交流励磁方式ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性

正員 小山 純 (長崎大)

正員 樋口 剛 (長崎大)

准員 阿部 稔彦 (長崎大)

正員 山田 英二 (長崎大)

1. まえがき

近年、電力用トランジスタ、GTOサイリスタやMOSFETなど、高速・大容量の電力用半導体素子が開発され、マイクロプロセッサなどLSI技術の進歩とも相まって、任意波形の交流電力の発生が容易になった。また、アモルファスなど低損失、高性能の鉄心材料や高耐圧、高耐熱の絶縁材料の研究開発も活発に行われており、これらの新しい技術を組合せることによって、従来の電動機とは異なる新しい原理で動作する電動機実現の可能性が生じている。

一般に用いられている同期電動機は、同期角速度 ω で回転する単相巻線に直流電流を流すことによって得られるような、一定振幅の回転起磁力で励磁されている。ところで、交流電動機の固定子三相巻線にバイアス角周波数 ω_b で振幅変調された三相交流電流を流すと、バイアス角周波数で脈動しながら同期角速度で回転する起磁力、すなわち同期角速度で回転する単相巻線にバイアス周波数の交流電流を流すことによって得られるような交番起磁力が得られる⁽¹⁾。

著者らは、さきにこの交番起磁力を同期電動機のブラシなし励磁に用いる新しい励磁方式の「半波整流ブラシなし同期電動機⁽²⁾⁽³⁾」を提案した。「半波整流ブラシなし同期電動機」はモータの回転子位置を検出することによって、バイアス周波数で脈動しながら回転子 d 軸に同期して回転する交番起磁力を作り、この起磁力によって回転子界磁巻線に誘導される起磁力を、回

転子に組込んだダイオードで半波整流することにより界磁の励磁を得るものであり、界磁磁束はダイオードによりほぼ一定に保持される。この電動機は普通の同期電動機と近い特性をもち、大容量化の可能なブラシなし同期電動機として期待される。

これに対して、本論文で述べる「交流励磁方式ブラシなし同期電動機⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾」は交番磁束を直接電動機の励磁に利用するもので、より小形、堅牢なリラクタンس形のブラシなし同期電動機であり、

- (i) 単相短絡された回転子巻線と平衡多相固定子巻線からなる同期電動機
- (ii) 回転子位置に同期した所要の多相電流波形指令を発生する制御回路
- (iii) 指令された波形の多相交流電流を発生するPWMインバータ

から構成される。本論文では、まず本同期電動機の原理について述べ、更に解析と実験によりその基礎特性を明らかにしている。

2. 交流励磁方式同期電動機

〈2・1〉 交流励磁方式同期電動機の原理 一般に、同期電動機では固定子三相巻線に三相平衡電流を流すと、同期角速度 ω で回転する一定振幅の回転磁界 Φ_f が発生する。この回転磁界 Φ_f は図1(a)に示すように、 ω で回転する仮定の単相巻線 W_f に直流電流 I_f を流して得られたと考えることもでき、回転磁界と同期して回転する回転子巻線 W_r に加えられた直流電流 I_r との間で、(b)図に示すようにトルク $\tau = K\Phi_f I_r$ が発生する。

いま、図2(a)の巻線 W_f に $i_f = \sqrt{2} I_f \cos \omega_b t$ なる交流電流を流すと、 $\phi_f = \sqrt{2} \Phi_f \cos \omega_b t$ の値をもち同期角速度 ω で回転する交番磁界が発生し、更に回転子巻線 W_r に交流電流 $i_r = \sqrt{2} I_r \cos \omega_b t$ を流すと、(b)図に示すような角周波数 $2\omega_b$ で脈動するトルク τ

The Principle and Fundamental Characteristics of AC-Excited Brushless Synchronous Motor. By Jun Oyama, Member, Tsuyoshi Higuchi, Member, Naruhiko Abe, Associate, Eiji Yamada, Member (Faculty of Engineering, Nagasaki University).

小山 純：正員，長崎大学工学部電気情報工学教室

樋口 剛：正員，長崎大学工学部電気情報工学教室

阿部稔彦：准員，長崎大学工学部電気情報工学教室

山田英二：正員，長崎大学工学部電気情報工学教室

図 1 同期電動機の原理
Fig. 1. Elementary synchronous motor.

図 2 交流励磁方式同期電動機の原理
Fig. 2. Elementary AC-excited synchronous motor.

が発生する（平均トルク $\tau_{av} = K\Phi_f I_r$ ）。これが交流励磁方式同期電動機の原理である。

ところで、巻線 W_r に加えた電流は交流であるので外部より誘導することができ、「交流励磁方式ブラシなし同期電動機」が実現できる。すなわち、図 3(a) の巻線 W_a に交流電流を流すことにより作られる脈動起磁力のうち、 d 軸成分 F_d は励磁起磁力になり、回転子に同期して回転する交番磁界 ϕ_a を作る。一方、 q 軸成分 F_q は短絡された回転子巻線に電流 i_r を誘導しトルクを発生する。ここで、磁束の q 軸成分は漏れ磁束のみでほぼ零となるため、電機子反作用は存在しない。

本電動機は q 軸方向の起磁力を回転子短絡巻線を通る電流によって打ち消し、 q 軸方向の磁束を小さくしたりラクタンスモータと考えることもできる。従って、(b)図に示す突極形回転子を採用することにより効率の上昇を図ることができる。

なお、単相巻線 W_a によって作られる起磁力分布と

図 3 交流励磁方式ブラシなし同期電動機
Fig. 3. Elementary AC-excited brushless synchronous motor.

図 4 変調波形とトルクの関係
Fig. 4. Correlation of modulation function with torque.

同様の起磁力分布は、静止した三相巻線に例えば(1)式に示すようなバイアス周波数 ω_b で変調された三相電流を流すことによって実現できる。

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \sqrt{2} I \cos \omega_b t \cos \omega t \\ i_b &= \sqrt{2} I \cos \omega_b t \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ i_c &= \sqrt{2} I \cos \omega_b t \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots\dots (1)$$

〈2・2〉 変調波形 交流励磁方式同期電動機において、平均トルクは図 2(b)に示すように交番磁束 ϕ_f と回転子電流 i_r の実効値の積で決まる。一方、モータのサイズを決定する導体と鉄心の断面積のうち、

導体断面積は i_r の実効値で決まるのに対して、鉄心断面積は ϕ_f の最大値で決まる。従って変調波形としては、実効値一定の条件でその最大値が最も小さくなる波形が望ましい。

このような要求を満足する波形として、まず図4(a)に示すような方形波が考えられる。方形波を用いるとトルク脈動がなく、更に変調波形を正弦波とした図2(b)の場合に比べて、同じトルクを得るのに ϕ_f の最大値を大幅に減少できることがわかる。しかしながら、 ϕ_f の反転時における $d\phi_f/dt$ が極端に大きいため逆起電力が大きくなり、従って力率が悪く電源容量を増加せざるを得ない。

図4(b)に示すような台形波を用いると、 ϕ_f の最大値は方形波の場合に比べて若干増加するが $d\phi_f/dt$ を減少することができ、変調波形としては最も適していると考えられる。

3. 交流励磁方式同期電動機の特性解析

(3・1) 電圧方程式 図5に回路図を示す。三相突極形同期電動機の d, q 軸に対する電圧方程式は次のように書ける。

$$\left. \begin{aligned} e_a &= \frac{d}{dt} \lambda_a - \omega \lambda_q + r_a i_a \\ e_q &= \frac{d}{dt} \lambda_q + \omega \lambda_a + r_a i_q \\ e_{rq} &= \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + r_{rq} i_{rq} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} \lambda_a &= L_a i_a \\ \lambda_q &= L_q i_q + M_{rq} i_{rq} \\ \lambda_{rq} &= M_{rq} i_q + L_{rq} i_{rq} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

いま、 a 軸と q 軸の成す角度を θ 、 a 軸と q 軸が一致した瞬間を $t=0$ 、同期角速度を ω とすると、

$$\theta = \omega t \dots\dots\dots (4)$$

図5 回路図
Fig. 5. Circuit diagram.

であり、次の変換式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos \theta \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos \theta \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \dots\dots (5)$$

ただし、 e_a, e_b, e_c : 固定子巻線相電圧、 i_a, i_b, i_c : 固定子巻線相電流、 e_d, e_q : $d \cdot q$ 軸電圧、 i_d, i_q : $d \cdot q$ 軸電流、 λ_d, λ_q : $d \cdot q$ 軸鎖交磁束、 e_{rq} : 回転子巻線電圧、 i_{rq} : 回転子巻線電流、 λ_{rq} : 回転子巻線鎖交磁束、 L_d, L_q : $d \cdot q$ 軸自己インダクタンス、 L_{rq} : 回転子巻線自己インダクタンス、 M_{rq} : 相互インダクタンス、 r_a, r_{rq} : 巻線抵抗

(3・2) 電流およびトルク 回転子位置に同期し、変調波形 $A_r(t), A_i(t)$ で振幅変調された

$$\left. \begin{aligned} i_a &= A_r(t) \sin \theta + A_i(t) \cos \theta \\ i_b &= A_r(t) \sin(\theta - 2\pi/3) + A_i(t) \cos(\theta - 2\pi/3) \\ i_c &= A_r(t) \sin(\theta - 4\pi/3) + A_i(t) \cos(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

なる三相電流を固定子巻線に流すと、 d, q 軸電流は

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \sqrt{3/2} A_r(t) \\ i_q &= \sqrt{3/2} A_i(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

となり、ギャップ中の起磁力は、同期角速度 ω で回転する d, q 軸巻線にそれぞれ $\sqrt{3/2} A_r(t), \sqrt{3/2} A_i(t)$ なる単相電流を流した場合に得られる起磁力と同様になる。

回転子巻線は単相短絡されているので、(2)式より次の方程式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + r_{rq} i_{rq} &= 0 \\ \lambda_{rq} &= M_{rq} i_q + L_{rq} i_{rq} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

いま $A_r(t), A_i(t)$ が、角周波数(バイアス周波数)が ω_b 、ピーク値がそれぞれ I_r, I_i で、ピーク値の期間が θ_1 、反転期間が $\theta_2 (\theta_1 + \theta_2 = \pi)$ の台形波とし、更に図6に示すようにピーク値が正の期間の中間点を $\omega_b t = 0$ 、反転する瞬間を $\omega_b t = \theta_1/2$ 、負のピーク値に達した瞬間を $\omega_b t = \theta_1/2 + \theta_2$ とすると、回転子巻線電

図 6 台形波
Fig. 6. Trapezoidal wave.

流 i_{rq} は次のようになる。

(1) 第 I 回路状態 ($0 \leq \omega_b t \leq \theta_1/2$)

$$i_{rq} = -K e^{-((\theta_1/2) + \omega_b t)/\omega_b T_{d0}} \dots (9)$$

(2) 第 II 回路状態 ($\theta_1/2 \leq \omega_b t \leq \theta_1/2 + \theta_2$)

$$i_{rq} = -K e^{-((\theta_1/2) + \omega_b t)/\omega_b T_{d0}} + 2\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{M_{rq}}{r_{rq}} \times \frac{\omega_b}{\theta_2} I_t (1 - e^{-((\omega_b t - (\theta_1/2))/\omega_b T_{d0})}) \dots (10)$$

(3) 第 III 回路状態 ($\theta_1/2 + \theta_2 \leq \omega_b t \leq \pi$)

$$i_{rq} = K e^{-((\omega_b t - (\theta_1/2) - \theta_2)/\omega_b T_{d0})} \dots (11)$$

ただし,

$$K = \frac{2\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{M_{rq}}{r_{rq}} \frac{\omega_b}{\theta_2} I_t (1 - e^{-\theta_2/\omega_b T_{d0}})}{1 + e^{-\pi/\omega_b T_{d0}}} \dots (12)$$

$$\omega_b T_{d0} = \omega_b L_{rq}/r_{rq} \dots (13)$$

また, トルクは

$$\tau = \lambda_d i_q - \lambda_q i_d \dots (14)$$

より求められる。

図 7(a)~(c)に種々の $\omega_b T_{d0}$ に対する i_{rq} , λ_{rq} , τ の数値計算結果を示す。回転子巻線の時定数 $\omega_b T_{d0}$ が大きくなると短絡された回転子巻線に誘導される電流 i_{rq} は台形波に近づき, q 軸方向の磁束は打消されて界磁鎖交磁束 λ_{rq} は零に近づく。すなわち, L_q/L_d を等価的に小さくすることができる。

また本電動機では, (b)図のように $\lambda_{rq} \approx 0$ となるので電機子反作用がほとんど存在しない。従って, 普通の同期電動機に比べてギャップの長さを短くでき, 誘導電動機なみに小形化できる。

(c)図より, バイアス角周波数 ω_b の 2 倍を基本波とする脈動トルクが存在することがわかるが, ω_b を

(a) 回転子電流 i_{rq}

(b) 回転子巻線鎖交磁束 λ_{rq}

(c) トルク τ

図 7 i_{rq} , λ_{rq} , τ の計算波形
Fig. 7. Calculated wave forms of i_{rq} , λ_{rq} , τ .

機械的共振周波数に比べて十分大きく選定すれば実用上問題は生じない。また, この脈動トルクの周波数は電動機速度にかかわらず一定であるため, 誘導電動機で問題となっている低速運転領域での振動, 共振は発生しない。

〈3・2〉 定常特性解析 いま、簡単のため $r_a=0$, $r_{rq}=0$ とすると、次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_{rq} &= -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{M_{rq}}{L_{rq}} A_i(t) \\ \lambda_d &= \sqrt{\frac{3}{2}} L_d A_f(t) \\ \lambda_q &= \sqrt{\frac{3}{2}} \sigma L_q A_i(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (15)$$

いま、 $A_f(t)$, $A_i(t)$ が台形波形とし、平均トルク τ_{av} を求めると次のようになる。

$$\tau_{av} = \frac{3}{2\pi} \left(\theta_1 + \frac{\theta_2}{3} \right) (L_d - \sigma L_q) I_f I_t \dots\dots\dots (16)$$

これより平均有効電力 P_{av} は、

$$P_{av} = \frac{3}{2\pi} \omega \left(\theta_1 + \frac{\theta_2}{3} \right) (L_d - \sigma L_q) I_f I_t \dots\dots\dots (17)$$

ただし、 σ は漏れ係数で次式で与えられる。

$$\sigma = 1 - M_{rq}^2 / L_d L_{rq} \dots\dots\dots (18)$$

(7), (15) 式を (2) ~ (5) 式に代入し、固定子三相巻線の相電圧の実効値 V , 相電流の実効値 I の三相平均値を求めると次のように書ける。

$$V = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \theta_1 + \frac{\theta_2}{3} + \frac{4}{\theta_2} \left(\frac{\omega_b}{\omega} \right)^2 \right\} * \{ (\omega L_d I_f)^2 + (\omega \sigma L_q I_t)^2 \}} \dots\dots\dots (19)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\theta_1 + \frac{\theta_2}{3} \right) (I_f^2 + I_t^2)} \dots\dots\dots (20)$$

また、皮相力率 $\cos \phi$ は次式により求まる。

$$\cos \phi = P_{av} / 3VI \dots\dots\dots (21)$$

図 8(a) ~ (c) に $\sigma \times (L_q/L_d) = 0.1$ とし、 ω/ω_b を変化させたときの計算結果を示す。ここで、破線は $A_f(t)$, $A_i(t)$ を

$$\left. \begin{aligned} A_f(t) &= I_f \sin \omega_b t \\ A_i(t) &= I_t \sin \omega_b t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (22)$$

と、台形波形と同じピーク値をもつ正弦波形とした場合である。

(a) 図より、同じ I/I_f では平均有効電力 P_{av} は正弦波変調に比べ台形波変調のほうが大きくなる。すなわち、〈2・2〉節で考察したように、同じ鉄心断面積と導線断面積をもつ電動機では台形波形が有利であり、言い換えれば台形波形を選定することにより電動機を小形化できる。しかし、相電圧の実効値 V は (b) 図のように正弦波変調の場合に比べて増大し、結果として (c) 図に示すように皮相力率が低下する。

なお、(16), (17) 式において電流一定の条件で $\sigma \times (L_q/L_d)$ の値を小さくすると平均トルクや有効電力が増大し、更に (19), (21) 式から電圧が減少し力率が

図 8 ω/ω_b の特性へ及ぼす影響
Fig. 8. Effect of varying ω/ω_b on steady state characteristics.

(a) 平均有効電力

(c) 皮相力率

(b) 電圧実効値

図 9 反転期間 θ_2 の特性へ及ぼす影響

Fig. 9. Effect of varying θ_2 on steady state characteristics.

図 10 システム構成

Fig. 10. System configuration.

大することがわかる。従って、本電動機では、 α 、 L_a/L_d をできるだけ小さく、言い換えると回転子を突極構造にし、 d 軸ギャップ長をできるだけ短く設計することが必要になる。

図 9(a)～(c)に台形波形の反転期間 θ_2 を変化さ

せたときの計算結果を示す。ただし、 $\theta_2 = 1.7984$ は、 $A_f(t)$ 、 $A_t(t)$ が正弦波形的の場合と立上りが等しく実効値が同一の台形波形の場合を示す。 θ_2 が小さくなるほど P_{av} は増大するが、 V が増大し結果として力率が低下する。従って、本電動機では台形波形を適切に

選定する必要がある、 $\theta_2=3\pi/8$ 程度が妥当であると考えられる。

4. 実験結果

〈4・1〉 システムの構成 図10に交流励磁方式同期電動機のシステム構成図を示す。本電動機は普通の三相巻線をもつ固定子と単相短絡巻線をもつ回転子からなる交流電動機と、これを駆動するPWMトランジスタインバータおよび16ビットマイクロプロセッサ8088を用いたゲート制御回路から構成される。

マイクロCPUは電動機の回転子に接続された12ビットアップリケート形ロータリーエンコーダにより500 μ sごとに回転子位置を検出し、同時に回転子速度を計算する。更に、指令速度と比較してデジタル的にPI制御を行い、トルク電流成分の振幅指令を演算する。そして、既に与えられている励磁電流成分と合成して振幅指令と回転子位置に同期した位相指令を出力する。これらの指令はD/Aコンバータにより三相アナログ波形②に変換される。

三相波形はバイアス周波数60Hzの台形波変調波形③によって振幅変調されて三相電流指令値④が作られる。

コンパレータはこの電流指令値とアイソレーションアンプを通じて取出した固定子電流⑤を比較し、その出力をトランジスタインバータの点弧信号としてインバータドライブ回路に入力する。

図11 実測波形
Fig. 11. Experimental wave forms.

(a) 線間電圧実効値

(b) 電機子電流実効値

(c) 総合効率

図12 出力特性の実験結果
Fig. 12. Experimental results of output characteristics.

図 13 ステップ応答
Fig. 13. Step response.

図 11 にゲート制御回路の各部波形①～③および電流波形の実測値④を示す。

〈4・3〉 実験結果 実験は 2.2 kW, 4 極, 60 Hz の巻線形誘導電動機 (慣性モーメント $J=0.075 \text{ kg-m}^2$, 制動係数 $R_\omega=0.04 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s/rad}$) の回転子巻線を単相短絡して行った。

図 12(a)～(c)に種々の速度指令に対する出力特性の実験結果を示す。ここで、効率はモータ入力電流波形が複雑で高調波成分を多く含む電力測定が困難であるため、インバータ効率を含めた総合効率として表示している。総合効率は最大 60 % 程度であるが、前述のように d 軸ギャップ長を短くし、 $\sigma, L_q/L_d$ を小さくするなど電動機の最適設計を行うことにより改善できると考えられる。

図 13 に速度指令を 100 rpm→800 rpm→100 rpm と変化した場合のステップ応答を示す。応答は立上り、立下りとも約 1 秒で安定状態に達している。

5. む す び

本論文では、新しい原理のブラシなし同期電動機として交流励磁方式同期電動機を提案し、解析および実験によりその基礎特性を明らかにした。

本電動機は、

(1) 固定子巻線は通常の三相巻線、回転子は単相短絡巻線のみであり、簡単かつ堅牢なブラシなし構造である。

(2) 電機子反作用がないためギャップの長さを短くでき、更に振幅変調波形に台形波を用いることにより小形化できる。

(3) 回転子位置を検出するだけでトルク電流を計

算できるので、容易に静止状態から定格速度までのトルク制御ができ、また誘導電動機のベクトル制御の場合のようにパラメータ変動の影響を受けない。

(4) バイアス周波数の 2 倍を基本波とする脈動トルクが存在するが、バイアス周波数を機械的共振周波数に比べて十分大きく選定すれば実用上問題は生じない。また、この脈動トルクの周波数は電動機のかかわらず一定であり、誘導機で問題となっている低周波数運転領域での振動・共振が発生しない。

などの特徴があり、特殊雰囲気中でも使用可能な比較的小容量の高精度で安価な AC サーボ用電動機として実用化が期待され現在検討中である。

終りに、常々御指導をいただき、本研究にあたって貴重な御教示・御討論を賜った九州大学工学部教授 野中作太郎先生に感謝の意を表する。

(昭和 63 年 8 月 2 日 受付, 同 63 年 12 月 1 日 再受付)

文 献

- (1) 小山・峰尾・山田:「電動機の交流励磁方式について」, 昭 58 電気関係学会九州支部連会, No. 337
- (2) J. Oyama, S. Toba, T. Higuchi & E. Yamada: "The Characteristics of Half-Wave Rectified Brushless Synchronous Motor", Proc. of Beijing International Conference on Electrical Machines, 2, p. 654 (1987)
- (3) 小山・鳥羽・樋口・山田:「半波整流ブラシなし同期電動機の原理と基礎特性」, 電学論 D, 107, 1257 (昭 62-10)
- (4) 小山・樋口・山田:「交流励磁方式ブラシなし同期電動機のトルク特性」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-84-28 (昭 59)
- (5) J. Oyama, T. Higuchi, M. Tsuji & E. Yamada: "AC-Excited Brushless Synchronous Motor", Proc. of ICEM, p. 333 (1984)
- (6) J. Oyama, T. Higuchi, N. Abe & E. Yamada: "Characteristics of AC-Excited Brushless Synchronous Motor Under Vector Control", Proc. of PESC, p. 423 (1988)