3相ハイブリッド形ステッピングモータ の最適ステータ鉄心構造

正員 大西和夫 (日本サーボ)

Optimum Stator Core Structure in Three Phase Hybrid Stepping Motors

Member Kazuo Ohnishi (Japan Servo Co., Ltd.)

Abstract: The objective of this paper is to find out optimum stator core structure for high performance in three-phase hybrid stepping motors. Output torques of various polyphase hybrid stepping motors are evaluated by using the methods of the previous paper(7). Inductances between terminals having an effect on high speed behavior are estimated. Also, arrangements of stator teeth for reducing cogging torque and linkage flux distortion are investigated on the basis of the method in the other previous paper(5). Finally, the results above mentioned are verified by FEM simulation of the hybrid stepping motors using two-dimensional model.

In conclusion: (1)Three-phase motor with six winding poles is best regarding the output torque. (2)Terminal inductances are almost the same in the various motors. (3)The vernier arrangements of stator teeth are effective on reduction of cogging torque and flux distortion in three-phase hybrid motors. Totally, the three-phase motor with six poles composed of vernier teeth balanced on 6th harmonic plane accomplishes highest characteristics.

キーワード: HB形ステッピングモータ, 磁気回路, 小歯配列, 出力トルク, コギングトルク

Keywords: hybrid stepping motor, magnetic circuit, teeth arrangement, output torque, cogging torque

1. まえがき

永久磁石ハイブリッド形 (以下HB形と呼ぶ) ステッピングモータは, FA機器やOA機器の精密駆動・位置決め用途に多く使用されている。普及形機器には2相, 高精度用途には5相方式が多く用いられてきたが, 最近では, 3相方式もそれらの中間的な存在として注目されている。3相HB形ステッピングモータは, 比較的歴史が浅く⁽¹⁾, 構造および結線方式の検討も一部なされているが⁽²⁾⁽³⁾, まだ十分でないと思われるので, 今回ステータの構造を取り上げて性能向上の観点から検討した。

上記のような用途においては, (1)発生トルクが大きいこと, (2)高速回転のためにインダクタンスが小さいこと, (3)コギングトルクが小さいこと, (4)各相の発生トルクが正弦波形であることなどとするさらなる性能向上が求められる。ここでは, これら

の見地に立って3相HB形ステッピングモータの最適な歯構造を他の相数のモータとも対比させながら検討する。なお, 本論文は先に発表した論文⁽⁴⁾にFEMシミュレーションによる検証を追加してまとめたものである。

2. 3相HB形モータの等価回路と基本式

本章では, 2相モータの例⁽⁵⁾にならって3相モータの基本式を導出する。また, 文献(5)との重複は, 3相特有の理解を得るための最低限度にとどめた。

図1 3相ステッピングモータの断面と磁路
Fig.1 Cross Section of 3-Phase Hybrid Stepping Motor

図2 6巻線極構造の断面
Fig.2 Cross Section of 6 Winding Poles Structure

図3 3相HB形ステッピングモータの等価磁気回路
Fig. 3 Equivalent Magnetic Circuit of 3-Phase Hybrid Stepping Motors

<2.1> 3相HB形モータの構造 3相HB形ステッピングモータの一般的な構造を図1および図2に示す。回転子は、軸方向着磁の永久磁石を挟んで、歯車状の鉄心をN極側の山とS極側の谷が一致するように配置している。固定子の巻線はNS両極側に亘って巻かれ、3相を形成している。

<2.2> 等価回路 簡単のため鉄心内の磁気抵抗を無視して、図1の構造について文献(5)、(6)の方法で等価磁気回路を求めると、図3(a)となる。

ここに、 F_U, F_V, F_W : U, V, W相巻線極の起磁力、 P_{U1}, P_{V1}, P_{W1} : 巻線極の空隙パーミアンズ、 $\phi_{U1}, \phi_{V1}, \phi_{W1}$ ($i=1, 2$): 各巻線極の磁束、 F_M, P_M : 磁石の起磁力とパーミアンズ、 $\overline{P_{U1}}, \overline{P_{V1}}, \overline{P_{W1}}$: P_{U1}, P_{V1}, P_{W1} と逆位相のパーミアンズである。

また図2の場合には、各相の巻線極がN極側とS極側では逆位相になるので、N極側とS極側に分けて考えると、図3(b)の等価回路になる。 F_0 は次式で計算される。

$$F_0 = \frac{P_M F_M}{P_M + P_T} \quad \text{.....(1)}$$

$$P_T = \frac{n_w}{12} \sum_X (P_{X1} + \overline{P_{X1}}) \quad \text{.....(2)}$$

ここで、 n_w は巻線極の数であり、 X はU, V, Wをとるものとする。なお、ここでは磁石による磁束を対象にしているので、巻線起磁力をすべて零とした。

<2.3> 3相HB形モータの巻線磁束 各巻線極は同じ構造なので、その空隙パーミアンズをフーリエ級数で表すと、大きさ等しく位相のみ異なる形になる。

$$P_{X1} = \frac{2P_T}{n_w} \left(1 + \sum_n k_n \cos n\zeta_X \right) \quad \text{.....(3)}$$

$$\overline{P_{X1}} = \frac{2P_T}{n_w} \left(1 + \sum_n k_n \cos n(\zeta_X - \pi) \right)$$

$$\zeta_X = \theta_c - (i-1) \frac{2\pi}{3} \quad \text{.....(4)}$$

ここに、 n は次数であり、 i は X がU, V, Wのとき、それぞれ1, 2, 3をとるものとする。 θ_c は、電気角である。

つぎに、相巻線に鎖交する磁束を求める。この場合、 X 相(X : U, V, W)の巻線極磁束 ϕ_X はN極側に入る磁束 ϕ_{X1} とS極側から出る磁束 ϕ_{X2} の差し引き合計になる。

$$\phi_X = \phi_{X1} - \phi_{X2} = F_0 (P_{X1} - \overline{P_{X1}}) / 2$$

$$= \frac{2\phi_M}{n_w} \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n-1} \cos(2n-1)\zeta_X \quad \text{.....(5)}$$

ここに、 ϕ_M は磁石より出る総磁束である。

<2.4> 3相モータのコギングトルクと誘起電圧 コギングトルク τ_c は、図3の(a), (b)とも次式になる⁽⁵⁾。

$$\tau_c = \frac{n_w}{12} \frac{N_R}{2} F_0^2 \frac{d}{d\theta_c} \sum_X (P_{X1} + \overline{P_{X1}}) \quad \text{.....(6)}$$

ここに、 N_R はロータの歯数である。

また、誘起電圧は次式で表される。

$$e_X = n_X N_R \omega_m \frac{d\phi_X}{d\theta_c} \quad \text{.....(7)}$$

ここに、 ω_m : 機械角速度、 n_X : X 相の総巻数である。

式表現ではわかりにくいので、各相パーミアンスの成分を第6次調波まで一覧表で示すと、表1ようになる。なお、係数は各相共通なので、表では省略した。

この結果、式(6)中の $\Sigma(P_{X1} + \overline{P_{X1}})$ の部分は、3相モータでは第5次以下がすべて零になるのに対し2相モータでは第4次成分が入る⁽⁵⁾ので、3相モータの方がコギングトルクが小さくなり有利である。

また、トルクの正弦波特性を利用して精密動作させるマイクロステップ駆動では、式(5)の高調波成分は歪みとなり精度を悪化させるので、この抑制が必要になる。

<2.5> 相インダクタンス 簡単のため、当該巻線極の空隙パーミアンズに対応するインダクタンスで代表させると、U相のインダクタンス L_U は、2次以上の高調波成分を無視して次式となる。

$$L_U = \frac{n_w}{m} L_1 = \frac{n_w}{m} n_c^2 (P_{U1} + \overline{P_{U1}}) = \frac{4P_T}{m} n_c^2 \quad \text{.....(8)}$$

ここに、 m : 相数、 L_1 : 1巻線極のインダクタンス、 n_c : 1極の巻数である。

<2.6> 小歯パーミアンスの

合成 巻線極は、図4のように複数の小歯の集合で成り立っているため、小歯ごとのパーミアンスを合成することによって1極分が得られる。

$$P_{X1} = \sum_{k=1}^Q P_{Sk} \quad \text{.....(9)}$$

図4 巻線極拡大図
Fig. 4 Enlargement of a Winding Pole

表 1 各巻線極のパーミアンス成分と合計値

Table.1 Components of Winding Pole Permeance and Contributions

Harmonic Order	1	2	3	4	5	6
P_{UI}	$\cos(\theta_e)$	$\cos(2\theta_e)$	$\cos(3\theta_e)$	$\cos(4\theta_e)$	$\cos(5\theta_e)$	$\cos(6\theta_e)$
P_{VI}	$\cos(\theta_e - 2\pi/3)$	$\cos(2\theta_e - 4\pi/3)$	$\cos(3\theta_e)$	$\cos(4\theta_e - 2\pi/3)$	$\cos(5\theta_e - 4\pi/3)$	$\cos(6\theta_e)$
P_{WI}	$\cos(\theta_e - 4\pi/3)$	$\cos(2\theta_e - 2\pi/3)$	$\cos(3\theta_e)$	$\cos(4\theta_e - 4\pi/3)$	$\cos(5\theta_e - 2\pi/3)$	$\cos(6\theta_e)$
$\overline{P_{UI}}$	$-\cos(\theta_e)$	$\cos(2\theta_e)$	$-\cos(3\theta_e)$	$\cos(4\theta_e)$	$-\cos(5\theta_e)$	$\cos(6\theta_e)$
$\overline{P_{VI}}$	$-\cos(\theta_e - 2\pi/3)$	$\cos(2\theta_e - 4\pi/3)$	$-\cos(3\theta_e)$	$\cos(4\theta_e - 2\pi/3)$	$-\cos(5\theta_e - 4\pi/3)$	$\cos(6\theta_e)$
$\overline{P_{WI}}$	$-\cos(\theta_e - 4\pi/3)$	$\cos(2\theta_e - 2\pi/3)$	$-\cos(3\theta_e)$	$\cos(4\theta_e - 4\pi/3)$	$-\cos(5\theta_e - 2\pi/3)$	$\cos(6\theta_e)$
$\Sigma(P_{XI} + \overline{P_{XI}})$	0	0	0	0	0	$6\cos(6\theta_e)$
$(P_{UI} - \overline{P_{UI}})$	$2\cos(\theta_e)$	0	$2\cos(3\theta_e)$	0	$2\cos(5\theta_e)$	0

[$\Sigma(P_{XI} + \overline{P_{XI}})$]: コギングトルク寄与成分, $(P_{UI} - \overline{P_{UI}})$: U相誘起電圧(電流トルク)寄与成分]

$$P_{Sk} = P_{Sk0} + \sum_{n=1}^{\infty} P_{Skn} \cos n\theta_k \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここに、 Q : 巻線極の小歯数、 P_{Sk} : k 番目小歯のパーミアンス、 P_{Skn} : 各次成分、 n : 次数、 θ_k : k 番目小歯位置電気角である。

ここで、式(10)の各調波成分を、基準角からの偏差を用いた複素ベクトル形(小歯パーミアンスベクトル)で表すと、後に示すような図示に便利である。

$$P_{Skn} = P_{S0n} e^{jn\theta_k} = P_{S0n} e^{jn\delta\theta_k} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$\theta_k = \theta_{k0} + \delta\theta_k = 2\pi(k-1) + \delta\theta_k \quad \dots\dots\dots (12)$$

θ_{k0} : 磁極対ピッチの基準角、 $\delta\theta_k$: 基準角からの偏差。

3. HB形ステッピングモータの基本性能

<3.1> 出力トルクの比較 定格出力トルクはモータコンスタント k_M に比例するので、 k_M でトルクの大きさを評価することができる⁽⁷⁾。

$$k_M = \frac{N_R \Phi_X}{2} \sqrt{\frac{f_s S_T}{\rho l_1}} \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここに、 Φ_X : ϕ_X の振幅、 f_s : 巻線占積率、 S_T : 巻線スロット総断面積、 ρ : 導体固有抵抗、 l_1 : 単位コイル長。

同じ外形寸法として、平方根内の諸量を一定と仮定すると、 k_M (したがって出力トルク)は Φ_X に比例する。

<3.2> 端子間インダクタンス ステッピングモータは、高周波の駆動になるためインダクタンスによる電圧降下が多い。先に文献(1)でも3相モータのインダクタ

ンスについて検討したが、前提条件が不明確であった。また、文献(2)では巻線極数と回転子歯数が比例する場合について検討されているが、分解能の関係からロータ歯数を一定にするのが現実的である。そこで今回は、ロータ歯数を現在普及している50枚に固定した。また、一定の駆動電圧のもとでは、これに対抗する逆起電力(誘起電圧)はほぼこれに等しくなるので、誘起電圧一定という条件を追加して、2相、5相モータも含めて比較を行うことにした。

各種ステッピングモータの駆動形態を、図5に示す。2相では、端子の誘起電圧 V_s は相誘起電圧 E_X と等しい。

$$E_X = V_s \quad \dots\dots\dots (14)$$

3相スター結線では、次式の関係になる。

$$E_X = V_s / \sqrt{3} = 0.577 V_s \quad \dots\dots\dots (15)$$

3相デルタ結線では、2相モータ同様1対1になる。

$$E_X = V_s \quad \dots\dots\dots (16)$$

5相ペンタゴン結線では、標準的な4相励磁として、図5のACとAD間に電源電圧が掛かると考える。

$$E_X = V_s / (2 \cos(\pi/5)) = 0.618 V_s \quad \dots\dots\dots (17)$$

一般的に、次式の形になる。 k_V は端子電圧から1相電圧への電圧変換係数で、式(14)~(17)の係数値となる。

$$E_X = k_V V_s \quad \dots\dots\dots (18)$$

このように相誘起電圧を選べば、各モータの電源端子より見た誘起電圧が等しいことになる。

一方、相巻線磁束に式(5)の基本波を用いると、式(7)

図5 HB形ステッピングモータの代表的な結線方式

Fig. 5 Typical Connections of Hybrid Stepping Motors

表2 HB形ステッピングモータの性能指標
Table.2 Performance Indexes of Hybrid Stepping Motors

相数 m	2		3				5
結線	bipolar	unipolar	star		delta		penta
n_W	8	8	12	6	12	6	10
θ_S	1.8°	1.8°	1.2°	1.2°	1.2°	1.2°	0.72°
n_{TR}	8	4	6	6	6	6	10
Φ_V	1.5	1.5	1.0	2.0	1.0	2.0	1.2
k_M	1.5	1.06	1.0	2.0	1.0	2.0	1.2
k_I	1.0	1.0	0.577	0.577	1.0	1.0	0.618
L_T	1.0	1.0	1.0	1.0	0.75	0.75	0.95

(θ_S : 基本ステップ角 [回転子歯数: 50], n_{TR} : トランジスタ個数)

よりU相誘起電圧の波高値は次のようになる。

$$E_U = \frac{2\Phi_M n_U N_R k_l}{n_W} \omega_m \dots\dots\dots (19)$$

また、これを実現する巻線極の巻数 n_C ($=n_U m/n_W$) を求めて式(8)に入れると L_U が得られ、これをもとに端子から見たインダクタンス L_T を計算できる。

$$L_T = \frac{n_S}{n_p} L_U = \frac{2n_S P_T}{n_p m} (K_1 m k_V)^2 = K_2 \frac{n_S}{n_p} m k_V^2 \dots (20)$$

ここに、 K_1 , K_2 は比例定数、 n_S , n_p はそれぞれ電源端子間に入る相巻線の直列数および並列回路数である。 Φ_M , P_T は、いずれも同じ回転子のため一定値とした。

各種HB形ステッピングモータについて、トルクおよびインダクタンス関係の計算結果を一括して表2に示す。ここで、 Φ_V , k_M , L_T は、3相12巻線極スター結線を1.0とする比率で示した。

この表より、出力トルクの指標である k_M は3相6巻線極方式が最も大きい。高速性に影響する駆動端子間インダクタンスは各方式で大差ないが、3相デルタ結線がやや有利とみられる。なお、デルタ結線は実用されていないので、今後制御を含めた十分な検討が必要である。

4. 小歯配列による3相HB形モータの改善

ここでは、先に提案した2相HB形ステッピングモータのコギングトルクと磁束歪みを改善するバーニア歯配列の考え方⁽⁵⁾を、3相HB形モータに適用する。

<4.1> コギングトルクの改善 3相モータのコギングトルクを低減するためには、小歯配置の調整で巻線極パリアンスの第6次調波分を零にするのが有効である。

$$\sum_{k=1}^Q P_{Sk6} = \sum_{k=1}^Q P_{S06} e^{j\delta\theta_k} = 0 \dots\dots\dots (21)$$

まず巻線極数12の場合は、1極の小歯が4個なので、第6次調波平面のベクトル配置で示すと、図6(a)のようになる。図では、表記を簡単にするため、 P_{Sk6} を V_k で示した。 V_1 と V_3 , V_2 と V_4 が軸対称位置にあって、式(21)が成立し第6次調波によるコギングトルクが消滅する。このように図6のような各ベクトルの総和が零になることを、以下ではバランスと呼ぶことにする。

図6 等ピッチ小歯のベクトルバランス

Fig. 6 Vectors Balance in Regular Pitch Teeth

これらのベクトルは、第6次調波面で90°間隔なので、機械角度に直せば90°/6/50=0.3°になり、基準の磁極対ピッチ7.2°に対してこの分小さい6.9°間隔で小歯を並べればよい。なお、 V_1 と V_3 , V_2 と V_4 はそれぞれが軸対称であれば、2個のペアを不等ピッチで配置してもコギングトルクを低減することができるが、3相の場合不等ピッチにする積極的理由も見あたらないので、等ピッチ配列を採用する。

つぎに、6巻線極構造では小歯が8個なので、図6(b)に示すようなベクトルバランス関係になり、全体がバランスする。この場合には、第6次調波面で45°間隔なので、機械角度0.15°になり7.05°間隔で小歯が並ぶことになる。

<4.2> 磁束波形の改善 誘起電圧および電流トルクの波形を改善するには、第3次調波平面で図6の関係を満たして磁束の第3次調波成分を除去すればよい。

ここで巻線極数12の場合は、隣り合うベクトル間の角度90°は、機械角で0.6°になる。しかるに、この角度は第6次調波平面では180°になって隣接ベクトルが相殺し合うので、コギングトルクも低減されることになる。この場合、小歯ピッチは6.6°になる。

また巻線極数6の場合は、奇数番号と偶数番号のベクトルがそれぞれ独立に90°間隔で並ぶため、それぞれの組の中で上記と同様の関係を満足する。この場合の小歯ピッチは、6.9°になる。

5. 2次元FEMシミュレーションによる検証

<5.1> 計算手法と対象モータの概要 ここでは、さきに報告した2次元有限要素法(FEM)による近似計算法⁽⁵⁾を利用して、上記3相モータの改善方式に関する効果の検証を試みる。これは、図1の1巻線極構造を切り出した図7に示すモデルに対して2次元FEMで磁場解析を行い、その結果を合成してコギングトルクと鎖交磁束を求める方法である。なお、コイル電流は、永久磁石によって空隙に加えられる起磁力を模したもので、空隙磁束密度が実際に近い1.6Tとなるような一定値を使用した。

3相モータについて手順を示すと、次のようになる。

- (1) 図7のモデルを1巻線極1極分の計算対象とする。
- (2) 反転周期境界条件の2D-FEM磁場解析でコギングトルク $\tau_{Cl}(\theta)$ とコイル磁束 $\Phi_1(\theta)$ を計算する。

図7 2次元磁場解析用局部モデル

Fig. 7 Sectional model for two dimensional magnetic field analysis

表3 計算対象3相モータの小歯配列

Table.3 Teeth arrangement of calculated 3-phase motors

巻線極数	1 2			6		
1極小歯数	4			8		
バランス次数	6	4	3	6	4	3
小歯ピッチ(°)	6.9	6.75	6.6	7.05	6.975	6.9

(ロータ歯数: 50, 基準歯ピッチ: 7.2°)

(3) 次式によりコギングトルク $\tau_c(\theta)$ を求める。

$$\tau_c(\theta) = \frac{n_w}{m} \sum_{k=1}^{2m} \tau_{c1}(\theta + (k-1)2\pi/6) \quad (22)$$

(4) 次式により相巻線磁束 $\Phi_x(\theta)$ を求める。

$$\Phi_x(\theta) = [\Phi_1(\theta) - \Phi_1(\theta - \pi)] \quad (23)$$

(5) 次式により巻線極インダクタンス $L_{11}(\theta)$ を求める。

$$L_{11}(\theta) = [\Phi_1(\theta) + \Phi_1(\theta - \pi)] / (AT) \quad (24)$$

ここで、 $L_{11}(\theta)$ は式(8)において1極の巻数 n_c を1にした場合の L_1 に相当する。AT は励磁電流値である。

計算は、前章で考察した巻線極数と小歯ベクトルバランスの各種組み合わせを対象とし、参考までにパーニア配列を行わない基準ピッチのものと現流の第4次調波バランスの場合も比較した。表3は、これらの一覧である。なお、モータの形状は、2相モータとの比較も考えて、前報と同じ基本寸法とした。以下に、計算結果を示す。

<5.2> コギングトルク コギングトルクは、前報と同様にして図7の回転子を0.15°ピッチずつ回転させながら、Maxwell 応力法により計算した。

表3に示す各組み合わせのモータについてのコギングトルク波形計算値を、巻線極数12および6に分けて、図8に示す。パーニアを用いない基準ピッチ配列の場合、巻線極数12および6のいずれもコギングトルク (peak-to-peak 値) が800gf・cm に近く大きい値であるが、それでも2相の1,200gf・cm 以上⁽⁵⁾ に比べるとかなり小さくなっている。これは、前者が表1に示したように第5次調波成分まで自動的にキャンセルするのにに対し、後者は第3次調波成分までであることによる差がでているものと思われる。

また、基準ピッチのコギングトルクは、第6次または

(a) 12 poles

(b) 6 poles

図8 コギングトルクの計算結果

Fig. 8 Calculation results of cogging torque

第3次調波面でバランスさせるパーニアピッチ配列によって大幅に減少し、特に巻線極数6の場合にはその効果が著しい。これは、現流製品の巻線極数12で第4次調波バランス品に比べても大幅に小さいことがわかる。

<5.3> 相巻線磁束 式(23)により求めた相巻線磁束を、巻線極数12および6に対して図9に示す。相巻線磁束は、空隙を通る総磁束に対する百分率で表した。

第6次調波バランスの条件と比較すると、相巻線磁束は12極の17.3%に対し、6極では35.6%と予想通り約2倍になっている。磁束の歪み率も、6極の方が小さい。これは、6極の場合少しづつ位相の異なる小歯8個が巻線極を構成しているためと思われる。第3次調波バラン

図9 巻線磁束の計算結果

Fig. 9 Calculation results of winding flux

スは、磁束歪み率に効果があるが、第6次調波バランスも十分小さい歪み率なので、磁束量に約10%の差があることを考慮すれば、後者の方が好ましいと言える。

<5.4> 相インダクタンス ここでは、式(24)で計算した $L_{11}(\theta)$ の変化幅が5%以下と小さいので、その平均値 L_{11A} を採用した。一方、誘起電圧を一定とすれば、相巻線数 n_U は式(7)によって巻線極磁束 Φ_U に逆比例するので、この関係を入れて相インダクタンスが得られる。

$$L_U = \frac{n_w}{m} n_c^2 L_{11A} = K_3 \frac{n_w L_{11A}}{\Phi_U^2} \quad \dots\dots\dots (25)$$

1 2巻線の基準ピッチ品を1とした比較値で計算結果を整理すると、図10ようになる。

<5.5> 6巻線極構成での小歯幅の影響 以上により、6巻線極で第6次調波面でバランスをとった構成が最良であることがわかった。これまでは歯幅比を0.4一定としてきたが、その値を回転子、固定子同時に変化させた場合の結果を図11に示す。磁束量の点では歯幅比が小さい方がよいが、コギングトルクと波形歪みは0.4前後において最小になるので、0.4は妥当な値である。

5. まとめ

3相HB形ステッピングモータを中心に、性能向上のための鉄心構造を検討し、大幅改善の可能性を見出した。

図10 相インダクタンスの計算結果
Fig. 10 Calculation results of phase inductance

図11 歯幅比変化と性能比較
Fig. 11 Comparison of performance with tooth width ratio changing

結果を要約すると、下記の通りである。

- (1) 出力トルクに関しては、3相6巻線極方式がもっとも有利である。
 - (2) 高速運転に影響する端子間インダクタンスでは、各構造とも大差ないが、3相デルタ結線がやや有利とみられる。
 - (3) 小歯ベクトルを第6次調波面でバランスさせるとコギングトルク低減に効果的である。
 - (4) 第3次調波バランスは、コギングトルクと波形歪みで最小になるが、主磁束が10%減少して好ましくない。
- 以上総合して、3相6巻線極で第6次調波バランスの小歯配列が最適である。今後、実機の試作によって、さらに詳細を詰めて実用化を目指したい。

最後に、磁場解析にご協力いただいた日本サーボ(株) 研究所 杉山 巖氏ならびに全般にわたってご支援とご討論をいただいた研究所 松田所長、桐生工場 坂本、磯崎両技師長の各位に厚く御礼申し上げます。

(平成13年10月1日受付, 同13年12月26日再受付)

参考文献

- (1) 大西, 坂本, 磯崎, 佐々木, 桑野: 「3相HB形ステッピングモータの開発」, 電学論D, 116-D, p578 (1996-5)
- (2) 坂本, 戸恒, 飯田: 「3相HB形ステッピングモータ主極数の検討」, 電気学会回転機研究会資料, RM-94-104 (1994)
- (3) 戸恒, 坂本, 飯田, 堀井: 「3相ハイブリッド形ステッピングモータの基礎特性」, 電学論D, 117-D, p743 (1997-6)
- (4) 大西: 「3相ハイブリッド形ステッピングモータのステータ鉄心構造の検討」, 平成13年電気学会産業応用部門全国大会論文集, No. 79 (2001-8)
- (5) 大西: 「HB形ステッピングモータのコギングトルクと鎖交磁束歪みを最小化するステータ歯配列の検討」, 電学論D, 121-D, p133 (2001-1)
- (6) H. D. Chai: "Magnetic Circuit and Formulation of Static Torque for Single-Stack Permanent Magnet and Variable Reluctance Step Motors", 2nd Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, E-1 (1973)
- (7) 大西: 「永久磁石モータのトルク評価と最適構造の検討」, 電学論D, 115-D, p930 (1995-7)

大西 和夫 (正員) 1958年3月京都大学工学部卒業。同年(株)日立製作所入社。日立研究所、本社等で回転機とパワーエレクトロニクス関係の研究開発を担当。1985年に日本サーボ(株)に移り、研究所長、常務取締役を歴任。現在 同社技術顧問。計測自動制御学会、システム制御情報学会会員。