

学術論文

スキューが施された誘導電動機の 積層鋼板間の磁気抵抗を考慮した三次元有限要素解析

3-D Finite Element Analysis of Induction Motor with Skewed Rotor Taking into Account Interlaminar Reluctance of Laminated Core

増田 達哉^{*1}(正員), 鈴木 正見^{*2}, 河瀬 順洋^{*3}(正員)

Tatsuya MASUDA (Mem.), Masami SUZUKI, Yoshihiro KAWASE (Mem.)

Induction motors are widely used for electric instruments because of the toughness and high reliability. It is necessary for induction motors with skewed rotor to use the 3-D analysis because the magnetic flux distributes three-dimensionally. And, it is also necessary to take into account interlaminar reluctance of the laminated core. In this paper, an induction motor with skewed rotor is analyzed by the 3-D finite element method using gap elements. The effects of the interlaminar reluctance of the laminated core on the various characteristics are clarified. The validity of our method is clarified by comparing the calculated results and measured ones.

Keywords: skew, capacitor motor, gap element, 3-D finite element method.

1 緒言

誘導電動機は構造が簡単であり、低価格、頑丈堅固、消耗部品が少ないといった特徴をもっている。また、特性も安定しており、ポンプ、ブロワ、コンプレッサなどに幅広く使用されている。近年、環境問題の関心からエネルギーの高効率化・低騒音化が要求されており、誘導電動機の諸特性を詳細に評価することが重要な課題と考えられる。したがって、そのための計算機支援設計が望まれている。

誘導電動機は、回転子にスキューが施されているものが多くあり、スキューを考慮した電磁界解析による検討も多くされている[1,2]。しかし、スキューが施された誘導電動機は磁束が三次元的に分布するため、詳細な検討には三次元解析が必要である[3]。特に、誘導電動機の鉄心は一般的に電磁鋼板を用いている。そのため、積層方向に磁束が分布する場合は積層鋼板間の磁気抵抗を考慮する必要があると考えられる[4]。

そこで本論文では、スキューが施されたコンデンサモータを対象として、積層鋼板間の磁気抵抗を考慮するためにギャップ要素[5]を用いて三次元有限要素解析を行った。また、ギャップ要素を用いた解析結果を、ギャップ

要素を用いない場合およびスキューを施さないモデルと比較検討を行い、電磁鋼板間の磁気抵抗が、スキューが施された誘導電動機の特性に及ぼす影響を明らかにした。

2 解析手法

2.1 A - ϕ 法を用いた有限要素法による磁界解析

渦電流を考慮した磁界解析のための基礎方程式は、磁気ベクトルポテンシャル $\mathbf{A}$ と電気スカラーポテンシャル ϕ を用いて次式で示される[6]。

$$\text{rot}(\nu \text{rot } \mathbf{A}) = \mathbf{J}_0 + \mathbf{J}_e \quad (1)$$

$$\mathbf{J}_e = -\sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \text{grad } \phi \right) \quad (2)$$

$$\text{div } \mathbf{J}_e = 0 \quad (3)$$

マトリクス法の解法には ICCG 法を使用し、ニュートン・ラプソン法を用いて磁性体の非線形性を考慮した解析を行った。

2.2 一次電圧方程式

コンデンサモータの等価回路をFig. 1 に示す。電圧が励磁コイルに印加される場合、コイルに流れる電流は未知である。そのため、主巻線および補助巻線に関して、それぞれ次式で表される電圧に関する方程式も同時に解く必要がある[7]。

連絡先： 増田 達哉, 〒486-8666 愛知県春日井市愛知町1-1, 電力事業部変圧器設計 G 大形設計チーム,
e-mail: masuda.tatsuya@adkk.co.jp

^{*1}愛知電機(株) ^{*2}大垣電機(株) ^{*3}岐阜大学

$$V = R_M I_M + \frac{d\Psi_M}{dt} \quad (4)$$

$$V = R_S I_S + \frac{d\Psi_S}{dt} + \frac{1}{C} \int I_S dt \quad (5)$$

ここで、添え字の M , S は主巻線, 補助巻線を示しており, Ψ は鎖交磁束数, I は電流値, R は抵抗値である。また, V はコイルの端子電圧, C はコンデンサのキャパシタンスを示している。

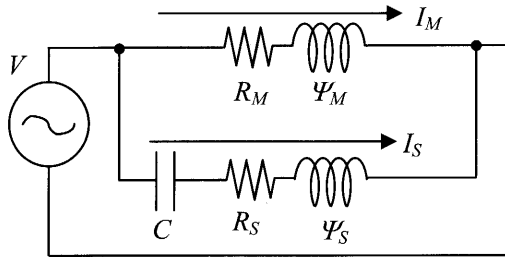


Fig. 1 Equivalent circuit of capacitor motor.

2.3 ギャップ要素による解析法

積層鋼板間にある層間ギャップを分割すると, 扁平な要素ができる。層間ギャップが非常に小さい場合, ギャップを磁束がほぼ垂直に通ると仮定すると, 積層鋼板間の磁気抵抗を二次元要素 (これをギャップ要素と呼ぶ) で近似することができ, 扁平な要素を作成することなく解析することができる[5]。

(1)式にガラキン法を適応し, ベクトル公式およびストークスの定理を用いて変形すると, ギャップ要素の残差方程式は次式となる。

$$G_i = D \iint_S \text{rot} N_i (\text{rot} A) dS \quad (6)$$

ここで, D はギャップ長, S はギャップ要素の領域である。

ギャップ要素を用いて解析する場合は, ゲージを考慮しない辺要素を用いた三次元有限要素解析の係数マトリクスに, (6)式を離散化することによって得られたギャップ要素に関する係数マトリクスを追加するだけでよい。

2.4 スキューを考慮した回転機解析のメッシュ作成法

スキューを考慮した回転機のメッシュは初期メッシュの作成に工夫を凝らすことにより回転角毎のメッシュ生成の計算時間を短縮している[8]。Fig. 2を例にそ

の作成手順を示す。

- (1) まず, 二次元メッシュを積み上げてスキューが施されていない三次元メッシュを作成する。なお, 固定子と回転子間の空気領域は, 固定子側と回転子側の2つの領域に分割する (Fig. 2(a))。
- (2) 回転子側の空気領域を削除する (Fig. 2(b))。
- (3) 回転子にスキューを施す (Fig. 2(c))。
- (4) 回転子領域と固定子領域をオートメッシュジェネレータを用いて結合する (Fig. 2(d))。なお, ここではデローニの四面体分割法を用いて回転子領域と固定子領域の隙間を要素で埋めている。

回転角毎のメッシュの生成は回転子部分のメッシュと新たに自動生成されたメッシュを回転させることによって行う。固定子側からこれらのメッシュを見たときに, 接合部分は従来の回転機解析に用いてきたメッシュと同じであることから, 回転角毎の解析には従来のメッシュ修正法が利用できる。すなわち, 本手法では, 初期メッシュ作成時にのみ回転子側の空気領域に自動分割法が使われるので, 回転角毎のメッシュ作成にかかる時間は新たに必要としない。

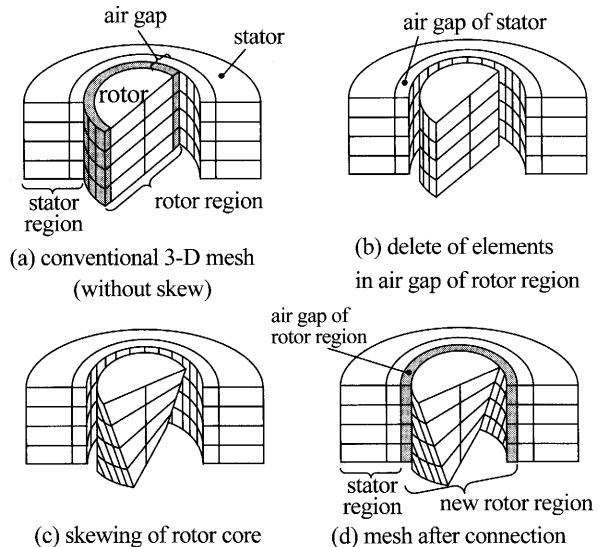


Fig. 2 Process of initial mesh generation.

2.5 銅損および鉄損の計算法

一次銅損および二次銅損は(1)~(5)式より求めた一次電流 I_M , I_S および二次電流密度 J_e の瞬時値を用いて, 次式より求めた。

$$W_{cl} = \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} (R_M I_M^2 + R_S I_S^2) dt \quad (7)$$

$$W_{c2} = \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} \left\{ \int_{c_e} \frac{|J_e|^2}{\sigma} dv \right\} dt \quad (8)$$

積層鋼板中の渦電流損を考慮するには、鋼板一枚ずつを細かく要素分割する必要がある、要素数が膨大になり実用的でない。本論文では、積層鋼板中の渦電流は考慮せずに磁界解析を行ったが、この場合に鋼板で発生する渦電流損 W_{ie} は磁界解析によって得られた磁束密度 B より、次式で近似的に計算した[9]。

$$W_{ie} = \frac{K_e D}{2\pi^2} \int_{\tau} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left\{ \left(\frac{B_r^{k+1} - B_r^k}{\Delta t} \right)^2 + \left(\frac{B_\theta^{k+1} - B_\theta^k}{\Delta t} \right)^2 + \left(\frac{B_z^{k+1} - B_z^k}{\Delta t} \right)^2 \right\} dv \quad (9)$$

ここで、 K_e は渦電流損係数、 D は電磁鋼板の密度、 N は反復回数、 B_r 、 B_θ 、 B_z は磁束密度のそれぞれ径方向、周方向および厚さ方向成分である。

メジャーロープとマイナーロープを含むヒステリシス損 W_{hy} は、ヒステリシスループを考慮した磁界解析を行うことが容易でないため、磁界解析によって得られた磁束密度 B より次式で近似的に計算した[9]。

$$W_{hy} = \frac{K_h D}{\tau} \sum_{i=1}^{NE} \frac{\Delta V_i}{2} \left(\sum_{j=1}^{N_{pr}^j} (B_{mr}^j)^2 + \sum_{j=1}^{N_{p\theta}^j} (B_{m\theta}^j)^2 + \sum_{j=1}^{N_{pz}^j} (B_{mz}^j)^2 \right) \quad (10)$$

ここで、 K_h はヒステリシス損係数、 ΔV_i は i 番目の要素に対応する体積、 N_{pr}^j 、 $N_{p\theta}^j$ 、 N_{pz}^j は j 番目の要素における磁束密度の各方向成分の時間変化に対する極大・極小値の個数、 B_{mr}^j 、 $B_{m\theta}^j$ 、 B_{mz}^j はそれぞれ径方向、周方向および厚さ方向のヒステリシスループの振幅である。

3 解析モデルおよび解析条件

Fig.3 に解析モデルである定格出力 60W のコンデンサモータを示す。本モデルの回転子はV形スキューのため、厚さ方向に対称性を有する。また、周方向の対称性もあるため、解析領域は、モデル全体の 1/4 として解析を行った。Fig.4 に三次元分割図を示す。

表1に解析条件を示す。回転子鉄心および固定子鉄心は、電磁鋼板を厚さ方向に積層している。ギャップ要素を考慮した解析には積層鋼板全体に対する鋼板の割合（占積率、本モデルでは96%）を考慮してギャップ要素を設けた。本モデルでは、鉄心中の要素分割は、15mmを厚さ方向に10層に均等に分割しているため、層間のギャップ9層にそれぞれ0.066mmのギャップ要素を設けた。

本論文では、表2に示すように、3通りの解析モデルについて解析を行った。スキューを設けたモデルで

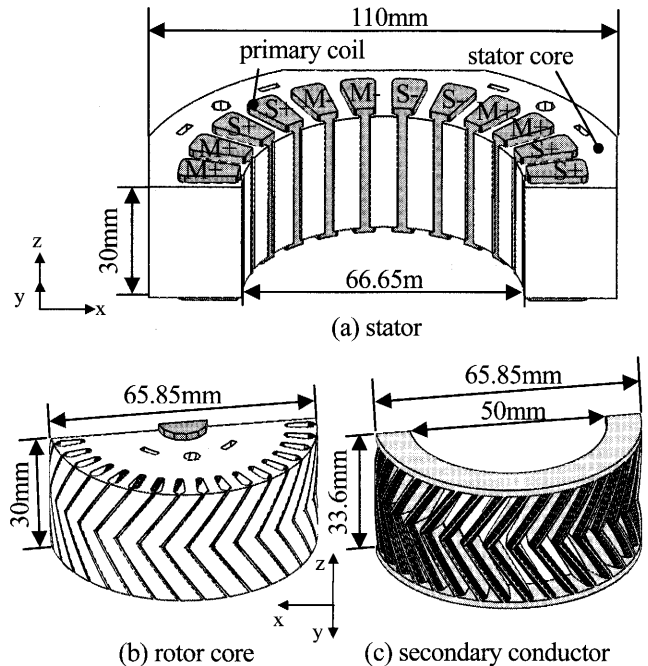


Fig. 3 Analyzed model (1/2 region).

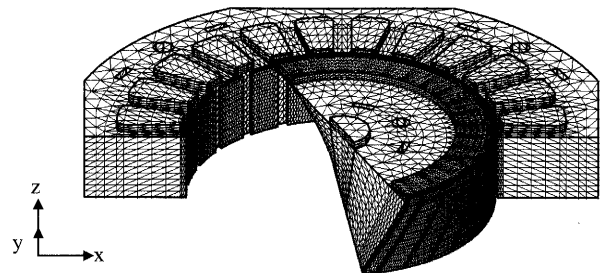


Fig. 4 3-D meshes (except air, 1/4 region).

Table 1 Analysis condition.

Number of poles	6
Applied Voltage [V]	200
Resistance of coil [Ω]	M:64.0 S:56.3
Coil turns	M:335 S:310
Capacitance of condenser [μF]	6.0
Number of slots	stator:24 rotor:34
Frequency [Hz]	60
Conductivity of secondary conductor [S/m]	2.98×10^7
Skew angle [$^\circ$]	18 (with skew)
Space factor of core [%]	96 (with gap element)
Coefficient of eddy current loss K_e	3.1×10^{-4}
Coefficient of hysteresis loss K_h	6.0×10^{-2}

Table 2 Analysis conditions of each model.

	skew	gap element
model 1	with skew	with gap element
model 2	with skew	without gap element
model 3	without skew	without gap element

は、ギャップ要素を設けたモデル (model 1) および設けないモデル (model 2) によってギャップ要素の有無による影響を比較した。また、比較対象としてスキューなしモデルについても解析を行った (model 3)。スキューなしモデルは、ギャップ要素を設けて解析を行ったが、磁束の厚さ方向成分がほとんどなく、ギャップ要素の影響がない結果であった。そのため、本論文ではギャップ要素を設けない条件のみで比較検討した。

4 解析結果

4.1 磁束分布

Fig. 5 に、磁束密度波形および後述の二次電流密度波形の位置を示す。Fig. 5(a)に示す A, B は固定子鉄心中の要素, C, D は回転子鉄心中の要素, E は二次導体中の要素である。また, Fig. 5(b)は厚さ方向断面を示しており, 上部 (section α), 中間部 (section β) および下部

(section γ) からなる。なお, 本モデルは厚さ方向の対称性を用いて解析しているため, 下部 (section γ) が回転機全体の厚さ方向の中心位置となる。

Fig. 6 に, Fig. 5 に示す要素 A, B (固定子) における

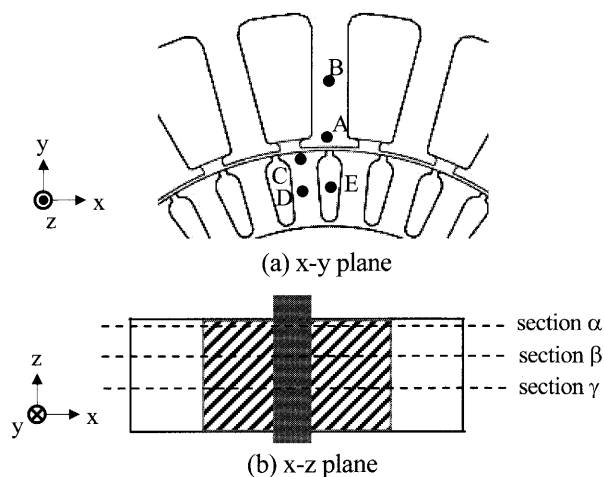


Fig. 5 Location of elements.

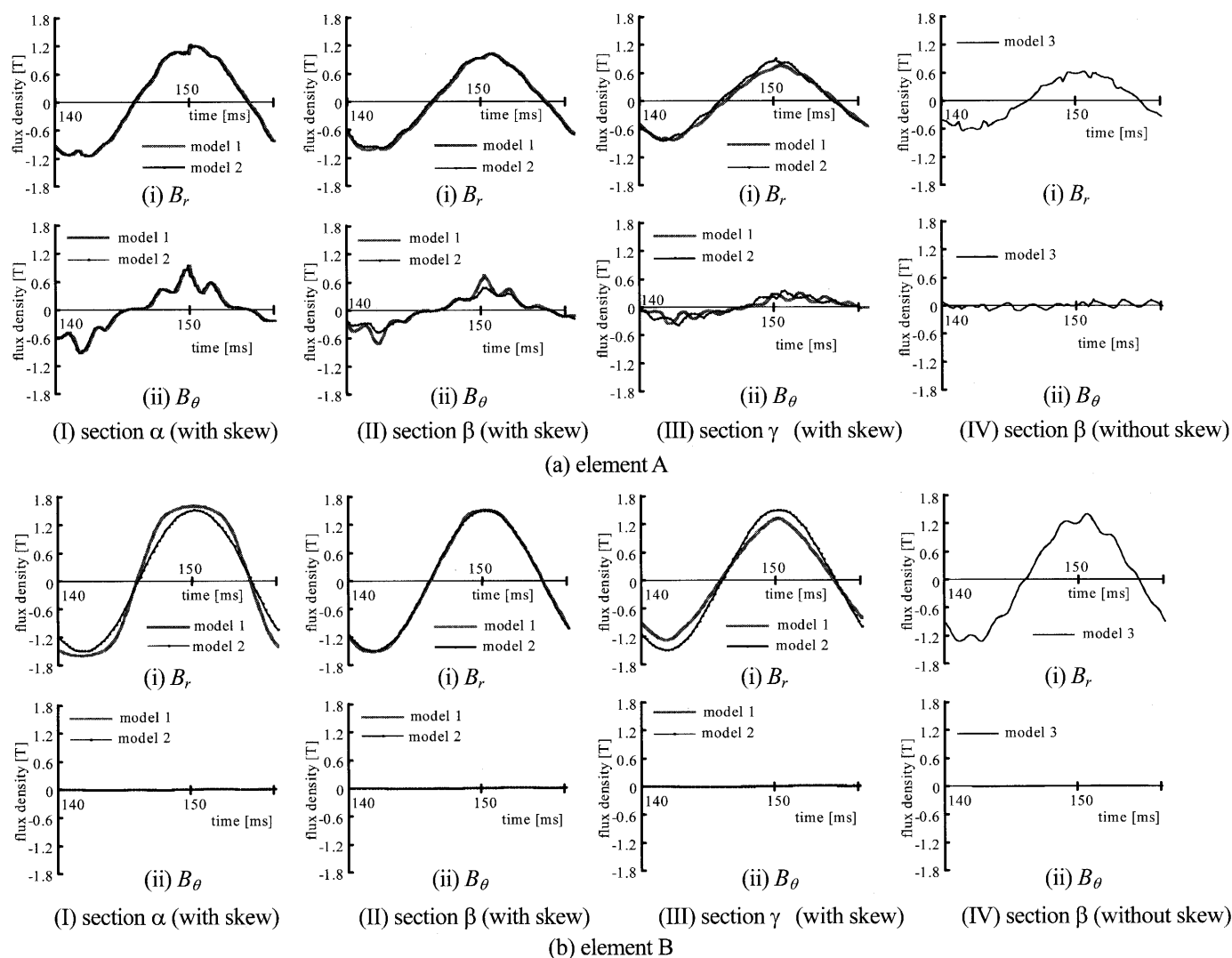


Fig. 6 Waveforms of magnetic flux density in stator core (900min⁻¹).

回転速度 900min^{-1} 時の磁束密度波形を示す。なお、スキューなしモデル (model 3) については、参考として中間部 (section β) の波形のみを示す。ティース先端 (要素A) では、ギャップ要素の有無によって磁束密度の変化はほとんどない。これは、エアギャップ部の磁束は軸方向成分をほとんど持たないためと考えられる。また、厚さ方向の各断面について比較を行うと、要素A, Bでは、厚さ方向上部 (section α) 磁束密度のピークが下部 (section γ) よりも大きくなっている。これら磁束の偏りは、スキューが施された誘導電動機では、二次電流の基本波成分の位相差が断面位置によって変化し、磁束にも偏りが生じるためである。しかし、要素Bでは、ギャップ要素を設けないと磁束の偏りがほとんどない。

このように、固定子鉄心では、ギャップ要素を設けないと各断面の磁束が平均化されてしまい、スキューによる磁束密度の変化が小さくなる位置があることがわかる。

Fig. 7に、Fig. 5に示す要素 C, D (回転子) における磁束密度波形を示す。ティース先端 (要素C) では、要素Aと同様にギャップ要素の有無による磁束密度の変化はほとんどない。ティース中央 (要素D) では、ギャップ要素を設けることにより、要素A~Cに見られるような断面位置の磁束密度の偏りが表れるのみでなく、高調波成分が全体的に大きくなることがわかる。これは、ギャップ要素を設けない場合は、磁束密度の軸方向成分が大きく発生し、高調波成分を打ち消す成分となるためと考えられる。

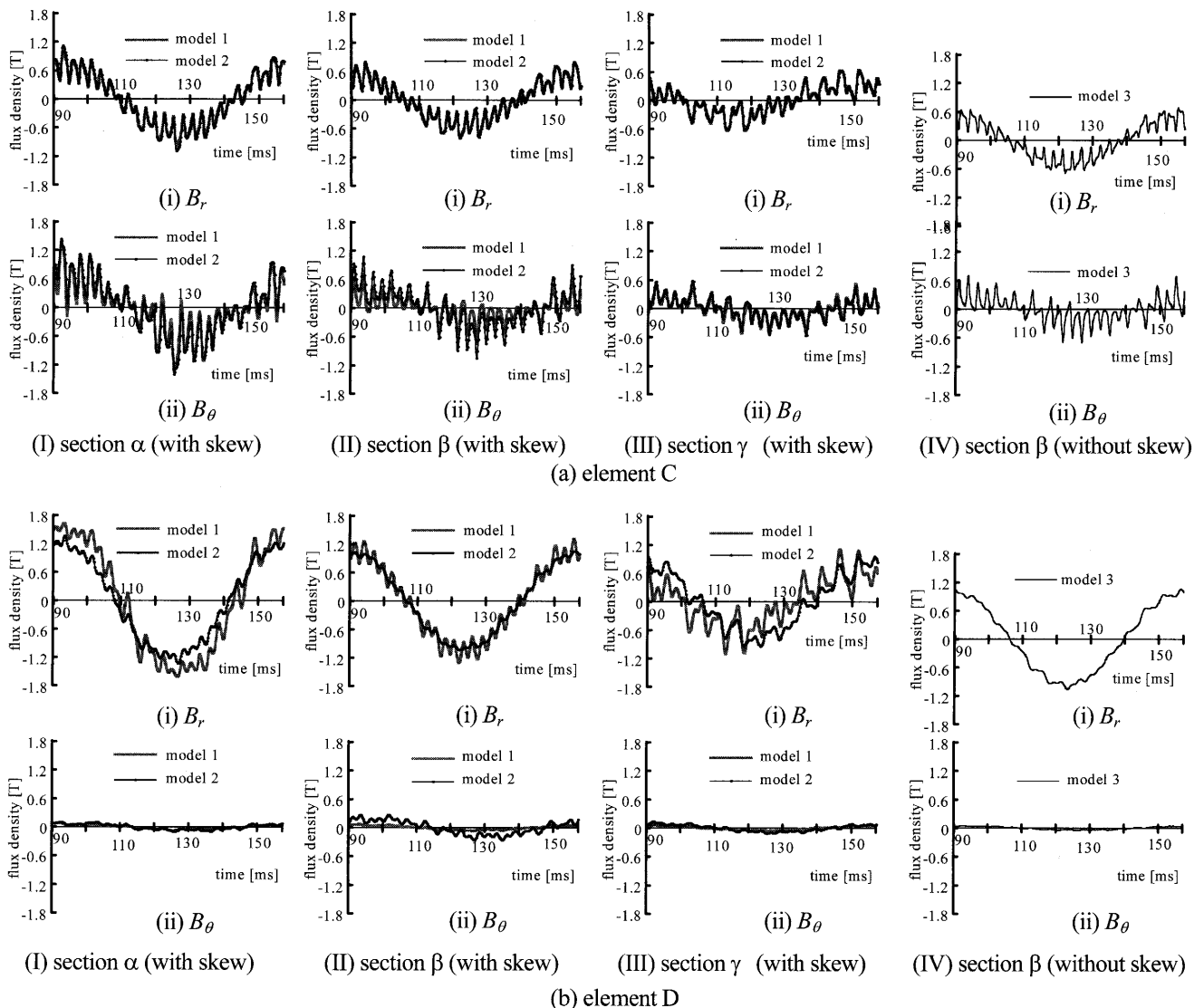


Fig. 7 Waveforms of magnetic flux density in rotor core (900min^{-1}).

Fig. 8, Fig. 9に153ms時における磁束密度ベクトル分布を示す。図より、前述のように、ギャップ要素を設けることにより、上側断面 (section α) と下側断面 (section γ) の磁束密度の差がより顕著になっている。さらに、この傾向は回転速度が低いほど顕著に表れ、Fig. 8(c), (d)およびFig. 9(c), (d)のように、 0min^{-1} の磁束分布では、ギャップ要素の有無による差が 900min^{-1} 時よりもはっきりとわかる。これは、回転速度が低くなると磁束密度の基本波成分の位相差が顕著に表れ、磁束密度分布がギャップ要素の有無によって大きく変化したためと考えられる。また、ギャップ要素を設けないと厚さ方向成分の磁束密度が大きくなることもわかる。

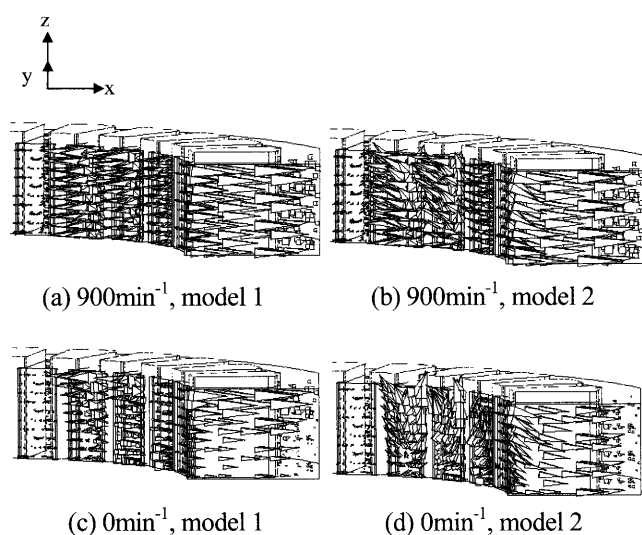


Fig. 8 Distributions of flux density vectors in stator core.

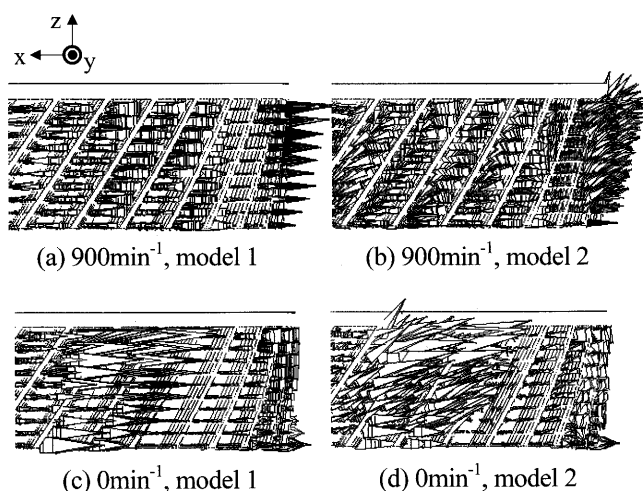


Fig. 9 Distributions of flux density vectors in rotor core.

4.2 電流・トルク特性

Fig. 10に電流特性、Fig. 11にトルク特性を示す。低回転域では電流の計算値が若干大きくなっているが、精度良く計算できており、本解析が妥当であることがわかる。実測値と計算値の違いは、測定時に温度上昇の影響を無視していることが考えられる。Fig. 12, Fig. 13にそれぞれ 900min^{-1} 時における二次電流密度波形とトルク波形を示す。スキューの有無により二次電流波形とトルク波形は大きく変化するが、ギャップ要素の有無による影響はなかった。二次電流密度波形に変化がない理由は、ギャップ要素によって磁気抵抗が変化したのは厚さ方向のみであるためと考えられる。つまり、周方向と径方向の磁気抵抗には影響がなく、二次導体に鎖交する磁束に関しては本モデルではほとんど変化がないと考えられる。トルク波形が変わらなかった理由は、エアギャップの磁気抵抗が積層鉄心間の磁気抵抗に比べて非常に大きいためと考えられる。なお、スキューを設けるとトルク脈動が大きくなっている。これは、三相誘導電動機では、一般的にスキューを設けるとトルク脈動は小さくなるが、本モデルでは、スキューを設けたほうがコンデンサモータ特有である逆相分電流が大きくなり、電源周波数の2倍のトルク脈動が大きくなっているためと考えられる。

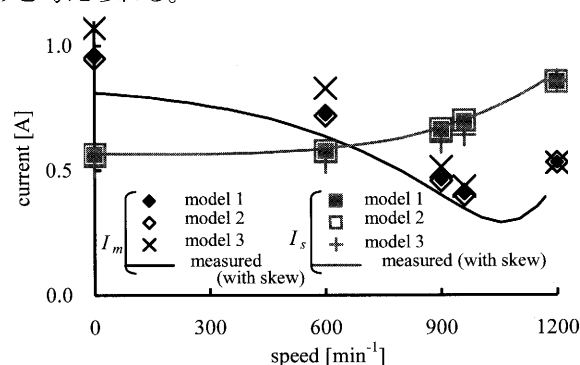


Fig. 10 Primary current characteristics.

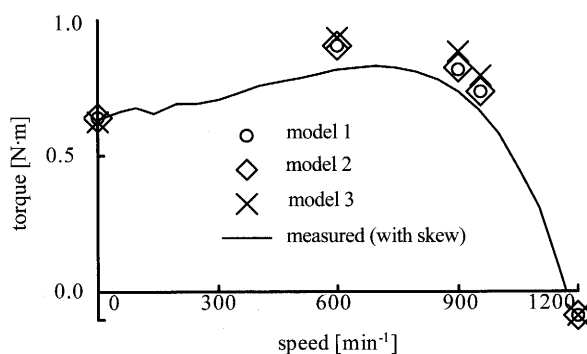


Fig. 11 Torque characteristics.

4.3 損失特性

Fig. 14に損失特性を示す。ただし、同期速度である $1,200\text{min}^{-1}$ 時の計算値は、実測値のトルクが負の値となり[10]測定が困難なため、無負荷 ($1,170\text{min}^{-1}$) 時の実測値と比較している。また、一般的に負荷電流による高調波損失は漂遊負荷損として扱っているが、ここでは銅損と鉄損の中に含ませている。実測値と計算値はよく一致しており、本解析が妥当であることがわかる。なお、計算値と実測値の差異は、一次電流の計算値が実測値よりも大きいいため銅損が大きくなる、横流の影響[11]を考慮していない、といった理由が考えられる。銅損については、一次および二次電流がギャップ要素の有無に影響しなかったため、銅損もギャップ要素の影響がほとんどなかった。また、スキューを設けた方が銅損が小さくなり、その結果、損失全体が小さくなっている。本モデルでは、Fig. 13に示すように、スキューが施されていないほうが出力である平均トルクは大きくなっている。そのため、電流についても、スキューが施されていないほうが大きくなり、逆相電流による銅損が大きくなったためと考えられる。

さらに詳細に鉄損の検討を行うため、Fig. 15に鉄損特性を示す。図より、どの回転速度に関しても、スキューを設けることによって鉄損が全体的に大きくなっていることがわかる。また、ギャップ要素を設けると、設けない場合よりも鉄損が大きくなっている。特に、低回転域ではヒステリシス損が大きくなり、高回転域では、渦電流損が大きくなっている。低回転域では、ギャップ要素を設けることにより、磁束密度の偏りが顕著になったためと考えられる。高回転域では、鉄心中の磁束密度の高調波成分が大きくなったためと考えられる。表3に解析諸元を示す。

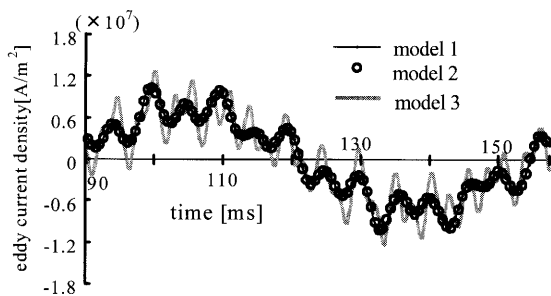


Fig. 12 Waveforms of secondary current density.

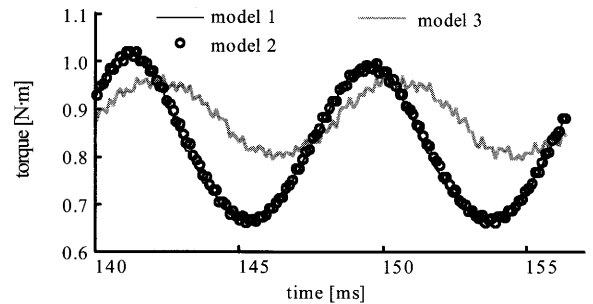


Fig. 13 Waveforms of torque.

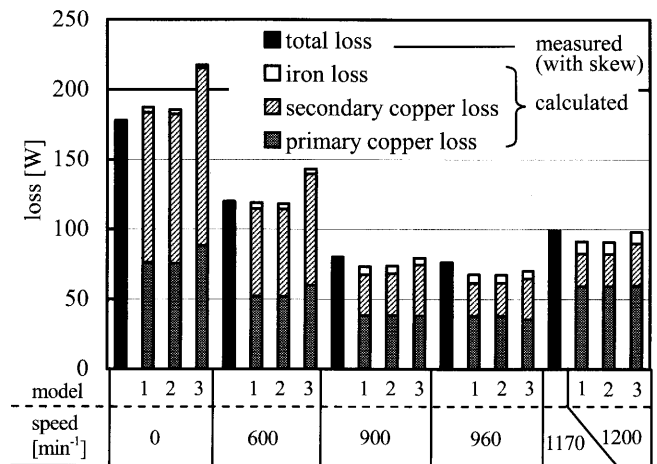


Fig. 14 Loss characteristics.

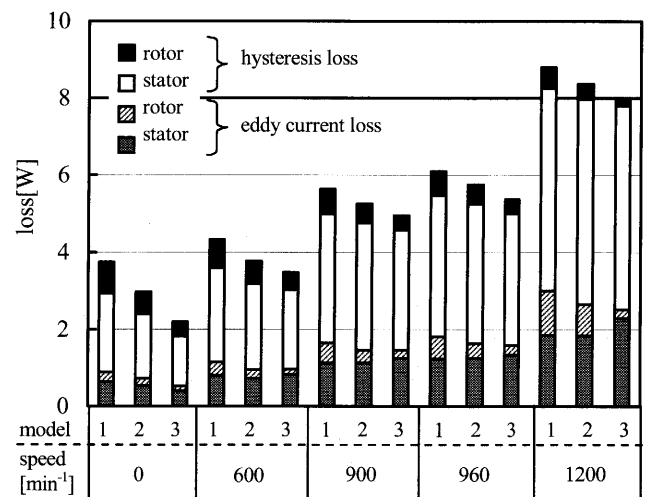


Fig. 15 Iron loss characteristics.

Table 3 Discretization and CPU time.

Analysis model	1	2	3
Number of elements	375,474		373,854
Number of nodes	67,933		67,844
Number of edges	454,506		452,635
Number of unknown Variables	439,423		437,803
Number of time steps		728	
Total CPU time (hours)	220	166*	125*

Computer used: Pentium 4 2.2GHz PC

*Pentium 4 2.6GHz PC

5 結言

ギャップ要素を用いた三次元有限要素法により、積層鋼板間に磁気抵抗を設け、スキューが施された誘導電動機の特性格解析を行った。また、ギャップ要素を用いた解析結果を、ギャップ要素を用いない場合、スキューを設けない場合の解析結果と比較することにより、その有用性を明らかにした。本モデルでは、一次電流、二次電流およびトルクは、スキューの有無によって異なるが、ギャップ要素の有無によってほとんど変わらないことがわかった。しかし、磁束密度分布および鉄損は、ギャップ要素の有無によって異なることがわかった。

なお、今回の解析では、対象としている電動機が小形誘導機であり、損失のほとんどが銅損となり、損失全体ではギャップ要素によってほとんど影響しなかったため、中・大形の電動機についても今後の検討課題としたい。

(2005 年 10 月 25 日受付, 2006 年 3 月 2 日再受付)

参考文献

- [1] 菊池, 小原木, 井出, 三上, 高橋, 長井, スキューを考慮したコンデンサモータの脈動トルク解析検討, 電気学会回転機研究会資料, RM-98-120, 1998.
- [2] 山崎, 春石, スキューが施された誘導電動機の鉄損解析法に関する検討, 電気学会静止器・回転機合同研究会資料, SA-02-42, RM-02-78, 2002.
- [3] 米谷, 三次元解析による誘導電動機のスキューの効果に関する検討, 電気学会論文誌 D, Vol.122, No.12, pp.1135-1141, 2002.
- [4] 河瀬, 山口, 増田, 百目鬼, 小堀, 三次元有限要素法によるハイブリッド形ステッピングモータのトルク特性解析, 電気学会論文誌 D, Vol.123, No.4, pp.330-336, 2003.
- [5] T. Nakata, N. Takahashi, K. Fujiwara and Y. Shiraki, 3-D Magnetic Field Analysis Using Special Elements, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.26, No.5, pp.2379-2381, 1990.
- [6] 伊藤, 河瀬, 最新有限要素法による電気・電子機器のCAE, 森北出版, 2000.
- [7] Y. Kawase, T. Yamaguchi, N. Mimura, M. Igata and K. Ida, Analysis of Magnetizing Capacitor by 3-D Finite Element Method, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.38, No.2, pp.1145-1148, 2002.

- [8] T. Yamaguchi, Y. Kawase and S. Sano, 3-D Finite Element Analysis of Skewed Squirrel Induction Motor, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.40, No.3, pp.969-972, 2004.
- [9] K. Yamazaki, Efficiency Analysis of Induction Motor Considering Rotor and Stator Surface Loss Caused by Rotor Movement, *Proceedings of The 10th International Symposium on Applied Electromagnetics and Machines*, pp.107-108, 2001.
- [10] 坪島, 図解誘導電動機, 東京電機大学出版局, 1979.
- [11] 山崎, 渡邊, 三次元有限要素法による誘導電動機の横流解析に関する検討, 電気学会回転機研究会資料, RM-04-113, 2004.