ハイブリッド形ステッピングモータの高調波トルクの低減法

正員 坂 本 正 文 (茨城大)

正員 戸 恒 明 (茨城大)

A Method of Correction of Torque Harmonics in Hybrid Stepping Motor
Masafumi Sakamoto, Member, Akira Tozune, Member(Ibaraki University)

One of the causes of characteristic deterioration and generation of vibration in hybrid stepping motor is the harmonic component flux contained in the field flux. In this paper, a method is described for reducing harmonic components by using a rotor consisted of two sets of rotor which is commonly used in hybrid stepping motors of comparatively large output. A trial of reducing harmonic is made by using such a type of rotor whose two component rotors are arranged on a shaft to give some angular displacement in order to get some phase shift between flux distribution of their magnets. Through the experiment on various sample motors, it was confirmed that this method is fairly effective in decreasing the harmonic components to improve the characteristic of stepping motors both in full-step operation and micro-step operation.

キーワード：ステッピングモータ，ハイブリッドステッピングモータ，空間高調波，高調波トルク，振動

1. まえがき

回転子に永久磁石をもったハイブリッド形ステッピングモータは高分解能性を有し、位置決め用として、また可変速同期アクチュエータとして、OA機器や工作機械等に広く用いられている。

近年、ステッピングモータに対しては通常特性の更なる向上の他に駆動時に発生する振動や回転むらに対する低減要求もなされてきている。ハイブリッド形ステッピングモータの特性悪化や振動発生をもたらす原因の一つに界磁磁束分布が正弦波とならず高調波分を含むことがあげられる。

界磁磁束分布の特性への影響に関しては、これまでも有限要素法を用いた理論的検討^{1) 2)}や磁束分布を正弦波に近づけるための方策^{2) - 5)}、すなわち、歯幅や歯の形状、さらにはバーニヤスロット法などの構造的な検討がなされた。しかしながら、いずれの方法も特性全般を満足させるには十分でないようである。

そこで本文では、新たに界磁磁束の高調波分を低減させる一つの方法、すなわち、通常のハイブリッド形ステッピングモータの回転子と同一の回転子を2組するような構造の回転子（現在比較的输出の大きなハイブリッド形ステッピングモータに用いられている）を利用して界磁磁束の高調波分を低減する方法を提案すると共に、本方法によりどの程度特性改善が計れるかを検討する^{6) 7)}。

すなわち、ステッピングモータは通常のフルステップ駆動の他に分解能の向上や振動、騒音の低減のためにマイクロステップ駆動も行われるので両駆動時における本方法による特性改善効果について検討する。

2. 空間高調波の特性に及ぼす影響

まずここで、図1に示すハイブリッド形ステッピングモータの界磁磁束に高調波分が含まれるときの、その特性に及ぼす影響について検討する。すなわち、高調波分の(i)トルク-角度特性および(ii)フルステップ駆動時並びにマイクロステップ駆動時の振動トルクに及ぼす影響を理論的に考察しておく。

図1. ハイブリッド形ステッピングモータの構造図
Fig.1 Construction of a hybrid stepping motor.

〈2・1〉 トルク-角度特性への影響 トルク-角度特性を決定するトルク成分としては、①界磁磁束と巻線電流に基づくトルク（IBL則に基づくトルク）、②リラクタンストルク、③ディテントトルクが考えられるが、リラクタンストルクは一般に小さく考慮されない場合が多い⁴⁾。そこで、ここでは界磁磁束の高調波分によってIBL則に基づくトルク並びにディテントトルクがどのような影響を受けるかを検討する。

〈2・1・1〉 IBL則に基づくトルク 固定子磁極A（図1）の中央の歯の中心線から回転子歯の中央までの角 θ （機械角）を図2のようにとると、A相巻線に鎖交する回転子からの空隙磁束密度 $B_a(\theta)$ は奇数次調波のみから成り

図2. 固定子と回転子歯の変位角
Fig.2 Displacement angle between stator and rotor teeth

$$B_a(\theta) = -B_m(\sin N_r \theta + k_3 \sin 3N_r \theta + k_5 \sin 5N_r \theta + k_7 \sin 7N_r \theta + \dots) \quad (1)$$

と表せる。

B_m ：基本波の最大磁束密度、 N_r ：回転子歯数、 k_q ：基本波分に対する q 次調波分の振幅比、磁束の向き：回転子から出る磁束を正

回転子の歯幅が π/N_r でない場合には(1)式の $B_a(\theta)$ を補正する必要がある、次式のようになる⁸⁾。

$$B_a(\theta) = -B_m(e_{s1} \sin N_r \theta + e_{s3} k_3 \sin 3N_r \theta + e_{s5} k_5 \sin 5N_r \theta + e_{s7} k_7 \sin 7N_r \theta + \dots) \quad (2)$$

$$\text{ただし } e_{sq} = \cos\{q(\pi/2 - N_r \theta_1)\} \quad (3)$$

ここに q ：高調波の次数、 θ_1 ：固定子歯幅の1/2の角度 巻線に直流電流 I を流したときに発生するトルクの大きさ T_F は、IBL則に基づいて

$$\begin{aligned} T_F &= KIB_a(\theta) \quad (K \text{は定数}) \\ &= KIB_m(e_{s1} \sin N_r \theta + e_{s3} k_3 \sin 3N_r \theta + e_{s5} k_5 \sin 5N_r \theta + e_{s7} k_7 \sin 7N_r \theta + \dots) \end{aligned} \quad (4)$$

と与えられる。

(2)式と(4)式の比較から、このトルクの形状は磁束密度分布波形と同一になることがわかる。

〈2・1・2〉 ディテントトルク ディテントトルクはエアギャップの不均一性（非真円や偏心等）や固定子および回転子が歯をもつこと等によるギャップ磁束の非正

弦波分布によって生ずるが、ここではディテントトルクの大部分を占めるギャップ磁束の非正弦波分布に基づくトルク成分について考える⁴⁾。

ハイブリッド形ステッピングモータの回転子は図1のように前側と後ろ側の2段に分かれており、巻線電流を流さないときの前側のみの等価磁気回路は図3のように表せる。

図3. 磁気等価回路

Fig.3 Magnetic equivalent circuit

このとき、各固定子磁極を通るマグネット磁束は図3からそれぞれ、

$$\left. \begin{aligned} \phi_A &\approx \frac{P_m F_m}{4 P_0} P_A, & \phi_B &\approx \frac{P_m F_m}{4 P_0} P_B \\ \phi_C &\approx \frac{P_m F_m}{4 P_0} P_C, & \phi_D &\approx \frac{P_m F_m}{4 P_0} P_D \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

と表される。

いま、A、B、C、D極の前側のギャップパーミアンス P_A 、 P_B 、 P_C 、 P_D をそれぞれ、

$$P_A = P_0(1 + \nu_1 \cos N_r \theta + \nu_2 \cos 2N_r \theta + \nu_3 \cos 3N_r \theta + \dots)$$

$$P_B = P_0\{1 + \nu_1 \cos(N_r \theta - \pi/2) + \nu_2 \cos 2(N_r \theta - \pi/2) + \nu_3 \cos 3(N_r \theta - \pi/2) + \dots\}$$

$$P_C = P_0\{1 + \nu_1 \cos(N_r \theta - \pi) + \nu_2 \cos 2(N_r \theta - \pi) + \nu_3 \cos 3(N_r \theta - \pi) + \dots\}$$

$$P_D = P_0\{1 + \nu_1 \cos(N_r \theta - 3\pi/2) + \nu_2 \cos 2(N_r \theta - 3\pi/2) + \nu_3 \cos 3(N_r \theta - 3\pi/2) + \dots\}$$

(6)

とおくと、磁極Aの前側に発生するトルク T_{DA} は磁気エネルギーの角度による変化として求められ次のようになる。

$$\begin{aligned} T_{DA} &= -\frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta} \left\{ \phi_A^2 \cdot \left(\frac{1}{P_A} \right) \right\} \\ &= -\frac{N_r P_m^2 F_m^2}{3 \cdot 2 P_0} (\nu_1 \sin N_r \theta + 2\nu_2 \sin 2N_r \theta + 3\nu_3 \sin 3N_r \theta + \dots) \end{aligned} \quad (7)$$

同様にして、磁極AからHまでの前側、後ろ側についてそれぞれディテントトルクを求め、これらを加え合わせることで全体のディテントトルクの大きさ T_D を求める

$$T_D = \frac{N_r P_m^2 F_m^2}{P_0} (\nu_4 \sin 4N_r \theta + 2\nu_8 \sin 8N_r \theta + \dots) \quad (8)$$

となる。(8)式からわかるように、ディテントトルクは全

体としては4の整数倍調波分のトルクのみが現れることになる。

〈2・2〉 フルステップ駆動時の振動トルクへの影響

2相励磁で定電流駆動した場合の発生トルクについて考察する。

A相、B相巻線への回転子マグネットからの鎖交磁束 $\lambda_A(\theta)$ 、 $\lambda_B(\theta)$ はそれぞれ、

$$\begin{aligned}\lambda_A(\theta) &= \sum \lambda_{2m+1} \cos\{(2m+1)(N_r\theta)\} \\ \lambda_B(N_r\theta) &= \sum \lambda_{2m+1} \cos\{(2m+1)(N_r\theta - \pi/2)\} \quad (9)\end{aligned}$$

図4. 2相励磁時の電流波形

Fig. 4 Applied phase current waveform for two phase operation.

と与えられる。(m: 0, 1, 2, ...))

また両相巻線に流す電流を図4のような振幅Iの矩形波とすると、A相、B相の電流 I_A 、 I_B はフーリエ級数展開によりそれぞれ、

$$I_A = \frac{4I}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)} \cos(2n+1)\omega_1 t \quad (10)$$

$$I_B = \frac{4I}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)} \cos(2n+1)(\omega_1 t - \frac{\pi}{2})$$

と表される。(n: 0, 1, 2, ...))

いま、回転子が一定角速度 ω_1 (電気角速度) で回転しているとすると $N_r\theta = \omega_1 t - \delta$ (δ : 負荷角で電気角) と書けるから、A相、B相による発生トルク T_A 、 T_B は、一相当りの有効巻数をNとすると、それぞれ

$$\begin{aligned}T_A &= I_A \frac{d\lambda_A}{d\theta} = -\frac{4NI}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)} \cos(2n+1)\omega_1 t \\ &\quad \times \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} (2m+1) \lambda_{2m+1} \sin(2m+1)N_r\theta \right\} \\ T_B &= I_B \frac{d\lambda_B}{d\theta} = -\frac{4NI}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)} \cos(2n+1)(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) \\ &\quad \times \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} (2m+1) \lambda_{2m+1} \sin(2m+1)(N_r\theta - \frac{\pi}{2}) \right\} \quad (11)\end{aligned}$$

として求められ、A相、B相による合成トルク T_T は

$$\begin{aligned}T_T &= \frac{4NI}{\pi} \left[\{ \lambda_1 \sin\delta + (1/3) \sin 3\delta + (1/5) \sin 5\delta + \dots \} \right. \\ &\quad - \{ 3 \lambda_3 \sin(4\omega_1 t - 3\delta) + 5 \lambda_5 \sin(4\omega_1 t - 5\delta) + \dots \} \\ &\quad - (1/3) \{ \lambda_1 \sin(4\omega_1 t - \delta) + 5 \lambda_5 \sin(8\omega_1 t - 5\delta) + \dots \} \\ &\quad + (1/5) \{ \lambda_1 \sin(4\omega_1 t - \delta) - 3 \lambda_3 \sin(8\omega_1 t - 3\delta) + \dots \} \\ &\quad \left. + \dots \right] \quad (12)\end{aligned}$$

(12)式の第1行目は電流と界磁磁束の同次数調波成分同志が作用して発生する平均トルク、第2行目、第3行目、4行目・・・はそれぞれ、電流の基本波分、第3調波分、第5調波分・・・が界磁磁束と作用して発生する振動トルクを表す。(12)式から、振動トルクは電流周波数の4の整数倍の周波数をもつこと、振動トルクは主に基本波分電流と高調波分磁束および基本波分磁束と高調波電流の作用によって発生することがわかる。したがって、高調波分磁束の存在はフルステップ駆動時の振動トルクに大きな影響を及ぼすことになる。

〈2・3〉 マイクロステップ駆動時の振動トルクへの影響 マイクロステップ駆動時の分割数を増加したときの電流波形は正弦波に近づくため、正弦波2相交流が、A相およびB相に印加された場合の発生トルクについて考察する。

A相、B相の電流を次式のように与える。

$$\begin{aligned}I_A &= I_m \cos(\omega t + \alpha) \\ I_B &= I_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (13)\end{aligned}$$

IBL則による発生トルク T_M は

$$\begin{aligned}T_M &= K I_m \{ B_a(\theta) \cos(\omega t + \alpha) \\ &\quad + B_a(\theta - \pi/2N_r) \sin(\omega t + \alpha) \} \quad (14)\end{aligned}$$

と表せるため(2)式を(14)式に代入して

$$\begin{aligned}T_M &= K I_m B_m \{ e_{s1} \sin(\omega t + \alpha - N_r\theta) - e_{s3} k_3 \sin(\omega t \\ &\quad + \alpha + 3N_r\theta) + e_{s5} k_5 \sin(\omega t + \alpha - 5N_r\theta) \\ &\quad - e_{s7} k_7 \sin(\omega t + \alpha + 7N_r\theta) + \dots \} \quad (15)\end{aligned}$$

となる。

いま、回転子が同期速度 ω で回転しているとして $N_r\theta = \omega t - \delta$ とおくと、 T_M は

$$\begin{aligned}T_M &= K I_m B_m \{ e_{s1} \sin(\delta + \alpha) - e_{s3} k_3 \sin(4\omega t + \alpha \\ &\quad - 3\delta) - e_{s5} k_5 \sin(4\omega t - \alpha + 5\delta) \\ &\quad - e_{s7} k_7 \sin(8\omega t + \alpha - 7\delta) + \dots \} \quad (16)\end{aligned}$$

となる。

(16)式からわかるように、正弦波電流で駆動した場合には一定トルクの他に界磁磁束の奇数次調波分に基づいて電流周波数の4の整数倍の周波数をもつ振動トルクが発生することになる。

3. 高調波の低減法

現在、比較的出力の大きなハイブリッド形ステッピングモータには、界磁磁束を高めるために、通常の回転子を2組有するような構造の回転子が用いられている(図5)。

このような回転子を構成する2組の回転子の歯は、通常図6(a)に示すように同極の歯同志がそれぞれ一直線に並

図5. 供試電動機の回転子構造図
Fig. 5 Rotor construction of sample motors.

のように配置されている。ここではこの2組の回転子を図6(b)に示すように θ_0 だけ角度をずらして配置し、図7に示すように両回転子による磁束密度分布の位相がある角度ずれるようにして高調波磁束の減少を計ることを試みる。

図6. 回転子の歯の配列図
Fig. 6 Rotor teeth arrangements of sample motors.

図7. 高調波低減の原理図
Fig. 7 Principle of harmonic reduction

このとき、2組の回転子から一つの相巻線に鎖交する磁束の磁束密度を $B_1(\theta)$ とすると

$$B_1(\theta) = -(B_m/2) \left[\{e_{s1} \sin(N_r \theta - N_r \theta_0/2) + e_{s3} k_3 \times \sin 3(N_r \theta - N_r \theta_0/2) + e_{s5} k_5 \sin 5(N_r \theta - N_r \theta_0/2) + \dots\} + \{e_{s1} \sin(N_r \theta + N_r \theta_0/2) + e_{s3} k_3 \sin 3(N_r \theta + N_r \theta_0/2) + e_{s5} k_5 \sin 5(N_r \theta + N_r \theta_0/2) + \dots\} \right] \quad (17)$$

となる。

(1つの回転子による基本波の磁束密度の最大値を $B_m/2$ とした)

ここで q 次高調波分に対して

$$e_{pq} = \cos(q(N_r \theta_0)/2) \quad (18)$$

なる係数 ε_{pq} を定義すると(17)式は次式のように書き改められる。

$$B_1(\theta) = -B_m \left[e_{s1} \varepsilon_{p1} \sin N_r \theta + e_{s3} \varepsilon_{p3} k_3 \sin 3N_r \theta + e_{s5} \varepsilon_{p5} k_5 \sin 5N_r \theta + \dots \right] \quad (19)$$

(18)式から θ_0 による高調波含有量の変化を知ることができる。例えば、 $N_r \theta_0 = \pi/3$ に選ぶと第3調波は消えることになる。

図8. 歯のずれ角による高調分の変化
Fig. 8 Amplitude variation of harmonic waves with $N_r \theta_0$.

図8は $q = 1, 3, 5, 7$ の場合について(18)式の関係を示したものである。

同図から、仮に $N_r \theta_0 = \pi/4$ となるような θ_0 を選べると第3調波と第5調波は38.4%に減少するが基本波は92.4%となり、あまり減少しないことがわかる。このように、本方法によって、基本波成分の減少を少なく抑えつつ高調波分を大幅に減少させることができることがわかる。

図9は本方式を適用して界磁磁束と巻線電流によるトルクの角度特性を改善する場合の計算例を示す。すなわち、同図は(4)式の磁束密度 $B_s(\theta)$ の代わりに(18)式を代入し、種々のずれ角 θ_0 に対してトルク-角度特性を求めたものである。($k_3=0.08$ $k_5=0.04$ $\varepsilon_{s1}=\varepsilon_{s3}=\varepsilon_{s5}=1$ とした。)

この場合には同図に見られるように $N_r \theta_0 = \pi/4$ に選ぶことにより、トルク-角度特性の形状がかなり改善されることがわかる。トルク-角度特性の形状を正弦波に近づけることによりマイクロステップ時の角度誤差も少なくすることができると考えられる。なお、図9のトルクは(4)式中の $K I B_m$ との比で示した。

図9. 歯のずれ角のトルク-角度特性に及ぼす影響

Fig.9 Variation of stiffness characteristics with $Nr\theta_0$.

4. 特性改善結果

3章で提案した高調波低減法によって、ステッピングモータのフルステップ駆動時の特性やマイクロステップ駆動時の特性がどの程度改善されるかを $Nr\theta_0$ が $\pi/3$ 、 $\pi/4$ 、 $\pi/5$ 、0 の4種の供試機を用いて、実験的に検討した。

<4-1> フルステップ駆動時の特性 供試機の仕様を表1に示す。表中の高調波含有率 k_3 、 k_5 はステッピングモータを外部から一定速度で回転させ、固定子巻線に誘起する電圧波形をFFTにより周波数分析して求めたものである。

表1. 供試機の定数
Table 1 Constants of sample motors.

	A	B	C	D
$Nr\theta_0$	0	$\pi/3$	$\pi/4$	$\pi/5$
Nr	50	50	50	50
ε_{s1}	0.977	0.977	0.977	0.977
ε_{s3}	0.801	0.801	0.801	0.801
ε_{s5}	0.481	0.481	0.481	0.481
k_3	0.088	0.019	0.024	0.043
k_5	0.024	0.025	0.015	0.004

図10に $Nr\theta_0=0$ と $Nr\theta_0=\pi/3$ のときの誘起電圧波形を示す。電圧波形の比較からも $Nr\theta_0=\pi/3$ の場合、 $Nr\theta_0=0$ のときに比べ高調波成分が減少していることが知られる。図11は $Nr\theta_0=0$ と $Nr\theta_0=\pi/3$ のときのトルク-角度特性の実測結果を示す。両者の比較から $Nr\theta_0=\pi/3$ にした場合、ステップネス特性がかなり改善されることがわかる。これは表1からわかるように、 $Nr\theta_0=0$ (供試機A) のときには第3調波が多く含まれている (k_3 が大きい) が、 $Nr\theta_0=\pi/3$ (供試機B) とすることにより第3調波が減少したた

めと考えられる。

図10. 誘起電圧波形

Fig.10 Measured speed EMF waveform.

図11. トルク-角度特性の実測結果

Fig.11 Experimental results of torque-angle characteristics.

なお、 $Nr\theta_0=0$ のときのトルクの形状が図9の形状と異なっているが、これは図11の実測値の場合には図9のトルク成分の他に主にデイトメントトルク成分 (図14) が加わっているためと考えられる。

図12は脱出トルク特性について $Nr\theta_0=0$ の場合と $Nr\theta_0=\pi/3$ の場合とを比較して示したものである。同図にみら

れるように、 $N_r \theta_0 = \pi/3$ とすることにより低速領域に存在する共振特性がかなり改善されている。これはモータの共振周波数と同一の周波数あるいはその整数倍の周波数を持つ振動トルクが $N_r \theta_0 = \pi/3$ とすることにより減少したことが一つの理由と考えられる。

図13は2相励磁時における静止角度誤差を $N_r \theta_0 = 0$ と $N_r \theta_0 = \pi/3$ の場合について比較したものである。同図には、 $N_r \theta_0 = \pi/3$ とすることにより、静止角度誤差が1/2以下に減少することが示されている。界磁磁束に高調波分が含まれる場合には、基本波トルクのほかに高調波分トルクが発生し、両者の和がゼロとなる位置で停止することになる。

図12. 脱出トルクの実測データ
Fig.12 Experimental results of pull-out characteristics.

図13. 角度精度の実測結果
Fig.13 Experimental results of position accuracy.

したがって、高調波磁束が含まれると基本波トルクがゼロとなる位置からはずれることになり静止位置誤差を生じることになる。図13の結果は、 $N_r \theta_0 = \pi/3$ とすることにより、主に第3調波が減少したためと考えられる。図14はディテントトルクについての比較を示したものである。同図からわかるようにディテントトルクも1/2以下に減少している。

図15は振動特性を $N_r \theta_0 = 0$ の場合と $N_r \theta_0 = \pi/3$ の場合とを比較して示したものである。同図には $N_r \theta_0 = \pi/3$

図14. ディテントトルクの実測結果
Fig.14 Experimental results of detent torque.

図15. 振動特性の実測結果
Fig.15 Experimental results of vibration characteristics.

にすることにより低速域での共振特性が減少すること、高速領域(1500pps以上)での振動が1/4程度に減少することが示されている。これはく2・2の解析結果からも明かなように、高調波磁束に基づく振動トルクが減少したためと考えられる。

〈4・2〉 マイクロステップ駆動時の特性 図16は $N_r \theta_0 = 0$ および $N_r \theta_0 = \pi/3$ における16分割マイクロステップ駆動時の静止角度誤差(リニアリティ)を示したものである。同図から $N_r \theta_0 = \pi/3$ とすることによりリニアリティが改善されていることがわかる。一般にリニアリティは前述したトルク-角度特性が正弦波に近いほど

改善されるため、図16に示された結果は図14に示されたディテントトルクの改善等によるトルク-角度特性の改善(図14)に基づくものと考えられる。

ステッピングモータはレーザビームプリンタのドラム駆動の例の如く、定速駆動に用いられる場合には回転むらが問題となる。図17は供試2相ステッピングモータを種々の周波数の平衡2相正弦波電圧で駆動し、その時生ずる回転子振動を2相誘導速度発電機を用いて変動加速度として測定したものである。

図17には $N_r \theta_0 = \pi/3$ とすることにより、全周波数領域に亘り、回転変動が極めて小さくなることが示されている。

図16. マイクロステップ駆動時のステップ角度の実測結果

Fig.16 Experimental results of step accuracy in micro-step drive.

図17. 正弦波駆動時の振動トルクの比較

Fig.17 Comparison of vibration torque of motors under sinusoidal voltage source.

図18は変動加速度に基づく速度発電機の出力電圧波形を示す。同図には出力電圧の周波数は励磁周波数の4倍となっていることが示されており、これは先の解析結果(16)式を裏付けている。

以上の検討結果から本方法は、フルステップ駆動時およびマイクロステップ駆動時の特性改善に有効であることがわかる。なお、 $N_r \theta_0$ の値は界磁磁束に基づく巻線誘起電圧の周波数分析結果から選定されることになる。

図18. 正弦波駆動時の振動トルク波形

Fig.18 Vibration torque wave of a sample motor under sinusoidal voltage source.

5. む す び

ハイブリッド形ステッピングモータの界磁磁束に含まれる高調波分の低減法を提案すると共に、その有効性を確かめた。本低減法は、従来の回転子をそのまま用い、組立の際に一部変更するだけのもので、製作が容易でありコストの面でも問題が生じないものである。

本方法により界磁磁束の低減を計った結果、

- ・ステッフネス特性が改善された。
- ・ディテントトルクが1/2以下に減少した。
- ・脱出トルク特性の低速領域での共振特性が大幅に減少した。
- ・静止角度誤差が1/2以下に減少した。
- ・高速領域での振動が1/4程度に減少した。

またマイクロステップ駆動時には、

- ・ステップ角度精度が向上した。
- ・回転変動が著しく低減した。

などの結果が示され、本方法がハイブリッド形ステッピングモータの特性改善に有効であることが明らかになった。なお、今回は2組の回転子をもつような構造の回転子を用いたが、通常の回転子を用いても回転子の前側と後ろ側のヨークをそれぞれ2分して同様の考えを適用すれば特性改善が期待される。

(平成6年1月10日受付、同6年7月5日再受付)

文 献

- (1) H.D.Chai, et al. : "Effect of Saturation on Step

- Motor Tooth Permance and Force", Proc. 11th, Incremental Motion Control Systems and Devices, pp. 223~231(1982)
- (2) T. J. Barned, et, al.: "Finite Element Analysis of Electro-Mechanical devices "Pro. 16th, Incremental Motion Control System and Devices ,pp. 275 ~ 296 (1987)
- (3) H. A. F. Ibrahim , "Harmonic Analysis of Stepper Motors", Proc. 18th, Incremental Motion Control System and Devices, pp. 193~200(1989)
- (4) H. Dohmeki, et, al.: "Analysis of Harmonic Torque in Stepping Motor" , Proc. 18th, Incremental Motion Control System and Devices ,pp. 225~231(1988)
- (5) G. Qishan, et al.: "Unifying Approach to the Static Torque of Steppig Motor Structures", Proc. IEE, 124 No. 12, pp1215~1224(1977)
- (6) A. Tozune, et, al.: " A Method of Compensation for the Characteristics Reterioration of Hybrid Stepping Moter by Space Harmonic Flux", Small Motor Inter national Conference, (1993-7)
- (7) 坂本他: 「ステッピングモータのマイクロステップ駆

動時の特性改善法」電気学会回転機研究会RM-93-78, 67~75 (平5-10)

- (8) 横塚: 「ハイブリッドステッピングモータのステップネス特性のひずみ」電学誌B, 102, 661~666 (昭57-10)

坂本 正文 (正員) 1941年7月15日生。1965年3月群馬

大学工学部電気工学科卒業。同年4月日本サーボ(株)入社。桐生工場にてシンクロナスモータ、ステッピングモータの設計、開発に従事。1993年4月日本サーボ(株)在籍のまま茨城大学工学部博士課程に入学。現在に至る。

戸恒 明 (正員) 1941年7月16日生。1967年群馬大学

大学院修士課程修了同年4月三洋電機(株)入社。1970年1月群馬大学工学部助手、その後講師、助教授を経て、1992年4月茨城大学工学部教授、現在に至る。主として制御機器に関するの研究に従事。工学博士。電気学会、計測制御学会、IEEE会員。