

有限要素法と多巻線回転機械の一般理論を用いた 誘導電動機の動作解析法

田島克文*・谷口敏幸*

An Analytical Method for Induction Motor Using FEM and Based on
the General Theory of Revolving Machines with Windings

Katsubumi Tajima* and Toshiyuki Taniguchi*

Abstract

This paper proposes an analytical method for predicting the steady-state performance of an induction motor with the ferrite magnetic wedges and a phase control circuit. This method uses the 2-D finite element method and is based on the general theory of revolving machines with windings. The analytical results agree well with experimental ones. So, it is obvious that this method can estimate decreasing effect of iron loss by ferrite magnetic wedge and the performance of the motor when the non-sinusoidal voltage is applied. And the method is very simple and fast by use of FEM program ANSYS and general-purpose circuit simulation program PSPICE.

1. はじめに

近年, 地球温暖化問題対策の一環として, 二酸化炭素排出量の抑制が検討され, 電力分野においても, 電力消費量を低減化することによる火力発電所発電量の抑制が求められている。

回転機は家庭電化製品から産業用機器まで広く使用され, その電力消費量は我が国の全電力消費量の50%以上を占める⁽¹⁾。したがってその省エネルギー化が全体に及ぼす影響は極めて大きい。既に欧米では小形回転機(100W以下)にまで効率基準が定められており⁽²⁾, 基準をクリアできないと製品を販売できない事態となっている。我が国でも同様な動きがあり, 回転機の高効率化が急務となっている。

回転機の中で, 誘導機の高効率化の手段としては主に次の2手法が提案されている。ひとつは回転機鉄心に用いる磁性材料の低損失化⁽³⁾, 磁性くさびの適用など材質・構造に関する方法である⁽⁴⁾。もうひ

とつは, 印加電源の電圧・周波数を負荷に応じて制御するなど運転法に関するものである⁽⁴⁾。両手法の実用化に関する検討は種々行われているが, 前者の材質・構造の変更と後者の印加電圧制御が, 回転機特性に与える影響を定量的に把握できることが必要である。

このような手法には以下の事項が要求される。

- (1) 回転機の材質・構造の変更による磁界分布の変化を考慮できること。
- (2) 電圧制御にはスイッチング素子が使われるが, この場合も定量解析が可能であること。
- (3) 前記(1)、(2)を満たしつつ, 高速高精度で簡便であること。

(1)に対しては一般に有限要素法の適用が考えられるが, (2)を考慮して磁界解析結果から回転機特性を求める必要がある。また, (2)に対しては線形回路理論に基づく簡単な手法の適用は困難であり, 従来, 状態変数法⁽⁵⁾なども適用されてきたが取扱いが複雑で精度もさほど高くなかった。

以上より, 本論文では, 有限要素法と多巻線回転機械の一般理論⁽⁶⁾に基づく解析モデルを組み合わせた誘導機の解析法を提案する。本手法で用いる解析

2000年7月28日受理

*秋田大学工学資源学部電気電子工学科, Department of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Engineering and Resource Science, Akita University

モデルは電源にスイッチング素子を用いた場合も定量解析が可能であり、そのモデルパラメータを有限要素法による磁界解析結果より得ることにより、回転機の材質・構造も考慮した解析が可能である。また、解析プログラムには ANSYS, PSPICE などの市販の有限要素法プログラム、回路解析プログラムが使用できるため、簡便であり比較的高速高精度である。

本論文では誘導機の一例として、商用単相電源で駆動可能なコンデンサモータを解析対象として本解析法の妥当性を検証した。

2. コンデンサモータの基本特性

コンデンサモータは Fig. 1 に示すように主巻線と補助巻線の 2 巻線より構成される二相誘導電動機である。両巻線は単相の同一電源に接続されるが補助巻線には直列にコンデンサが挿入されるため両巻線の印加電圧には位相差を生じ、二相機として動作する。電圧制御を行なうため、本論文ではトライアックは破線の位置に接続し、これによりモータ印加電圧を位相制御するものとした。Table 1 に供試モータの諸元を示す。本論文では 50 Hz, 100 V の商用電源を使用するものとした。

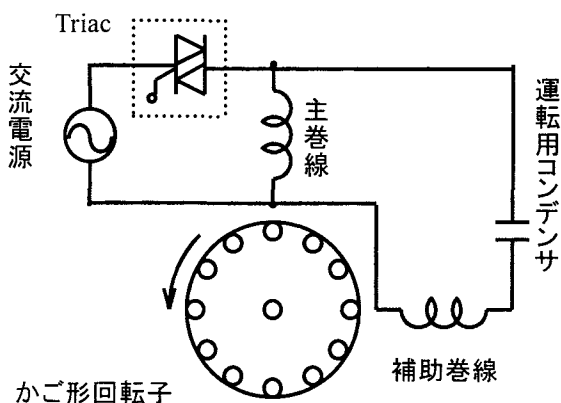


Fig. 1 Schematic of a capacitor motor with a triac.

Table 1 Dimensions of the motor.

周波数[Hz]	50	60
電圧[V]	100/200	100/200
電流[A]	12.6/6.3	10.8/5.4
出力[W]	750	
極数[極]	4	
運転用コンデンサ[μ F]	40	
固定子スロット数[個]	36	
固定子内径[mm]	ϕ 45	
固定子外径[mm]	ϕ 73	
固定子スロットピッチ[°]	10	
回転子スロット数[個]	44	
回転子外径[mm]	ϕ 44.7	
ギャップ幅[mm]	0.3	
鉄心長[mm]	93	

本モータでは損失低減のため、Fig. 2 に示すように磁性くさびを固定子溝開口部に打ち込んでいる。磁性くさびは、溝部での空隙磁束密度分布の脈動を平滑化させる作用があり、鉄損の一部である歯脈動損を減少させる他、励磁リアクタンスを増大させてモータ電流を減少させ銅損も抑えることができる⁽⁴⁾。くさび寸法は $a=2.05\text{mm}$, $b=3.2\text{mm}$, $d=1.4\text{mm}$, $l=90\text{mm}$ である。

この特性改善効果はくさび材質の磁気特性に依存する。Fig. 3 に、試作磁性くさびに用いられたフェライトの磁気特性を示す。図中のくさび A, B, C の三種類について、実験的検討を行なった結果、正弦波定格電圧印加時で無負荷の場合の鉄損は Table 2 に示すようになった。これより飽和磁束密度が高いほど、鉄損の低減効果が大きく、磁性くさびの適用には材質の磁気特性と損失低減効果との関係を明確化できる手法が必要であることがわかる。

なお、次節以降の実験および解析にはくさび Aのみを使用している。

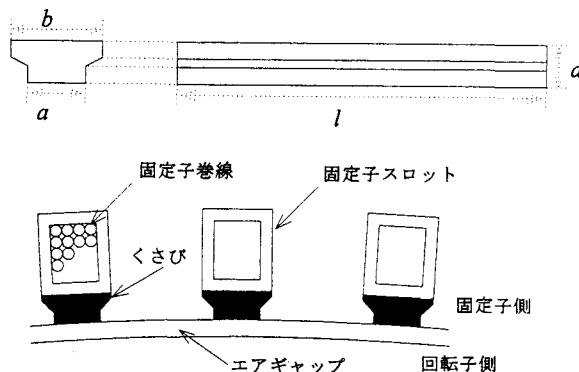


Fig. 2 Schematics of ferrite magnetic wedge.

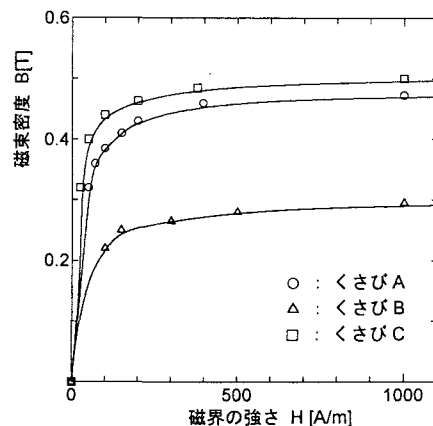


Fig. 3 Magnetic properties of the wedge materials.

Table 2 Iron losses of the motor with and without ferrite magnetic wedges.

鉄損 W_i (W)	くさび A	くさび B	くさび C	くさびなし
	84.1	99.5	85.2	115

3. 多巻線回転機械の一般的理論に基づく誘導機の解析モデル

スイッチング素子により誘導機を電圧制御する場合、その印加電圧とモータ電流は非正弦波となるため、その解析は容易ではない。

本論文では、回転機械を各々が磁的に結合された多巻線リアクトル系とみなす、いわゆる多巻線回転機械の一般的理論⁽⁶⁾に着目し、本理論に基づいて誘導機の解析モデルを導出した。

3.1 解析モデルの導出

本論文で解析対象とするコンデンサモータを、対称二相巻線を有する二相誘導電動機とみなせば、多巻線回転機械の一般的理論より Fig.4 の等価回路が得られる。ただし、かご形回転子はこれと等価な二相巻線に置き換えている。

図において dq 変換により回転子巻線をこれと等価の固定子巻線に等価変換すれば次式に示すコンデンサモータの回路方程式が得られる。ここで R_m, R_a, R_r は主巻線、補助巻線及び回転子巻線の抵抗、 L_m, L_a, L_r は主巻線、補助巻線及び回転子巻線のインダクタンス、 M_m, M_a は主巻線と回転子巻線間、補助巻線と回転子巻線の相互インダクタンスであり、 $(1-s)\omega$ は回転子の回転角速度である。ただし、 ω は定格角速度を示す。また、d 軸は主巻線、q 軸は補助巻線に対応するものとし、 v_m^s, i_m^s は主巻線電圧・電流を、 v_a^s, i_a^s は補助巻線電圧・電流を表している。 v_m^r, i_m^r は dq 変換により固定子主巻線に等価変換された回転子巻線の電圧・電流、 v_a^r, i_a^r は固定子補助巻線に等価変換された回転子巻線の電圧・電流である⁽⁵⁾。

本式は、すべり s で回転しているときの各部の電圧と電流の関係を表す連立微分方程式となる。

$$\begin{cases} v_m^s = \left(R_m i_m^s + L_m \frac{di_m^s}{dt} \right) + M_m \frac{di_m^r}{dt} \\ v_a^s = \left(R_a i_a^s + L_a \frac{di_a^s}{dt} \right) + M_a \frac{di_a^r}{dt} \\ 0 = M_m \frac{di_m^s}{dt} - (1-s)\omega M_a i_a^s \\ \quad + \left(R_r i_m^r + L_r \frac{di_m^r}{dt} \right) - (1-s)\omega L_r i_a^r \\ 0 = (1-s)\omega M_m i_m^s + M_a \frac{di_a^s}{dt} \\ \quad + (1-s)\omega L_r i_m^r + \left(R_r i_a^r + L_r \frac{di_a^r}{dt} \right) \end{cases} \quad (1)$$

本式に基づけば、トライアックによる位相制御時でも状態変数法を適用して解析できる。しかし、この方法は取扱いがいささか複雑となる点が問題である。そこで本論文では、式(1)を等価な電気回路に置き換え、これを市販の回路解析プログラム PSPICE で解析するものとした。このとき、PSPICE 上では既にトライアックの解析モデルが用意されているため、位相制御時の解析も取扱いは簡単となる。Fig.5 にコンデンサモータの解析モデルを示す。図中の電圧源には PSPICE で用意されている非制御形電圧源を使

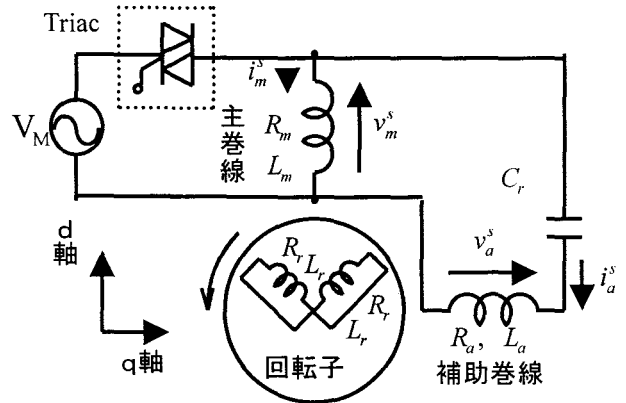


Fig.4 Equivalent circuit for a capacitor motor based on the theory of general involving machine.

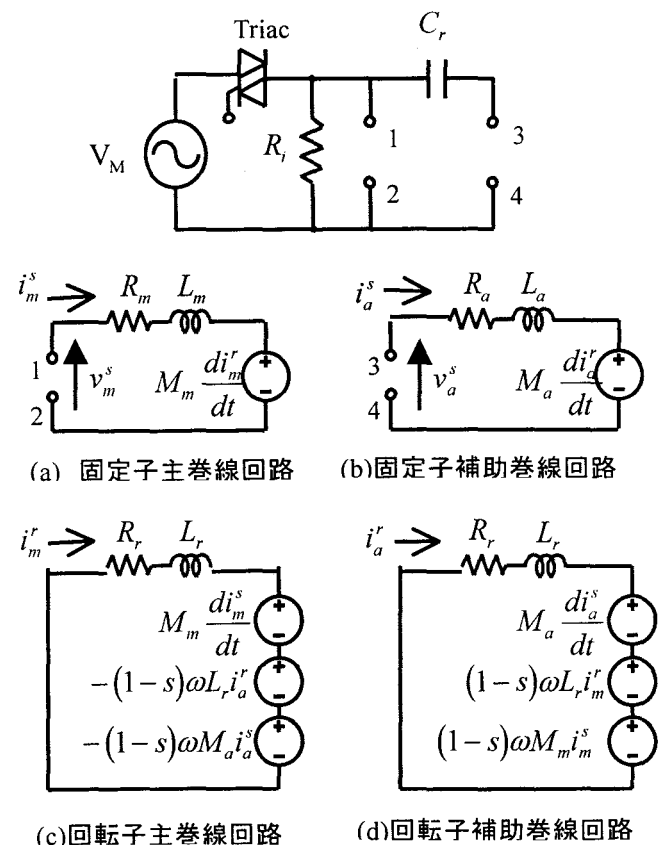


Fig.5 Analytical model of a capacitor motor.

用している。本図ではさらに、鉄損の影響も考慮するため鉄損抵抗 R_i も導入した⁽⁷⁾。

以上より得られた解析モデルにおいて各モデルパラメータが与えられればコンデンサモータの特性算定が可能となる。本稿では先ず、供試モータに各種試験を施すことによりモデルパラメータを求め、これより得られるモータ特性の計算結果と実験値を比較することにより、その妥当性を検証した。

3.2 試験によるモデルパラメータの決定

ここでは供試モータより前述のモデルパラメータを求める手順について述べる⁽⁷⁾。

3.2.1 主巻線の抵抗測定

主巻線抵抗 R_m を測定する。

3.2.2 拘束試験

補助巻線を開放し、主巻線のみには電圧を印加して拘束試験を行った場合、 $v_a^s=0$, $i_a^s=0$, $s=1$ が成立することから、式(1)は次に示すようになる。

$$\begin{cases} v_m^s = \left(R_m i_m^s + L_m \frac{di_m^s}{dt} \right) + M_m \frac{di_m^r}{dt} \\ v_a^s = \left(R_a i_a^s + L_a \frac{di_a^s}{dt} \right) + M_a \frac{di_a^r}{dt} \\ 0 = M_m \frac{di_m^s}{dt} + \left(R_r i_m^r + L_r \frac{di_m^r}{dt} \right) \\ 0 = M_a \frac{di_a^s}{dt} + \left(R_r i_a^r + L_r \frac{di_a^r}{dt} \right) \end{cases} \quad (2)$$

これら4式のうち、主巻線に関する1番目と3番目の式を書き換えると次式が得られる。

$$\begin{aligned} v_m^s &= \left(R_m i_m^s + L_m \frac{di_m^s}{dt} \right) + M_m \frac{di_m^r}{dt} \\ &\quad + \left(M_m \frac{di_m^s}{dt} - M_m \frac{di_m^r}{dt} \right) \\ 0 &= M_m \frac{di_m^s}{dt} + \left(R_r i_m^r + L_r \frac{di_m^r}{dt} \right) \\ &\quad + \left(M_m \frac{di_m^r}{dt} - M_m \frac{di_m^s}{dt} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

この2式で示される関係は Fig.6 上に示す回路で表すことができる。本回路は主巻線のみには電圧を加えた拘束試験時の等価回路である。ただし、本回路において M_m が $(L_m - M_m)$ より十分大きいと考えられるため、Fig.6 下の回路に簡略化できる。このとき、拘束試験時の回路の全インピーダンスは、

$$Z_s = (R_m + R_r) + j\omega(L_m + L_r - 2M_m) \quad (4)$$

となり、拘束試験の結果と R_m の実測結果より、 R_r , $L_m + L_r - 2M_m$ を得ることができる。

3.2.3 無負荷試験

同様に補助巻線を開放して主巻線のみで無負荷試験を行った場合、 $v_a^s=0$, $i_a^s=0$, $s=0$ となるため次式が成立する。

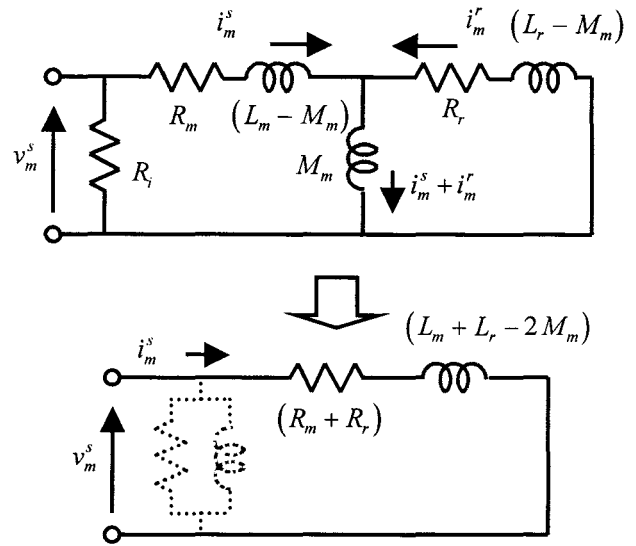


Fig.6 Equivalent circuit for locked rotor test.

$$\begin{cases} v_m^s = \left(R_m i_m^s + L_m \frac{di_m^s}{dt} \right) + M_m \frac{di_m^r}{dt} \\ 0 = \left(R_a i_a^s + L_a \frac{di_a^s}{dt} \right) + M_a \frac{di_a^r}{dt} \\ 0 = M_m \frac{di_m^s}{dt} - \left(R_r i_m^r + L_r \frac{di_m^r}{dt} \right) - \omega L_r i_a^r \\ 0 = \omega M_m i_m^s + \omega L_r i_m^r + \left(R_r i_a^r + L_r \frac{di_a^r}{dt} \right) \end{cases} \quad (5)$$

ここで、3番目と4番目の式をベクトル表記すると、

$$j\omega M_m \dot{i}_m^s + (R_r + j\omega L_r) \dot{i}_m^r - \omega L_r \dot{i}_a^r = 0 \quad (6)$$

$$\omega M_m \dot{i}_m^s + \omega L_r \dot{i}_m^r + (R_r + j\omega L_r) \dot{i}_a^r = 0 \quad (7)$$

今、式(7)に j を掛けて式(6)から引けば次式が得られる。

$$\dot{i}_m^r = j \dot{i}_a^r, \dot{i}_a^r = -j \dot{i}_m^r \quad (8)$$

これを式(6)に代入すれば、

$$M_m \frac{di_m^s}{dt} + \left(R_r i_m^r + 2L_r \frac{di_m^r}{dt} \right) = 0 \quad (9)$$

以上より式(5)の第1式と式(9)を書き換えれば次式を得る.

$$\begin{aligned}
 v_m^s &= \left(R_m i_m^s + L_m \frac{di_m^s}{dt} \right) + M_m \frac{di_m^r}{dt} \\
 &+ \left(M_m \frac{di_m^s}{dt} - M_m \frac{di_m^r}{dt} \right) \\
 0 &= M_m \frac{di_m^s}{dt} + \left(R_r i_m^r + 2L_r \frac{di_m^r}{dt} \right) \\
 &+ \left(M_m \frac{di_m^r}{dt} - M_m \frac{di_m^s}{dt} \right)
 \end{aligned} \quad (10)$$

この2式の関係を電気回路で表現すれば Fig. 7 の回路となる. この回路は主巻線のみに加えた無負荷試験の等価回路となる. ただし, 鉄損を表現するため電源電圧と並列に鉄損抵抗 R_i を挿入している.

この回路から無負荷試験時の回路のインピーダンス Z_0 を求めると,

$$\begin{aligned}
 Z_0 &= \frac{\alpha(R_r R_i + \alpha) + \omega^2 \beta \{ \beta + R_i (M_m + L_2) \}}{(R_r R_i + \alpha)^2 + \omega^2 \{ \beta + R_i (M_m + L_2) \}^2} R_i \\
 &+ j\omega \frac{R_i^2 \{ \beta R_r - \alpha (M_m + L_2) \}}{(R_r R_i + \alpha)^2 + \omega^2 \{ \beta + R_i (M_m + L_2) \}^2}
 \end{aligned} \quad (11)$$

となる. ただし, $L_1 = L_m - M_m$, $L_2 = 2L_r - M_m$ であり,

$$\begin{cases} \alpha = R_m R_r - \omega^2 \{ L_1 (M_m + L_2) + M_m L_2 \} \\ \beta = R_r (M_m + L_1) + R_m (M_m + L_2) \end{cases} \quad (12)$$

ここで, 主巻線と回転子巻線との巻数比は 1:1 としているので $L_m = L_r$, よって無負荷試験の実験値と先の拘束試験の結果より M_m , L_m , R_i を求めることができる.

以上の過程より主巻線のモデルパラメータ R_m , R_r , R_i , L_m , M_m が求められた. 同様に補助巻線のための拘束試験, 無負荷試験から R_a , R_r , L_a , M_a を求めることもできるが, 対称二相巻線という前提があるため, 主巻線に対する補助巻線の巻数比 $A = 1.689$ により主巻線のパラメータから換算するものとした.

Table 3 にモデルパラメータを示す. これより磁性くさび適用時には鉄損抵抗の増大, 巻線インダクタンスの増加が生じていることがわかる.

3.3 特性算定例

モータ特性の算定は Fig. 8 に基づいて行った.

まず, 正弦波電圧印加時においてくさびが有る場合と無い場合のすべりと入出力電力の関係を示す.

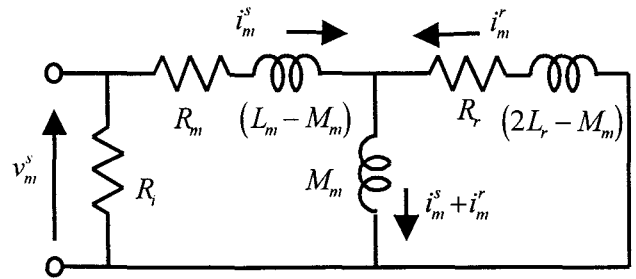


Fig. 7 Equivalent circuit for no-load test.

Table 3 Model parameters of main circuit.

	くさびA	くさびなし
R_m [Ω]	0.716	0.716
R_r [Ω]	0.956	0.938
$L_m(L_r)$ [H]	0.0692	0.0629
M_m [H]	0.0665	0.0609
R_i [Ω]	115.2	85.3

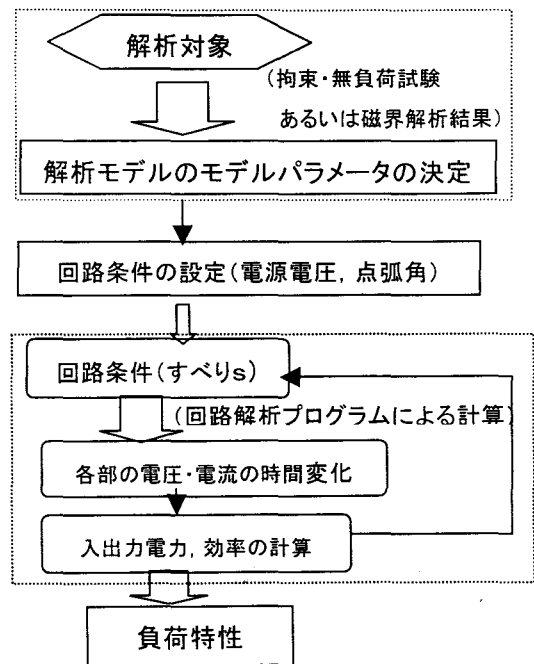


Fig. 8 Flow chart of the calculation.

Fig. 9 より計算値は実験値と良好な対応を示し, 本モデルにより磁性くさびの効果を検証可能であることがわかる.

次に位相制御を行った場合について検証する.

Fig.10 に位相制御時において, トライアック直後のモータ電圧及び全電流波形の計算値を観測波形と比較して示した. これをみると両者はほぼ一致し, 本特性算定法が位相制御時のコンデンサモータ及びトライアックの動作を正確にシミュレートしていることがわかる. なお, 一回の計算に要する時間はパ

ソコン(CPU: Intel i80486DX2 66MHz)上で、正弦波電圧印加時に約 25 秒、トライアックによる位相制御時に約 300 秒程であり、短時間で特性算定が可能であった⁽⁷⁾。

以上より本解析モデルを用いた解析は妥当であると言える。ここで、本解析モデルのモデルパラメータを解析的な手法で得ることができれば、任意の材質・寸法の誘導機の特性算定が可能となる。次節において有限要素法による磁界解析結果からのモデルパラメータの導出法について述べる。

なお、このような解析モデルはコンデンサモータだけでなく他の多相誘導電動機に対しても同様な過程により導くことができる。

4. 有限要素法を用いた磁界解析

4.1 コンデンサモータの磁界解析⁽⁸⁾

有限要素法による二次元静磁場解析を行なうものとし、Fig. 11 に示す解析モデルを設定する。

ここで固定子巻線について、Fig. 12 に主巻線の巻線配置図を、Table 4 にその巻数を示し、Fig. 13 に補助巻線の巻線配置図を、Table 5 にその巻数を示す。

解析対象となるモータは 4 極なので同じ磁束分布が 1/4 領域ごとに周期的に現れる。このため、モー

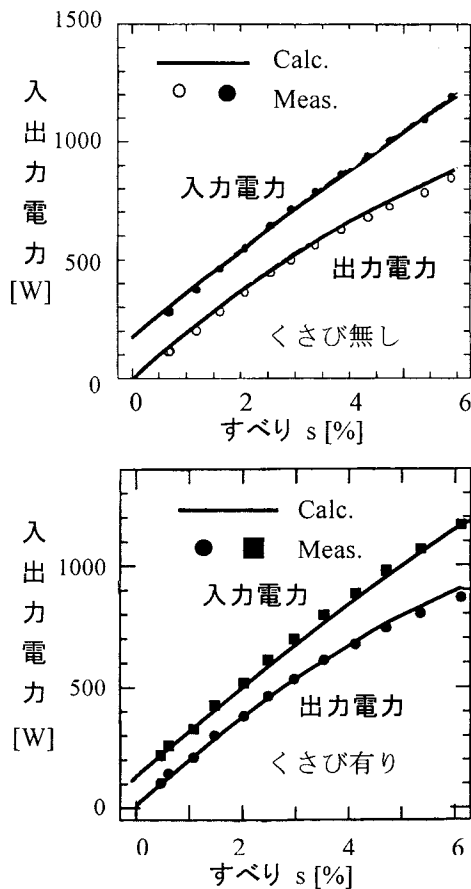


Fig.9 Load characteristics(1).

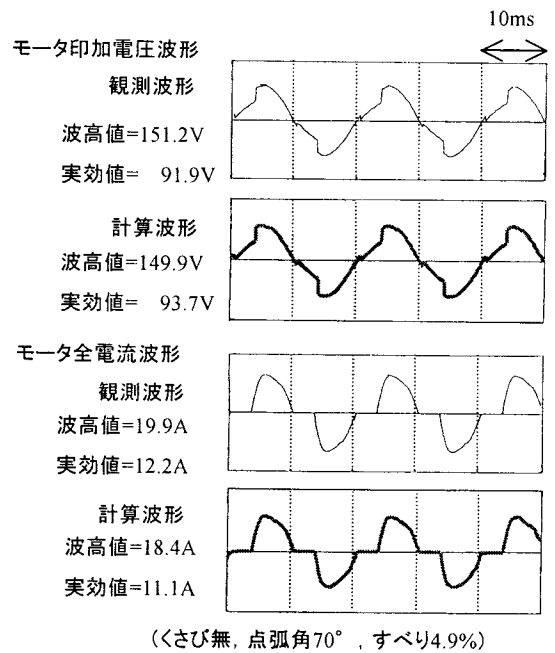


Fig. 10 Waveforms of the motor under triac control.

タ断面の 1/4 領域のみのモデルとし、X 軸と Y 軸上の節点に周期境界条件を設定した。なお、固定子鉄心の外周から磁束の漏れはないものとし、くさびの磁気飽和は考慮したものの、ケイ素鋼を使用した鉄心の磁気飽和は考慮していない。

解析モデルの要素分割の際、磁束密度の変化が激しいと予想される空隙部分は精度を増すために細かく分割し、要素の数を増やした。ここで、全体分割図を Fig. 14 に示し、その枠で囲んだ空隙部分の拡大したものを Fig. 15 に示す。解析領域での全要素数は 10150、全節点数は 5113 である。解析精度を向上させるため、空隙部分は二層に分割している。

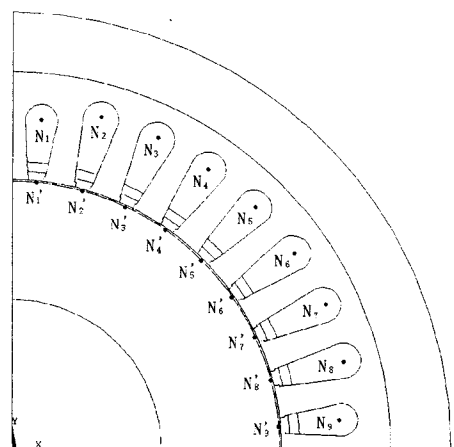


Fig. 11 Analytical model of the motor for FEM.

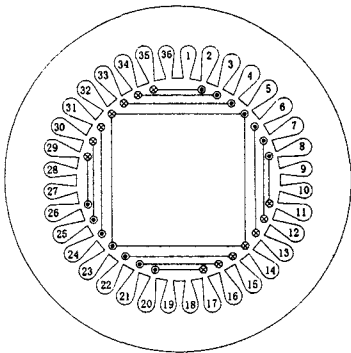


Fig. 12 Arrangement of main windings.

Table 4 Number of turns of main windings.

スロット番号	巻数 [T]	スロット番号	巻数 [T]
1~9	36	36~28	36
2~8	18	35~29	18
3~7	5	34~30	5
スロット番号	巻数 [T]	スロット番号	巻数 [T]
19~27	36	18~10	36
20~26	18	17~11	18
21~25	5	16~12	5

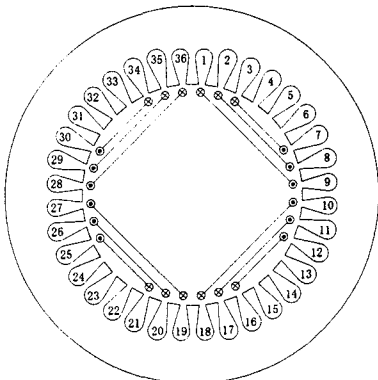


Fig. 13 Arrangement of auxiliary windings.

Table 5 Number of turns of auxiliary windings.

スロット番号	巻数 [T]	スロット番号	巻数 [T]
17~20	7	29~26	7
16~21	11	30~25	11
15~22	14	31~24	14
14~23	7	32~23	7
スロット番号	巻数 [T]	スロット番号	巻数 [T]
35~2	7	11~8	7
34~3	11	12~7	11
33~4	14	13~6	14
32~5	7	14~5	7

また本解析では、固定子スロット内の要素に各巻線電流を用いて電流密度を次のように与えた。

(電流密度)

$$= (\text{巻数} \times \text{電流}) / (\text{固定子巻線部の面積}) \quad (13)$$

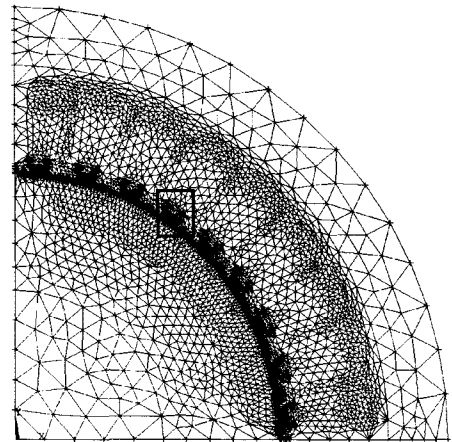


Fig. 14 Meshed model.

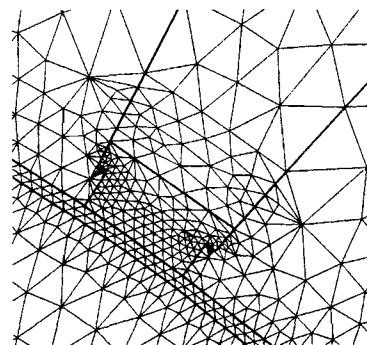


Fig. 15 Expanded view of Fig. 14.

ただし、固定子巻線部の面積は、モデルの固定子のスロット番号が 1, 9, 10, 18, 19, 27, 28, 36 では $4.39 \times 10^{-5} \text{ m}^2$ であり、それ以外では $5.75 \times 10^{-5} \text{ m}^2$ である。以上より巻線電流を与えればベクトルポテンシャル分布を求めることができる。

4.2 磁界解析結果からのモデルパラメータの導出

ここで、モデルパラメータのうち、自己インダクタンスと相互インダクタンスの算出方法を説明する。インダクタンスは有限要素法により磁界解析を行なって得られるベクトルポテンシャルを用いて次のように算定できる⁽⁹⁾。ただし、固定子スロット内の要素に与える電流は定格電流の 17.42 A とした。

自己インダクタンスについて、Fig. 11 のように固定子スロット内の巻線部分の節点を N_1, N_2, \dots, N_{36} に代表させた場合、磁界解析より得られた各節点のベクトルポテンシャルの値を A_1, A_2, \dots, A_{36} とすれば、Fig. 12 においてスロット 2~35 間の鎖交磁束量 Φ_1 は、

$$\Phi_1 = (A_2 - A_{35}) \cdot n_1 \cdot l \cdot P / a \quad (14)$$

と計算できる。ただし、 n_1 はスロット 2~35 間の巻数、 l は鉄心長、 P は磁極数、 a は並列回路数を意味する。ここでベクトルポテンシャル A_2 と A_{35} は、符号が逆で、大きさは同じなので次式のように書き

換えられる。

$$\Phi_1 = 2 \cdot A_2 \cdot n_1 \cdot l \cdot P / a \quad (15)$$

同様にして 3~34 間, 4~33 間, 5~32 間の鎖交磁束量を求めると次式が得られる。

$$\Phi_2 = 2 \cdot A_3 \cdot n_2 \cdot l \cdot P / a \quad (16)$$

$$\Phi_3 = 2 \cdot A_4 \cdot n_3 \cdot l \cdot P / a \quad (17)$$

$$\Phi_4 = 2 \cdot A_5 \cdot n_4 \cdot l \cdot P / a \quad (18)$$

したがって, 1/4 領域の磁束量は Φ_1 から Φ_4 の和になり, 固定子全領域での総鎖交磁束量 Φ は次のように求まる。

$$\Phi = 4(\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \Phi_4) \quad (19)$$

ここで総鎖交磁束量 Φ と電流 i との関係より自己インダクタンス L_m を次式のように算出できる。

$$L_m = \Phi / i \quad (20)$$

また, 相互インダクタンスについては, Fig. 11 のように固定子スロットに対してギャップを挟んだ回転子巻線の節点を $N'_1, N'_2, \dots, N'_{36}$ に代表させた場合, 固定子巻線電流により生じた磁束が回転子に鎖交する磁束量は, 先に述べた固定子の場合と同様にして計算すると,

$$\Phi'_1 = 2 \cdot A'_2 \cdot n_1 \cdot l \cdot P / a \quad (21)$$

$$\Phi'_2 = 2 \cdot A'_3 \cdot n_2 \cdot l \cdot P / a \quad (22)$$

$$\Phi'_3 = 2 \cdot A'_4 \cdot n_3 \cdot l \cdot P / a \quad (23)$$

$$\Phi'_4 = 2 \cdot A'_5 \cdot n_4 \cdot l \cdot P / a \quad (24)$$

したがって, 1/4 領域の磁束量は Φ'_1 から Φ'_4 の和になり, 固定子全領域での総鎖交磁束量 Φ' は次のように求まる。

$$\Phi' = 4(\Phi'_1 + \Phi'_2 + \Phi'_3 + \Phi'_4) \quad (25)$$

ここで総鎖交磁束量 Φ' と電流 i との関係より相互インダクタンス M_m を次式のように算出できる。

$$M_m = \Phi' / i \quad (26)$$

以上の過程より, モデルパラメータのうち $L_m(L_r)$, M_m を決定することができる。本モータにおいてはくさび無しの場合に $L_m(L_r) = 0.0554$ H, $M_m = 0.0544$ H, くさび有りの場合に $L_m(L_r) = 0.0592$ H, $M_m = 0.0574$ H となり, Table 3 に示す試験結果と同様, 磁性くさび適用によりインダクタンスが増加していることがわかる。

ここで, 固定子巻線抵抗, 2 次抵抗, 鉄損抵抗を試験結果と同じ値とした場合のモータ特性の計算例を Fig. 16 に示す。これを見ると磁界解析より導出したモデルパラメータを用いても, 試験結果より得られた計算結果と同様, 実験結果と良好な一致を示しており, 磁界解析によるモデルパラメータ導出が有効であることがわかる。

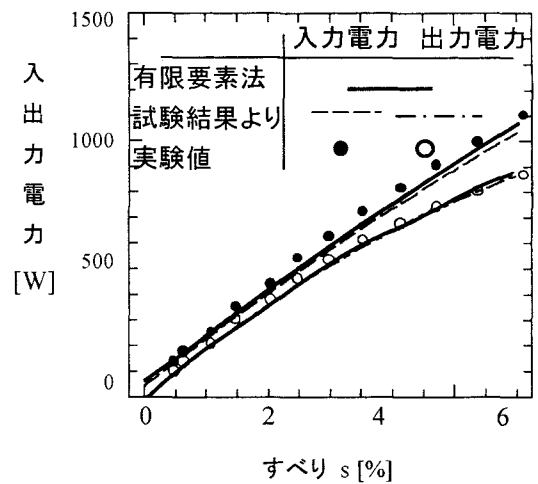


Fig. 16 Load characteristics(2).

5. おわりに

以上, 有限要素法と多巻線回転機械の一般的理論を用いた誘導電動機の解析法について述べた。

本論文で提案した解析モデルは印加電圧が非正弦波の場合でも簡便・高速で高精度の解析が可能であり, そのモデルパラメータの一部を FEM により推定できる。したがって残りのパラメータである 2 次抵抗及び鉄損抵抗の推定法を確立すれば, 鉄心の材質・寸法のみ情報から電動機特性を推定することが可能であり, 誘導電動機の設計・高効率化に有用と考えられる。

2 次抵抗及び鉄損抵抗の推定法については今後, 検討を行う予定である。

参考文献

- (1) 資源エネルギー庁(1997): 電力需給概要
- (2) OHM(1998): オーム社, 1998 年 4 月号, pp.32-35.
- (3) 開道, 溝上, 藤倉, 永井, 本田, 山崎(2000): 日本応用磁気学会誌, Vol. 24, pp.819-822.
- (4) Kaga, A., Anazawa, Y. and Tajima, K.(1992): IEEE Trans. Magn., Vol. 28, No. 5, pp. 2994-2996.
- (5) 尾崎(1978): 電気学会論文誌, Vol. 98B-2, pp.147-153.
- (6) 穴山(1997): エネルギー変換工学基礎論, pp.177-224, 丸善株式会社.
- (7) 田島, 穴澤, 小向(1997): 電気学会回転機研究会資料, RM-97-91.
- (8) 常本, 田島, 小向(1999): 電気学会回転機研究会資料, RM-99-97.
- (9) 伊藤, 奥田, 高橋, 宮田(1979): 電気学会論文誌, Vol. 99B-6, pp.41-48.