三相同期電動機の過渡特性、電気学会論文誌92-B、No.11、pp.603、昭47-11