

有限要素法による q 軸凸極鉄心付き表面磁石形同期電動機 の空隙磁束密度分布とトルクの解析

三重野保男・篠原 勝次・実成 義孝
東 義高

(受理 平成 7 年 5 月 31 日)

Analysis of Torque and Airgap Flux-Density Distribution in Surface Permanent Magnet Synchronous Motor with q -Axis Salient Pole Core by Finite Element Method.

Yasuo MIENO, Katsuji SHINOHARA, Yoshitaka MINARI
and Yoshitaka HIGASHI

The use of permanent magnet motors in variable speed drives is increasing with the development of power electronics.

In the design of drive motors, an analysis of torque has always been important.

In this paper, a salient-pole type rotor with a surface mounted permanent magnet is proposed, and an analysis of torque characteristics as compared to normal type surface magnet motor is made by calculation of airgap flux density distribution.

1. まえがき

永久磁石形同期電動機はインバータ駆動方法の発展と共に AC サーボモータとして広範囲に産業用で使用されている。永久磁石形同期電動機の出力トルクは磁石と電機子電流によって作られる磁束のモータ内空隙磁束密度分布によって決まり、コギングトルクは磁石によって作られる空隙の磁束密度分布とスロットを持った電機子鉄心の形状によって決まる。また空隙の磁束はスロットがあるため固定子歯の先端部に集中し空隙の磁束密度分布は大きく歪む形となり、この磁束分布の空間的歪みがトルクの発生、固定子歯部の鉄損に影響する。

ここでは表面磁石形同期電動機の回転子コアに凸極性を持たせた場合と^{(1), (2)}、凸極性を持たせない場合について空隙の磁束密度分布とトルクを二次元の有限要素法によって求め、その比較を行いトルクに及ぼす凸極性の影響を求めた。

2. 解析モデル

図 1 に解析モデルの固定子断面図を示し、図 2 (a) ~ (c) に表面磁石形同期電動機の回転子断面図を示す。図 2 (a) のモデル 1 は標準機であり⁽³⁾、(b) のモデル 2 は標準機モデル 1 の磁石の両端を約 2 mm づつカットしたものである。更に (c) のモデル 3 はモデル 2 の磁石をカットした部分を凸極性を持たせるために鉄心構造にしたものである。表 1 に巻線仕様等を示す。

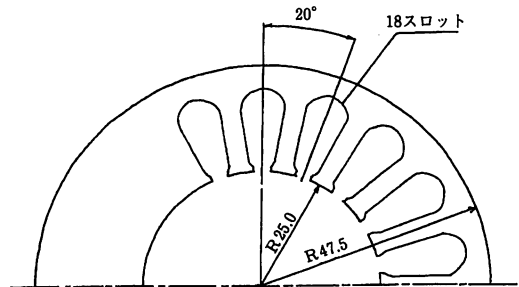


図 1 固定子断面図

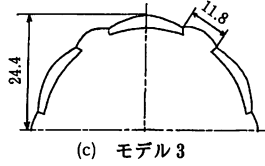
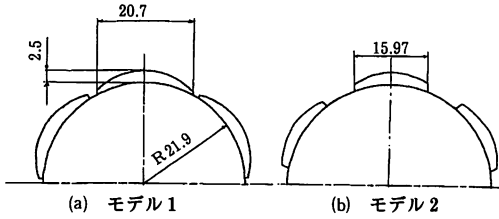


図2 回転子断面図

表1 鉄心・巻線仕様

極数	6
永久磁石	S _m -C ₀
コア積厚	56mm
スロット数	18
巻回数/スロット	22
コイルピッチ	全節巻き
結線法	Y
電流	7.5A

3. 解析方法

3.1 有限要素法の基本方程式

モータの回転軸をz軸にとりz方向の磁界を一様と仮定した二次元の基本方程式はマクスウェルの電磁方程式から(1), (2)式となる。

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J_o - J_m \quad (1)$$

$$J_m = \nu_o \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (2)$$

A : ベクトルポテンシャル(Wb/m)

J_m : 等価磁化電流密度 (A/m²)

J_o : 固定子巻線電流密度 (A/m²)

M_x, M_y : 磁石の磁化Mのx, y方向成分(A/m)

ν : 磁気抵抗率 (m/H)

ν_o : 真空中の磁気抵抗率 (m/H)

3.2 空隙の要素分割と精度

有限要素法のベクトルポテンシャルの計算時において、空隙の要素分割方法はトルク計算精度を左右する重要性を持つ。図3(a)に周期性から全体の1/6の要素分割図を示し、(b)に空隙部を五層に要素分割した場合の拡大図を示す。空隙を一層、三層、五層、および八層へと要素分割数を増やして精度を向上させた。表2にその時の要素数、節点数、節点座標の桁数(小数点以下)を示す。表3に空隙を各層に分割した場合の同位置の節点のベクトルポテンシャルの計算結果の比較を示す。節点α, β, γの位置は図3(a), (b)に示す。表3から分るように五層は八層に比較して0.2%

表2 空隙の要素分割時の節点数等

	一層	三層	五層	八層
節点数	142	329	1249	1532
要素数	241	697	2397	2997
節点座標桁数	2	5	5	5

表3 要素分割法のベクトルポテンシャルの比較 (10⁻³Wb/m)

	三層 ③	五層 ⑤	八層 ⑧	⑧-③ ⑧	⑧-⑤ ⑧
節点α	0.41670	0.41580	0.41720	0.001	0.003
節点β	0.41190	0.41510	0.41640	0.010	0.003
節点γ	0.09282	0.09276	0.09298	0.010	0.002

~0.3%の差であり、三層は0.1%~1.0%の差の範囲内にある。以後五層の計算結果のデータを示す。

3.3 トルクの計算法

トルク計算方法は数多くあるが⁽⁴⁾、ここではマクスウェルの応力法を用いて計算した。この方法では空隙中の磁束密度分布を求める必要があり、図4に五層の場合の空隙磁束密度分布の計算法を示す。図4の①~④の節点におけるベクトルポテンシャルを各々A₁~A₄とすれば磁束密度の垂直方向成分B_n(Wb/m²), 水平方向成分をB_t(Wb/m²)は(3), (4)式で与えられる。

$$B_n = \frac{\left(\frac{A_1 + A_3}{2} \right) - \left(\frac{A_2 + A_4}{2} \right)}{\Delta l} \quad (\text{Wb/m}^2) \quad (3)$$

$$B_t = \frac{\left(\frac{A_1 + A_2}{2} \right) - \left(\frac{A_3 + A_4}{2} \right)}{\Delta r} \quad (\text{Wb/m}^2) \quad (4)$$

また回転子の水平方向(接線方向)に働く力F_tは(5)式でトルクTは(6)式で与えられる。

$$F_t = \frac{1}{\mu_0} B_n \cdot B_t \quad (\text{N}) \quad (5)$$

$$T = \sum F_t \cdot r \quad (\text{N-m}) \quad (6)$$

μ₀ : 真空中の透磁率 (H/m)

r : 回転子中心から積分路までの距離 (m)

4. 解析結果

4.1 磁束線図と空隙の磁束密度分布

図5(a)(b)(c)にモデル3の場合について磁束線図を示す。(a)は磁石による磁束のみでy軸(回転角

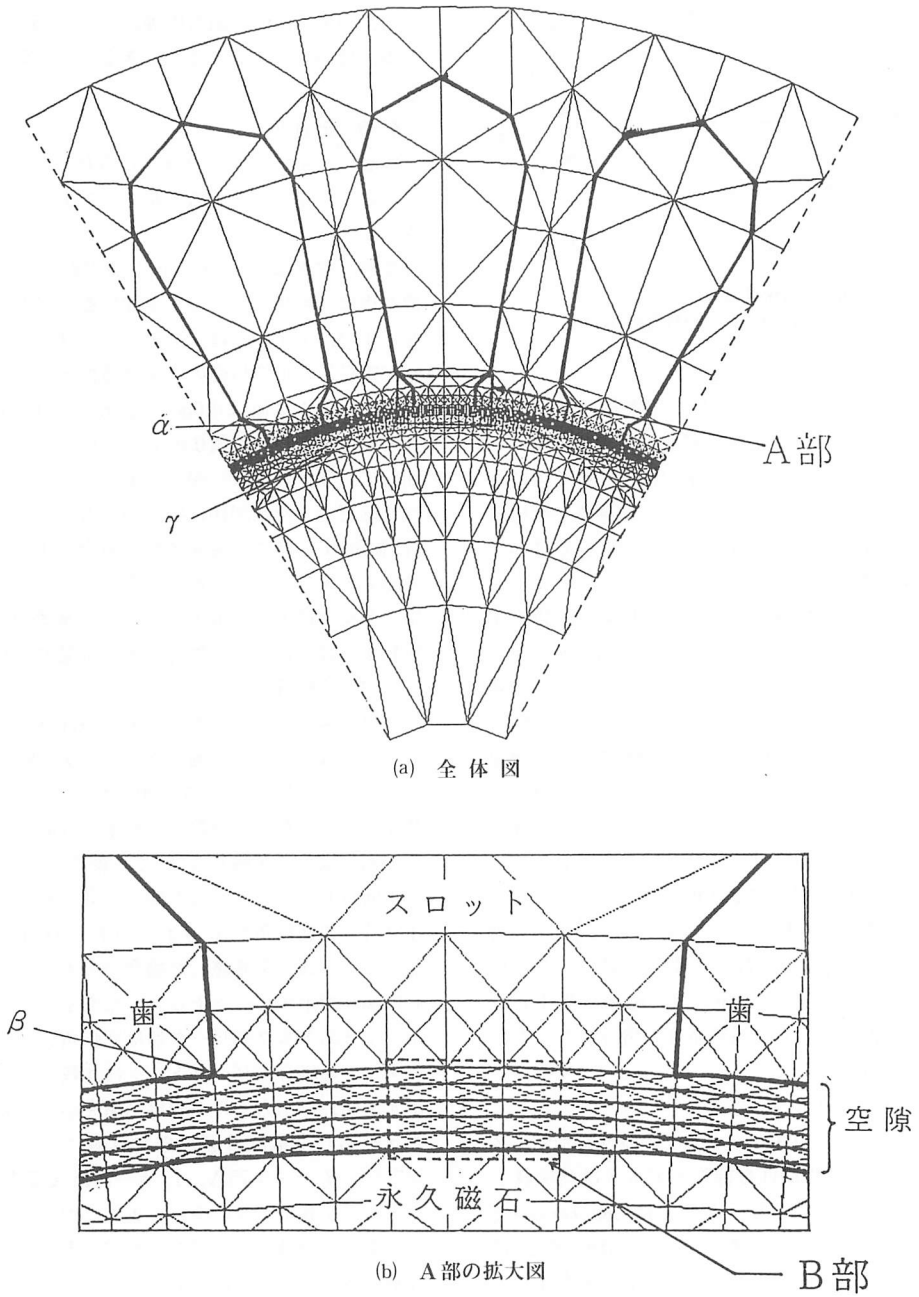


図3 要素分割図(五層)

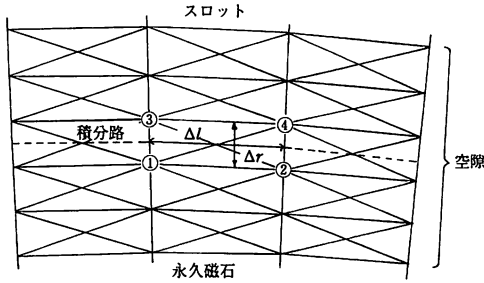


図4 磁束密度の与え方
(図3 (b) のB部の場合)

0°の場合の磁石中心軸) に関して磁束線は対称であり、磁石両端に接する鉄心部に磁束が洩れていることが分る。(b)は磁石がなく、電機子電流として図に示す電流値を与えた場合の磁束線図で、凸極鉄心部に磁束が集中している。磁束線図は y 軸に関して対称であるが磁束の方向は左右で逆方向である。(c)は(a)と(b)を重ね合わせた場合で、実際のトルクが発生する状態に相当する。 y 軸の右側では磁束は(a)と(b)の和になり、左側では差となるので y 軸に関して非対称となる。この非対称性がトルクの発生原因である。図6(a)(b)(c)に円周方向の位置を横軸にした空隙の磁束密度の分布を各モデルについて示す。図6(a)(b)(c)におけるモデル3は図5(a)(b)(c)に各々対応している。図6(a)(b)において全モデルともに y 軸に関して対称な磁束密度分布を示し、スロットと固定子歯の影響が8°と12°毎に表れている。(c)は y 軸(回転角0°の場合の磁石中心軸)に関して非対称となり空間位置34°の固定子歯端部に磁束が集中している。 y 軸に関して左右の磁束密度の積分値の差がトルクの大きさを決定する。

4.2 コギングトルク

図7に各モデルのコギングトルクの特徴を示す。スロットピッチ20°の周期性を持ちモデル3は凸極鉄心の影響で大きな値を示しピーク値では0.89(kg-cm)でモデル2の0.59(kg-cm)に比較して53.7%増である(1極当り)。図8にコギングトルク最大値(回転角4°)のときの空隙の磁束密度分布を示す。4°で最大となるのは回転角0°の平衡状態(磁束密度分布が y 軸に関して左右対称)から回転を始めスロット巾の1/2の4°回転した時、固定子歯先端部は磁石中心軸に一致し(図8)非対称性が最大となるからである。逆に非対称でも図8の磁束密度分布で y 軸の左右各々を積

分した値の差を小さくするようなモータ構造(スロット巾、固定子歯巾、磁石巾等の比)であればコギングトルクは小さくすることができることが報告されている⁽⁵⁾。

4.3 出力トルク

図9にスキューレスの場合の出力トルクを各モデルについて、リラクタンストルクはモデル3についてのみ示す。

電機子電流は図5、6と同じ値である。モデル1の標準機は回転角に対して正弦波に近い出力トルク特性を示すが、モデル3は、モデル2にリラクタンストルクが重畳した逆突極性のトルク特性となる。モデル3のピークトルク値は0.0561(kg-m)(1極当り)でありモデル1のピーク値0.0458(kg-m)に対して23%増加しており、スキューがない場合の突極性鉄心の有効性を確認できた。図10に図9の出力トルク零のときの(回転角30°)空隙の磁束密度分布を示す。 y 軸に関して磁束密度分布が左右対称となっており、図6(c)の出力トルク最大時(モデル1)の回転角0°の場合と比較すれば、この非対称性がトルク発生の原因であることがよく理解できる。

図11にスキューを考慮した場合の計算結果を示す。計算方法はモータ回転軸に垂直な二次元断面を回転軸に沿って等間隔に1°おきに20回サンプリングして、各々の断面において計算した結果を合成したものである。例えばモータ軸長を L とし軸方向の中央部 $L/2$ で1回(10°)スキューした場合を考えると、図9のトルク特性で回転角が10°ずれた波形との和の平均値となる。スキューを考慮した場合のモデル3の凸極性鉄心は図9で示すピークトルクを増やすことにならない。モデル3のトルクのピーク値は回転角57°付近で表れ、モデル1の場合のピークトルクに比較して逆突極性を示す。図12は出力トルクの実測値を示し、実験機はスキューありで電流は図11の計算値と同じ条件で、 $I_a = 7.5\text{A}$ 、 $I_b = -3.75\text{A}$ 、 $I_c = -3.75\text{A}$ である。ピークトルクを各モデルについて表4に示す。

実測値と計算値とは37%(モデル1)の差があるが波形は各モデルともに相似している。

4.4 誘起電圧

有限要素法による誘起電圧の計算結果の検証は、モデルを発電機として回転させ、誘起電圧の実測値と、磁束密度の変化率から求まる計算値を比較して検証した。

ベクトルポテンシャル A から鎖交磁束数 Φ は(7)式

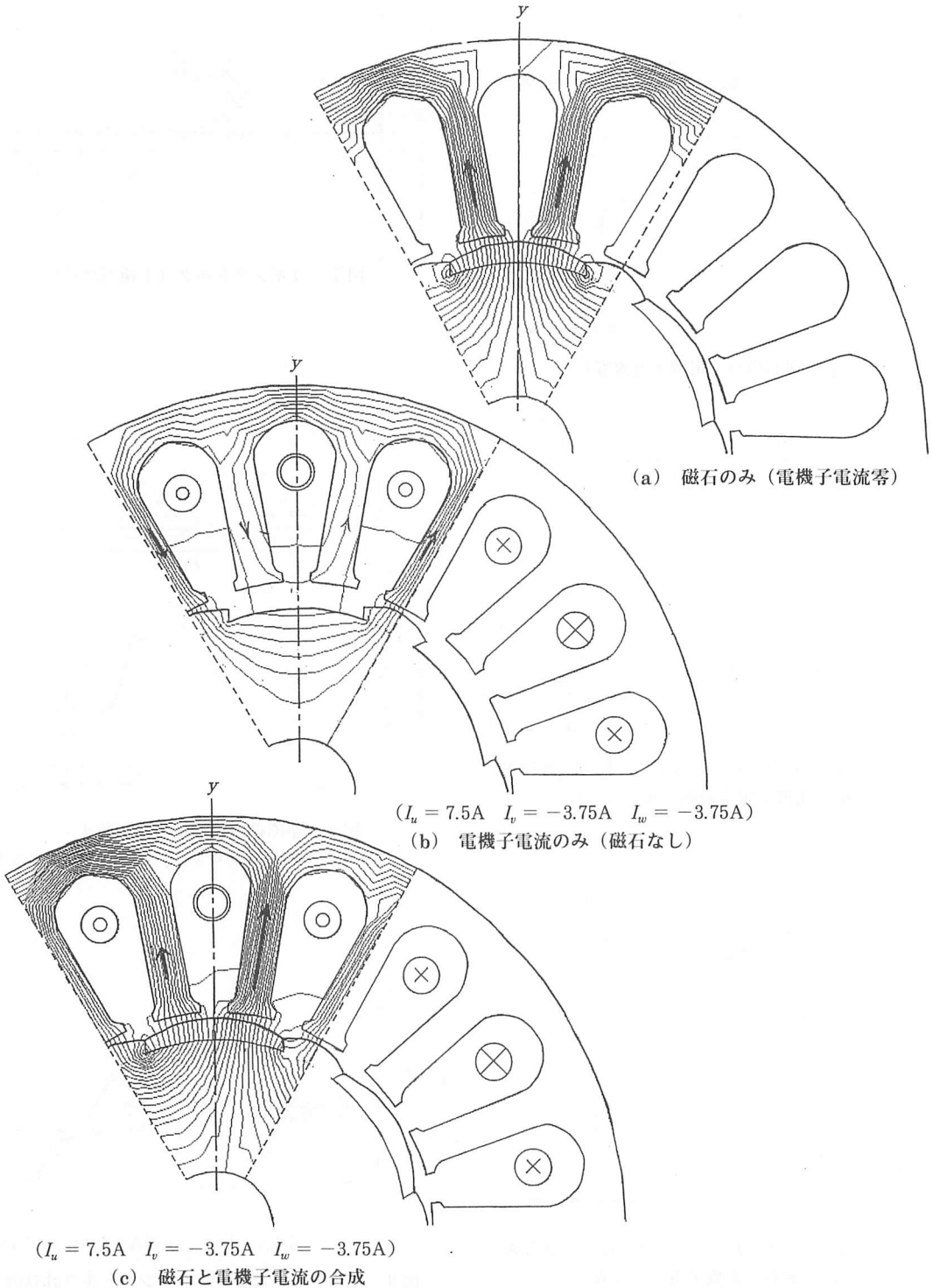
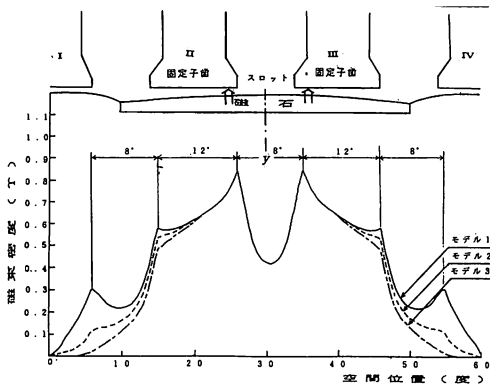
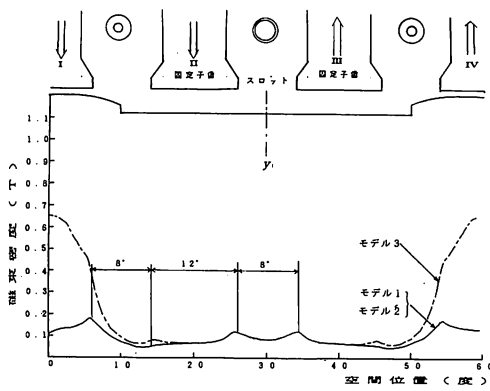


図5 磁束線図 (回転角 0° モデル3)

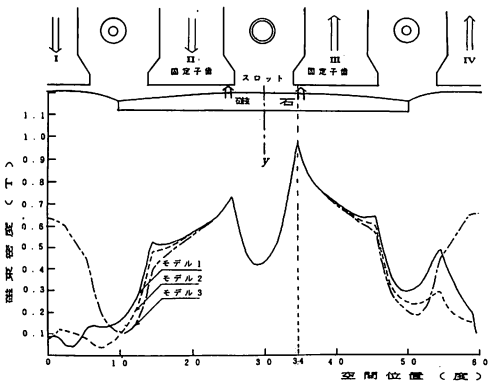


(a) 磁石のみ (電機子電流零)



($I_u = 7.5A$ $I_v = -3.75A$ $I_w = -3.75A$)

(b) 電機子電流のみ (磁石なし)



($I_u = 7.5A$ $I_v = -3.75A$ $I_w = -3.75A$)

(c) 磁石と電機子電流の合成

図6 空際の磁束密度 (回転角 0°)

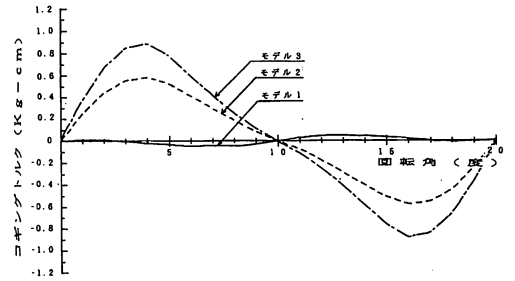


図7 コギングトルク (1極当たり)

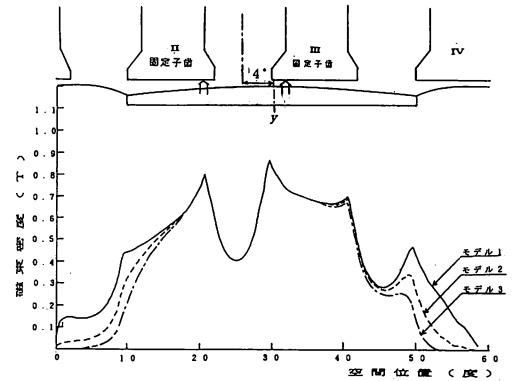
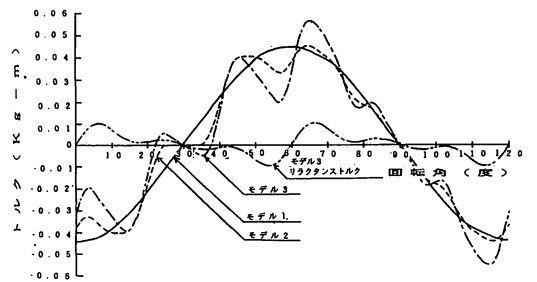


図8 空際の磁束密度 (回転角 4°)

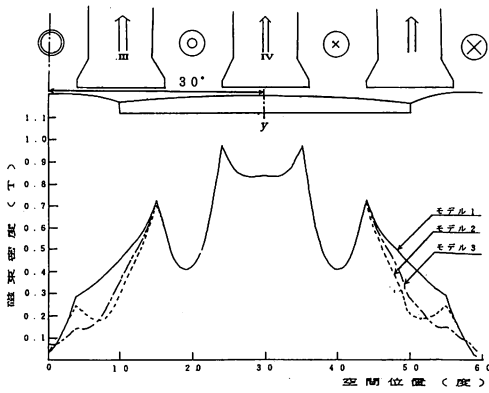
(モデル2, モデル3のコギングトルク最大値時)



($I_u = 7.5A$ $I_v = -3.75A$ $I_w = -3.75A$)

図9 出力トルク及びりらクタンストルク計算値

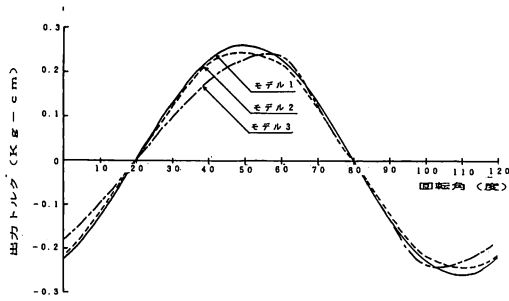
(1極当たり, スキュー無し)



磁石と電機子電流の合成

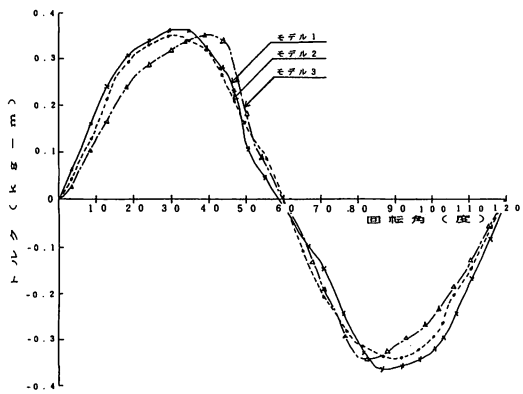
$$(I_u = 7.5A \quad I_v = -3.75A \quad I_w = -3.75A)$$

図10 空隙の磁束密度 (回転角30°)
(出力トルク 0 kg-m 付近時)



$$(I_u = 7.5A \quad I_v = -3.75A \quad I_w = -3.75A)$$

図11 出力トルク計算値 (スキュー有り)



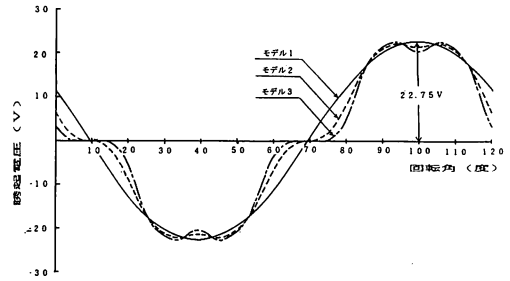
$$(I_u = 7.5A \quad I_v = -3.75A \quad I_w = -3.75A)$$

図12 出力トルク実測値 (スキュー有り)

表4 出力トルクピーク値 (kg-m)

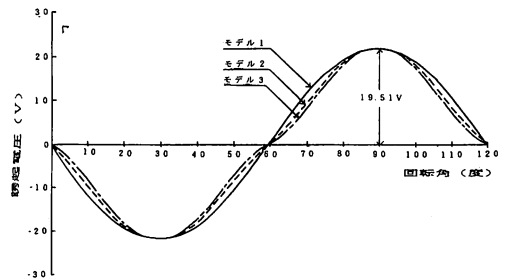
	計算値 (スキュー無し)	計算値 (スキューあり)	実測値
モデル 1	0.2780	0.2627	0.36
モデル 2	0.2740	0.2444	0.35
モデル 3	0.3367	0.2436	0.35

$$(相電流 \quad I_u = 7.5A, \quad I_v = 3.75A, \quad I_w = -3.75A)$$



(回転数N=1000rpm)

図13 誘起電圧計算値(スキュー無し, 相電圧)



(回転数N=1000rpm)

図14 誘起電圧計算値(スキュー有り, 相電圧)

で求まる。

$$\Phi = \int B \cdot nds = \int rot A \cdot dl \quad (7)$$

(7)式の線積分を u 相のコイルが入っているスロット間で行い、二つのスロット内のベクトルポテンシャルを各々 A_1, A_2 とし、モータ軸長を L とすれば u 相コイルに鎖交する磁束は(8)式となる。

$$\Phi(u) = (A_1 - A_2)L = 2A_1 L \quad (8)$$

ここで $A_1 = -A_2$ である。コイル巻数を N 極対数を P とすれば u 相コイルに誘起される電圧 $V_u(t)$ は(9)式で与えられる。

$$V_u(t) = -2PN \frac{d\Phi}{dt} \quad (9)$$

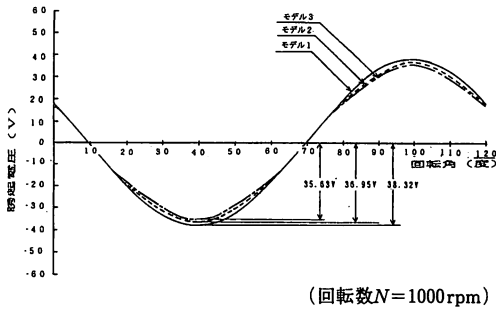


図15 誘起電圧計算値(スキュー有り, 線間電圧)

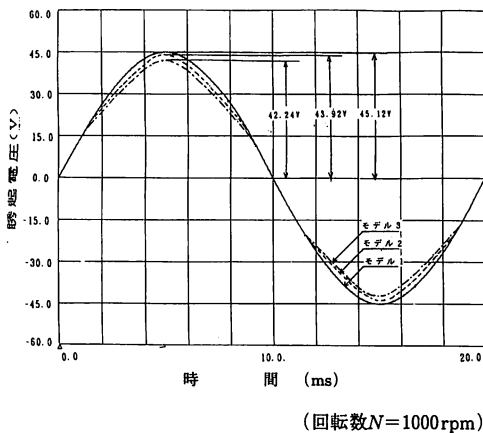


図16 誘起電圧実測値(スキュー有り, 線間電圧)

表5 誘起電圧ピーク値 (V)

	計算値 (スキューあり)	実測値
モデル 1	38.319	45.12
モデル 2	36.954	43.92
モデル 3	35.356	42.24

回転数
($N=1000\text{r.p.m.}$)
(線間電圧)

図13にスキューレスの場合の相誘起電圧を示す。モデル2～3は磁石端部を切り欠いた影響で台形波に近いがモデル1は正弦波に近い。図14にスキューを考慮した場合の相誘起電圧波形を示す。図15に図14に対して 120° ずれた相電圧の波形の差より求めた線間電圧の波形を示す。図16に線間電圧の実測値を示すが図15と波形は同じものとなる。回転数が $1,000\text{r.p.m.}$ のときの各モデルについてピーク電圧値を表5に示す。スキューを考慮した場合のトルクと同様にピーク電圧は低くなる。

5. まとめ

- (1) モデル3の凸極性を与える鉄心がスキューレスの場合出力トルクを23%増加し、有効であることが分った。しかしコギングトルクも増加するので今後コギングトルクを減らし、ピークトルクが減少しないモータ構造が課題である。
- (2) 本モデルは電源に正弦波電流を仮定しているので今後インバータで任意電流波形を流した場合のトルク特性を求める予定である。

参考文献

- (1) T. Sebastian and G. R. Slemon: "Operating Limits of Inverter-Driven Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Trans. Industr. Applic., IA-23, 327(1987)
- (2) 篠原, D. W. Novotny: 「インバータ駆動表面磁石形同期電動機的设计」電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-88-16 (昭63)
- (3) 桜井, 掘田, 平野, 二宮, 田中: 「AC サーボドライブの新シリーズ」安川電機, 第193号 294 (1986)
- (4) 電気学会技術報告 第486号, 3 (1994)
- (5) 大西, 杉山, 田島: 「永久磁石モータのコギントルク低減の検討」平成6年電気学会産業応用部門全大No.28