塊状鉄心三相リラクタンスモータの特性

正 員 上 里 勝 実 (琉球大)

1. ま え が き

リラクタンスモータ（反作用電動機）は、同期電動機の実極性に基づく反作用トルクにより同期速度で回転するものである。この電動機は、周知のとおり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り、同期入れも自動的に行なわれるので、繊維・製線・ガラス工業などのセクショナルドライブ用ならびに工作機械など精密運転を必要とする駆動電動機などに用いられている。

リラクタンスモータは、電源から供給する電機子電流の遅相無効分で界磁が励磁されるもので、本質的に力率が悪く、反作用トルクが小さいので出力のわりに大形となる。また、この種の電動機に関しては、引入れトルクおよび始動トルクを増加させることも重要である。これらの諸特性の間には、例えば、励磁電流を抑えて力率を改善しようとすれば引入れトルクや脱出トルク（従って同期最大出力）が減少するなど、機器構造定数や回転子磁気回路の選定の仕方によっては相いれないものがある。以上のようなことを考慮して最適な回転子構造を見いだすため既に多くの研究がなされている。すなわち、回転子表面に磁極数と同数の突極部を等間隔に設ける従前の方法、Segmental-rotorにする方法⁽¹⁾⁽²⁾、回転子の横軸磁路に磁気障壁を設ける方法⁽³⁾⁻⁽⁵⁾ならびに非等方性鋼板を回転子の軸方向に積層する方法⁽⁶⁾などである。しかしながら、これらの回転子はいずれもけい素鋼板やその他の磁性材料によって積層されたものである。

本研究は、同期運転時のリラクタンスモータにおいて高調波分の特性に及ぼす影響が小であれば、その回転子に固塊の磁性材料を用いてもさほど特性の劣化がないことに着目して、従来のものより構造が簡単で堅牢な塊状鉄心回転子をもつリラクタンスモータ（以後、塊状鉄心リラクタンスモータと呼ぶ）について、

その諸特性を検討したものである。この電動機は、固定子は誘導電動機のそれと同じであるが、回転子が固塊の鉄心でできているので、非同期時は主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。従って、この種の電動機は回転子固有の高抵抗のため始動特性は比較的良いが、同期引込み特性については従来の成層鉄心回転子をもつリラクタンスモータ（以後、成層形リラクタンスモータと呼ぶ）に対してかなり悪い。また、力率や効率にはさほど差異はないが脱出トルクが若干劣る。このような理由で、従前塊状鉄心リラクタンスモータについてはほとんど顧みられなかったことと思われるが、この種電動機に関して最近 Chalmers 氏らの報告がある⁽⁷⁾。しかしながら、その研究は二極機の同期引込特性の改善を主眼としたもので、回転子構造定数が特性に及ぼす影響や多極機に関してはあまり検討されていないように思われる。

本論文では磁極中心軸上にスリットを設けた塊状鉄心三相リラクタンスモータの同期特性および非同期特性を主として回転子構造定数との関係から明らかにし、また従来の成層形三相リラクタンスモータの同期時の理論解析をこの種の電動機に適用して、その計算値と実験値を比較検討した。更に、非同期特性を改善するため回転子突極の周りに短絡巻線を設けたほうがよいことに着目し⁽⁸⁾、その有効性を実験結果に基づき検討した。

2. 同期運転時の解析

〈2・1〉 解析方法 同期運転状態における三相リラクタンスモータの解析法には、二反作用法⁽⁹⁾、テンソル解析法⁽¹⁰⁾および回転磁界理論によるもの⁽¹⁾などがあるが、前二者はその特性式がやや複雑で直接設計に適用するのに難点がある。その点、後者のLawrenson 氏らの解析法は、ギャップパーミアンスと起磁力からギャップにおける磁束密度を算定し、それよりトルクやその他の特性式を導出するもので、直軸および横軸リアクタンスの式中に回転子構造定数が使用されており、特性に及ぼす回転子構造因子の影響の検討や

Characteristics of Solid Rotor Three-Phase Reluctance Motor.
By *Katsumi Uezato*, Member of Science and Engineering, University of the Ryukyus).

上里勝実：正員，琉球大学理工学部電気工学科

第 1 図 塊状鉄心回転子

Fig. 1. Solid rotor.

設計に際して便利であるので、以下の理論式は文献(1)に発表された手法を参考にして導出する。解析にさきだち以下の仮定を設ける。

- (1) 磁気回路の飽和および鉄損は無視する。
- (2) 磁束はギャップを放射状に通るものとする。
- (3) 固定子表面およびスリットを除いた回転子表面は滑らかであるとする。
- (4) 回転子材質の磁気ヒステリシスによるトルクの影響は無視する。

〈2・2〉直軸および横軸リアクタンスの導出 第1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 および横軸リアクタンス x_q は付録の理論から、それぞれ次のように導出される。

$$\begin{aligned} x_d &= x_l + x_{ad} \\ &= x_l + 4K_1^2 N \omega \{ D + (E \sin \beta \pi - F \sin \gamma \pi) \} \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x_q &= x_l + x_{aq} \\ &= x_l + 4K_1^2 N \omega \{ D - (E \sin \beta \pi - F \sin \gamma \pi) \} \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

但し、

$$D = 6N \mu_0 R \{ \alpha_2 + \beta(1 - \alpha_2) - \gamma(1 - \alpha_3) \} / \pi g_1$$

$$E = 6N \mu_0 R (1 - \alpha_2) / \pi^2 g_1$$

$$F = 6N \mu_0 R (1 - \alpha_3) / \pi^2 g_1$$

ここで、 x_l : 漏れリアクタンス、 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、 K_1 : 基本波の巻線係数、 N : 毎極毎相の巻回数、 ω : 角周波数、 R : ギャップの平均半径、 μ_0 : 空気 permeability、 β : 磁極弧/磁極ピッチ、 γ : 磁極中心軸上にあるスリットの幅/磁極ピッチ、 α_2 : g_1/g_2 、 α_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とする。なお、本論文での各量の単位は特に断らない限り MKS 単位系の単位とする。

第 2 図 β に対する x_{ad} および x_{aq} の変化Fig. 2. Variation of x_{ad} and x_{aq} with β .

(1), (2) 式より明らかなように、機器構造定数が定まれば直軸および横軸電機子反作用リアクタンスは一義的に決定されるが、実際に特性を算定する場合には固定子のスロットや鉄心の飽和を考慮して適当な補正を加えればよい。第2図は β に対する x_{ad} , x_{aq} の変化を α_2 をパラメータとして示したものであるが、 β が大きくなるに従い α_2 による影響は小さくなることがわかる。

〈2・3〉特性式 同期運転時における三相リラクタンスモータの発生トルク、電流および力率などの式は(1)および(2)式を用いて表わすことができる。これらの特性式の一般的な導出については、文献(1)に報告されているのでそれを参照されたい。なお、本論文を展開するのに必要な脱出トルク、最大力率および脱出時の電流に関する式は付録に示されている。

3. 実験結果と検討

〈3・1〉試作実験機と実験方法 実験には定格 0.2 kW, 200 V, 1.2 A, 60 Hz, 4 極の三相誘導電動機の固定子 (Y 形結線) を使用し、回転子は炭素鋼 (S55 C) の固塊で第1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 64.5 mm, 鉄心長 50 mm, 磁極中心軸上にあるスリットの長さ 18 mm, 主ギャップの長さ 0.25 mm である。また実験機の定数は、漏れリアクタンス 12.6 Ω 、一相の巻線抵抗 17.7 Ω 、機械損 1.5 W である。回転子磁極の周りに巻かれている短絡巻線の導体には 1.6 mm のホルマール銅線 (1 種) を用いた。

以上のような塊状鉄心三相リラクタンスモータについて、回転子構造定数 α_2 (= 主ギャップ長/磁極間ギャップ長) を 0.03 および 0.06 に定め、それぞれの α_2 に対して β (= 磁極弧/磁極ピッチ) を次のように変えて同期および非同期運転時について種々の実験を行

なった。

$$\beta = 0.85, 0.7, 0.6, 0.5, 0.4, 0.3$$

実験では、うず電流ブレーキを負荷として用いた。また非同期運転時の各すべりにおけるトルクおよび電流の算定は文献(11)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。同期運転試験時の電圧は 200 V、非同期試験時のそれは断わらない限り 100 V であり、非同期トルクおよび電流の値はのちに端子電圧 200 V に換算してある。仮定により磁気飽和を無視して理論解析を行なったが、回転子に比較的透磁率の小さい炭素鋼を用いたので実験結果との比較を行なうにあたり、飽和の影響を考慮するため飽和係数を実際のギャップ長に乘じたものを用いた。飽和係数は実験機の無負荷飽和曲線から求められたものである。

なお、 α_2 を 0.03 より小さくしなかったのは、 β の実用範囲（後述するがほぼ 0.4～0.5）において、 α_2 をそれより小さくしても特性に及ぼす影響が小さいこと、磁気回路の飽和のため電流が増加することなどにより、実際の機械を製作するにあたり出力のわりに機械が大きくなり実用上あまり好ましくないからである。

〈3・2〉 回転子構造定数による同期特性の変化

ここでは、磁極中心軸上にスリットを設けた塊状鉄心三相リラクタンスモータについて、 α_2 および β が同期特性にいかの影響を及ぼすかを検討すると共に、その計算値と実験値の対応についても考察する。

第3図(a)～(c)はそれぞれ β に対する脱出トルク、最大力率および脱出時電流の変化を α_2 をパラメータにとって、その計算値と実験値を比較したものである。計算値は(1)、(2)式の x_d, x_q を(付6)、(付7)および(付8)式に代入して算出したものである。また、実験値は $\alpha_2 = 0.03, 0.06$ について示してある。(a)図からわかるように β が小さくなるに従い、すなわち突極の幅が狭くなるにつれ脱出トルクは増大してゆき、 $\beta \approx 0.25$ 付近で最大になる。また β が 0.25 付近では同じ β に対して α_2 の減少に伴い脱出トルクはかなり増加するが、 β がほぼ 0.5 より大きい範囲では α_2 による影響は小さいことがわかる。また最大力率は(b)図に示されるように β によって変化するが、その最大値は脱出トルクの場合と同様に $\beta \approx 0.25$ 付近で生じる。脱出時電流は(c)図のように変化し、 β が小さくなるに従い急増する。また β の小さいところでは α_2 の減少につれて大幅に増加している。以上のことは、 β と α_2 を共に減じていくことは突極性が強調されることであって、 $(1/x_q - 1/x_d)$ が増加するために

(a) 脱出トルク

(b) 最大力率

(c) 脱出時電流

第3図 β に対する脱出トルク、最大力率及び脱出時電流の変化

Fig. 3. Variation of pull-out torque, maximum power factor and current at pull out with β .

脱出トルク、最大力率および脱出時電流が増大するのである。

以上、 β に対する特性の変化の傾向は、磁極中心軸上にスリットを有しない成層形電動機に関する文献

第 4 図 負荷特性

Fig. 4. Load characteristics.

(1)の報告に示される傾向とはほぼ同じである。

第 3 図に示されるように、それぞれの特性について計算値と実験値は比較的良好に一致している。誤差の原因としては、(1)空間高調波の影響、(2)実験時の機器の熱発生による磁気特性の劣化、(3)鉄損および機械損の無視、(4)磁気回路の飽和係数の取扱いによるものなどが考えられるが、一般に特性算定の困難な塊状回転子形突極同期機において誤差がこの程度であれば実用上十分である。

次に β の異なる二種の実験機の負荷特性を検討する。第 4 図の実線は $\beta=0.45$, $\alpha_2=0.03$ の実験機の負荷特性曲線を示し、点線は $\beta=0.7$, $\alpha_2=0.03$ で前者より磁極弧の大きい実験機のそれを描いてある。図からわかるように β の大きいものは小さい出力しか得られず、また最大の力率および効率とも悪く、負荷の増加に対し電流の増加の割合も大きい。このように負荷特性は突極の形状寸法によっておおよそ決定されるのである。

ところで、供試回転子は第 1 図に示されるように磁極中心軸上に幅の小さいスリットを設けてあるが、これは横軸に対して磁気障壁の効果を生じさせ x_{ag} の値を小さくすることにより同期特性の改善を図るためである。より良好な同期特性を得るには回転子内部磁気回路の適切な構成⁽⁴⁾を検討する必要がある。

〈3・3〉 回転子構造定数による非同期特性の変化

ここでは、前出の回転子構造定数 β がこの種の電動機の非同期特性に及ぼす影響を及ぼすかを検討する。第 5 図は β をパラメータとしたときの速度-トルク特性の実験結果を示す。図からわかるように、 β が小さくなるにつれてすべりが 0.45 より大きいところでは非同期トルクは若干増加の傾向にあるが、すべり

第 5 図 トルク-速度特性に及ぼす β の影響Fig. 5. Effect of β on torque-speed characteristics. 第 6 図 β に対する始動トルク及び始動電流の変化Fig. 6. Variation of starting torque and starting current with β .

がそれより小さい範囲ではトルクは逆に小さくなっていき、すべり 0.45 付近でトルクの急激な陥没を生じる。

次に β に対する始動トルクおよび始動電流の実験結果を第 6 図に示す。比較の便宜上回転子は磁極中心軸上にスリットを有しないものを使用した。図中塊状形とは塊状鉄心三相リラクタンスモータを、成層形とは成層形三相リラクタンスモータの略称である。成層形は汎用の 0.2 kW かご形三相誘導電動機のアルミダイカストされた回転子を 4 極のリラクタンスモータに改造したもので、切削箇所以外のアルミダイカスト部分は残してある。両機ともに固定子には前記の誘導電動機のそれを用いた。同図からわかるように、成層形の始動トルク T_L は β の大きさに関係なく塊状形のそれより大きい。また塊状形の始動トルク T_S は β の減少と共にわずかに増加するにすぎない。しかしながら、塊状形の始動電流 I_S は β の減少に従い単調に増加は

しているものの成層形のそれに比べて大幅に小さい値になっている。これは塊状鉄心固有の高抵抗のためである。このように塊状鉄心リラクタンスモータは始動電流が小さいので、多数の電動機を同時に始動する場合に電源容量が少なくてすむことになる。また第6図より明らかなように β の大きい場合には、塊状形は一般にトルク効率、すなわち始動トルクと始動kVAの百分率の比が優れていることがわかる。

〈3・4〉 短絡巻線による特性の変化 前述のように塊状鉄心リラクタンスモータは始動時の特性は比較的良いが、一般に同期引込特性が悪い。従って、この種電動機の非同期特性改善の主眼は同期速度付近のトルク-速度特性曲線を急こう配にして、同期引入れを容易にすることにある。Chalmers氏は2極回転子の表面に軸方向に平行なスリットを設けることにより、あるいは磁極間に銅板など低抵抗材料をそう入することによって同期引込特性の改善を図ってきた⁽⁷⁾。回転子表面にスリットを設ける方法は、小形機で極数が多くなると磁極頭面が狭くなるのでスリットの数に制限を受けることになる。

既述のように塊状鉄心リラクタンスモータにおいては、磁極面うず電流だけにより非同期トルクを発生し、それにより同期引込みをしようとするのでトルクは同期速度に近付くほど急激に減少する。従って回転子突極の周りに二次巻線として作用する短絡巻線を設けることが、非同期トルク特性の改善に有効である。この巻線の抵抗率や巻数を適切に選定することにより、引入れトルクの増加が見込まれるので、ここでは突極の周りに短絡巻線を施したものについて、その実験結果に基づき、まず非同期特性について考察を加える。次に同じ電動機について短絡巻線が同期特性に与える影響を明らかにする。

(1) 短絡巻線による非同期特性の変化⁽⁸⁾ 回転子突極の周りに1.6mmのホルマル銅線を用いて短絡巻線を巻いた実験機のトルク-速度特性を、短絡巻線の巻数をパラメータにとって示したものが第7図である。このとき発生する非同期トルクは、塊状磁極に誘導されるうず電流によるトルクと短絡巻線の電流によるトルクの合成である。また第8図は短絡巻線の巻数を変えた場合の電機子電流-速度特性である。巻数を6回までしか変化させなかったのは、供試実験機の回転子突極の高さや極間空所の広さなど機械寸法の制約によるものである。

第7図、第8図より明らかなように、短絡巻線を有するものは有しないものより始動電流の増加の割合に比べてトルクがかなり増加している。更に短絡巻線の

第7図 トルク-速度特性に及ぼす短絡巻線の影響

Fig. 7. Effect of short-circuited winding on torque-speed characteristics.

巻数を増していくとトルクは顕著に増大し、トルク曲線はすべりの小さいところへ移行することがわかる。従って短絡巻線を設けることにより同期引込みは容易になることが理解できる。また第7図に示されるように、短絡巻線の巻数を増すに従いすべりの大きい領域でトルクが増加するので、始動トルクの増加も予想される。また第8図から、すべりの小さい範囲では短絡巻線の有無にかかわらず電流はほぼ同値であることがわかる。

回転子突極に短絡巻線を設けることにより、以上のように非同期トルク特性はかなり改善され同期引入れを容易にすることが明らかになった。本論文では、短

第 8 図 電流-速度特性に及ぼす短絡巻線の影響
Fig. 8. Effect of short-circuited winding on current-speed characteristics.

絡巻線の導体に 1.6 mm のホルマール銅線を使用した場合を例にとって述べてあるが、抵抗のより小さい巻線を用いれば非同期トルク特性は更に改善されることが実験によって確かめられている。これはすべりの大きい領域では塊状形の固有の高抵抗のため比較的大きなトルクが発生し、すべりの小さいところでは低抵抗の二次巻線として働く短絡巻線に生じる電流によるトルクが加わり、引入れトルクを増加させることから理解できる。

以上、主として実験結果に基づいて考察したが、短絡巻線の効果については、かご形巻線と対比しつつ理論面から考察を加えることも重要な課題であり、これについては現在検討中であるので次の機会に譲る。

(2) 短絡巻線が同期運転特性に及ぼす影響 前項では非同期特性に及ぼす短絡巻線の効果を述べたが、ここでは短絡巻線を有する場合と有しない場合とで同期特性、とりわけ負荷特性と定態安定度にかに影響を及ぼすか検討する。

第 9 図は短絡巻線を有するもの (6 回) と有しないものの負荷特性の実験結果を示す。図から理解できるように、短絡巻線を有するものは有しないものより電流が若干増加し力率および効率は若干低下するが、短絡巻線の有無による特性上の大きな相違は認められない。このことから、同期特性に及ぼす高調波の影響は比較的少ないものと推察される。

次に、第 10 図は短絡巻線を有するものと有しないものとの負荷角-トルク特性の実験結果を示したものである。負荷角は電気角で表示してある。短絡巻線の巻数は 6 回である。図から明らかなように両者ともほぼ同様な傾向を示しているが、短絡巻線を有するものは負荷角全域にわたりわずかではあるがトルクが増加しており、定態安定度は若干向上する。また同期化力

第 9 図 負荷特性に及ぼす短絡巻線の影響
Fig. 9. Effect of short-circuited winding on load characteristics.

第 10 図 トルク-負荷角特性に及ぼす短絡巻線の影響

Fig. 10. Effect of short-circuited winding on torque-load angle characteristics.

も若干改善されることが理解できる。このことから、短絡巻線を設けることにより固定子巻線と回転子の電氣的結合が有効に作用していることが推察され、制動巻線としての効果も期待できる。

4. 設計に関する一考察

前章で述べたように、一般にリラクタンスモータは β が小さくなるに従い脱出トルクが増加し、効率や力率もかなり良くなるが、半面、後述のように負荷時および無負荷時の電流が増大する欠点がある。また同期引込みを困難にし、すべり 0.5 付近でのトルクの陥没も大きくなり非同期特性の悪化をまねく。その他特性に影響を及ぼす機器構造定数には $\alpha_2, \alpha_3, \gamma$ 、漏れリアクタンスおよび巻線抵抗などが考えられるが、これらはそれぞれ同期および非同期特性に対し相いれない多

第 11 図 β に対する無負荷及び定格負荷時の電流の変化

Fig. 11. Variation of no-load current and rated current with β .

様の影響を与えはするものの β ほどではない。このように相反する要求をある程度満たすように設計するには、性能係数を導入して設計諸定数を算定する方法も考えられるが、ここでは主に前章までに述べたことに基づき β をどの程度に選べば適当であるかについてのみ考察する。

脱出トルクおよび力率が最大になる β の値は第 3 図より 0.25 付近で、 β の小さいところにあることがわかる。しかしながら、 β を小さくすると、 β に対する無負荷時および定格負荷時の電流の変化を示す第 11 図より明らかなように電流はかなり大きくなり、特に無負荷電流は β が 0.5 付近より減少するに伴い急増する。また前述のように β を小さくすると引入れトルクが減少して同期引込みを困難にする。

以上のようなことを考慮して β の適当な値を選定すると、この種電動機についても従来の成層鉄心機に関して報告⁽⁴⁾されているように、 β の値としては 0.4～0.5 が一応の目安として考えられる。但し、この値は非同期特性が別の方法により改善されるならば減じることが可能になる。

5. む す び

以上、磁極中心軸上にスリットを有する塊状鉄心三相リラクタンスモータの直軸および横軸リアクタンスの計算式を導出し、回転子構造定数の変化が特性に及ぼす影響を検討すると共に、非同期特性改善のため回転子突極の周りに短絡巻線を設けることが有効であることを実験的に確認した。その結果を要約すれば次のようである。

(1) β に対する同期特性の計算値と実験値は比較的良好に一致しており、塊状鉄心の飽和の影響を適切に考慮することにより、従来の成層形三相リラクタンス

モータの同期時の解析法はそのまま塊状形に適用できる。

(2) 回転子突極の周りに短絡巻線を設け、その巻回数を増していくとすべり全域でトルクが増加し、かつトルク-速度特性曲線はすべりの小さいところへ移行するので同期引入れを容易にする。同時に始動トルクも大きくなる。

(3) 短絡巻線を設けることにより脱出トルクはわずかに増加し、同期化力が若干改善されるが、同期負荷特性に及ぼす影響はわずかなものである。

(4) 脱出トルクおよび力率は β が 0.25 付近で最大を示すが、負荷時および無負荷時電流の増加、引入れトルクの減少などを考慮すれば β はほぼ 0.4～0.5 が一応の目安として考えられる。

(5) この種電動機はトルク効率が良いので電源容量が小さくてすむ。

以上の検討と考察の結果、短絡巻線を有するこの種の電動機の同期引込特性については改善すべき余地は若干あるが、実用上考慮されてよいと思われる。今後の検討課題としては、前述の同期引込特性の改善と回転子材質の選定、可変周波数電源による駆動時の動作特性の検討および非同期運転時の理論解析などが挙げられよう。これらについての考察は次の機会に譲ることとした。

終りに、この研究に対しいろいろご指導、ご助言をいただいた鹿児島大学 田中為夫教授、入佐俊幸助教授、ならびに日ごろご指導を賜わり本論をまとめるにあたり懇切なご指導、ご検討をいただいた名古屋大学 上田 実教授に厚く感謝申し上げます。また本研究にご協力いただいた宮崎大学 仲里貞男氏に厚くお礼申し上げます。

(昭和 51 年 3 月 4 日受付、同 51 年 12 月 13 日再受付)

文 献

- (1) P.J. Lawrenson & L.A. Agu: *Proc. IEE* 111, 1435 (1964-8)
- (2) P.J. Lawrenson & S.K. Gupta: *ibid* 114, 645 (1967-5)
- (3) J.K. Kostko: *Journal Amer. Inst. Elect. Engrs.* 42, 1162 (1923-11)
- (4) W. Fong & J.S.C Htsui: *Proc. IEE* 117, 545 (1970-3)
- (5) 大野・河村: 昭 34 電気四学会連大 No. 367
- (6) A.J.O. Cruickshank, A.F. Anderson & R.W. Menzies: *Proc. IEEE* 118, 887 (1971-7)
- (7) B.J. Chalmers & A.S. Mulki: *IEE Trans. Power Apparatus & Syst.* PAS-91, 4, 1562 (1972-7)
- (8) 上里: 昭 50 電気四学会九州支連大 No. 111, 11
- (9) P.H. Trickey: *Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs.* 65, 191 (1946-4)
- (10) 加藤: 電工論 4, 4, 224 (昭 27-7)
- (11) 電気学会同期機専門委員会: 同期機試験法要綱 II-18, 26 (昭 47-9)
- (12) 上里: 琉球大学理工学部紀要工学篇 7, 151 (昭 49-3)

付 録

以下の理論解析は文献(12)で報告したものに加筆修正したものである。ギャップモデルを付第1図に示す。固定子は対称三相巻線が施され、回転子の位置は a 相の巻線軸を起点として機械角 θ によって測るものとする。

I. 直軸および横軸リアクタンスの導出 付第1図よりギャップにそう単位軸長当りのパーミアンスを $P_a(\theta)$ とすれば、フーリエ級数を使って次のように書ける。

$$P_a(\theta) = \frac{\mu_0 R}{g_1} \left[\alpha_2 + \beta(1 - \alpha_2) - \gamma(1 - \alpha_3) \right. \\ + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \{ (1 - \alpha_2) \sin m \beta \pi \\ - (1 - \alpha_3) \sin m \gamma \pi \} \\ \times \cos 2 p m \left(\theta - \frac{\omega t}{p} - \delta \right) \} \dots (付 1)$$

ここで、 m : 正の整数、 p : 極対数、 t : 時間、 δ : $t=0$ において a 相巻線軸と回転子突極中心軸とのなす機械角度

とする。その他の式中の記号は本文に示されている。

三相巻線の a 相、 b 相および c 相に平衡三相電流 $i_a = I_m \cos \omega t$, $i_b = I_m \cos(\omega t - 120^\circ)$ および $i_c = I_m \cos(\omega t - 240^\circ)$ をそれぞれ供給する場合の合成起磁力 $F(\theta)$ は、周知のとおり次式のようになる。

$$F(\theta) = \frac{6 N I_m}{\pi} \left[K_1 \cos(p \theta - \omega t) \right. \\ \pm \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{(6k \pm 1)} \\ \times K_{(6k \pm 1)} \cos \{ (6k \pm 1) p \theta \mp \omega t \} \} \\ \dots (付 2)$$

ここで、 N : 毎極毎相の巻回数、 K_v : v 次高調波の巻線係数、 k : 整数

回転子が磁気的にバランスがとれている場合、その磁

付第1図 ギャップのモデル

app. Fig. 1. Developed model of the air gap.

位は零と考えられるので、(付2)式は任意の点におけるギャップの磁位を与える。従って、ギャップ磁束密度 B は(付1)式と(付2)式より導出され、高調波を無視すると次のようになる。

$$B = I_m K_1 \left[D \cos(p \theta - \omega t) \right. \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} (E \sin m \beta \pi - F \sin m \gamma \pi) \\ \times \cos \{ (2m \pm 1) p \theta - (2m \pm 1) \omega t \\ - 2m p \delta \} \} \dots (付 3)$$

但し、 D, E, F の記号の説明は本文になされている。

(付3)式を用いて一相の巻線に誘導される起電力を導き、一次供給電圧を算出する。この一次供給電圧と流れる電流の関係から一相あたりの実効抵抗 R_e および実効リアクタンス X_e は次式のように導出される⁽¹²⁾。導出の計算過程は文献(1)に示されている手法によった。

$$R_e = -4 K_1^2 N \omega (E \sin \beta \pi - F \sin \gamma \pi) \\ \times \sin 2 p \delta \dots (付 4)$$

$$X_e = 4 K_1^2 N \omega \{ D + (E \sin \beta \pi - F \sin \gamma \pi) \\ \times \cos 2 p \delta \} \dots (付 5)$$

直軸電機子反作用リアクタンス x_{ad} および横軸電機子反作用リアクタンス x_{aq} は、(付5)式にそれぞれ $\delta=0$, $\delta=\pi/2p$ を代入することによって求められ、漏れリアクタンス x_l を加えることによって直軸および横軸リアクタンスが本文(1)および(2)式のように導出される。

II. 特性式 ここでは参考のために脱出トルク T_{p0} 、最大力率 $\cos \phi_m$ および脱出時の電流 I_{p0} を表わす式を次に記しておく⁽¹⁾⁽¹²⁾。

$$T_{p0} = \frac{V^2}{2} \cdot \frac{(x_d - x_q)^*}{r(x_d - x_q) + \{ r^2(x_d - x_q)^2 + r^4 + 2r^2 x_d x_q + (x_d x_q)^2 \}^{1/2}} \\ \dots (付 6)$$

$$\cos \phi_m = \frac{(x_d - x_q)^2 - 4r^2}{(x_d^2 - x_q^2) - 4r(x_d x_q + r^2)^{1/2}} \\ \dots (付 7)$$

$$I_{p0} = \frac{2V}{\sqrt{6}} \left\{ \frac{2r^2 + x_d^2 + x_q^2}{(2r^2 + x_d^2 + x_q^2)^2 - 4r(x_d - x_q)^*} \right. \\ \times \sqrt{(r^2 + x_d^2)(x_d^2 + x_q^2)^*} \\ \left. - (x_d + x_q)^2 (x_d - x_q)^2 \right\}^{1/2} \dots (付 8)$$

ここで、 V : 線間電圧、 r : 一相の巻線抵抗、固定子巻線: Y 結線

である。