

コンデンサモータにおける磁性くさびの材質選定に関する検討

A consideration for choice of magnetic wedge in capacitor motor

○常本徹志, 田島克文, 小向敏彦

○Tetsushi Tsunemoto, Katsubumi Tajima, Toshihiko Komukai

秋田大学

Akita University

キーワード: コンデンサモータ (capacitor motor), 有限要素法 (finite element method)
磁性くさび (magnetic wedge), 歯脈動損 (pulsating loss for tooth),
PSPICE (PSPICE)

連絡先: 〒010-8502 秋田県秋田市手形学園町 1-1 秋田大学工学資源学部 電気電子工学科
常本徹志, Tel: (018) 889-2337, E-mail: m7098100@ipc.akita-u.ac.jp

1.はじめに

家庭電化の普及, 小規模工業の進展などに伴って, 商用電源で手軽に運転できるコンデンサモータは民生用から工業用まで幅広く使用されている。

このコンデンサモータの固定子溝開口部に磁性くさびを打ち込むと, 溝部での空隙磁束密度分布の脈動が減少され, その結果として鉄損が減少することが知られている。しかしながら, 鉄損とくさび材質の磁気特性との定量的な関係は未だ明確ではなく, 解析的手法による磁性くさびの選定法は確立されていないのが現状である。

本稿では, 鉄損の中で特に歯脈動損に着目し, くさび材質の磁気特性からの推定手法について提案するとともに, くさび材質の選定について検討を行ったので報告する。

2.コンデンサモータの基本特性

コンデンサモータは補助巻線に直列にコンデンサを接続して始動または運転を行う, 広義の分相始動型誘導電動機である。図 1 にコンデンサモータ内の回路を示す。この回路からも分かるように, 主巻線電流と補助巻線電流に位相差が生じ, 二相機として動作する。

供試モータの諸元を表 1 に示す。本稿では 50[Hz], 100[V]の商用電源を使用した。

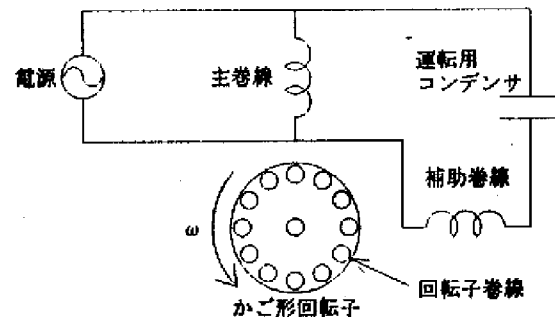


図 1 : コンデンサモータの基本回路図

表 1 : 供試モータの諸元

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[μF]	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	

磁性くさびは図 2 に示すような構造であり、これを固定子溝開口部打ち込んで巻線を固定するとともに空隙磁束密度の脈動を低減し、結果として鉄損特に歯脈動損を減少させる効果がある。本稿で用いたくさびの寸法は $a=2.05\text{mm}$, $b=3.2\text{mm}$, $d=1.4\text{mm}$, $l=90\text{mm}$ である。

また、図 3 に本解析に用いた試作くさびの磁気特性を示す。従来、図に挙げたくさび A, B, C の三種類について、実験的な検討を行ってきた。表 2 にその実験により得られた鉄損の値を示す。これより飽和磁束密度はくさび C, A, B の順で値が大きく鉄損もこの順で大きくなることが言える。そこで本解析でもくさびなしをあわせて 4 通りで行う。

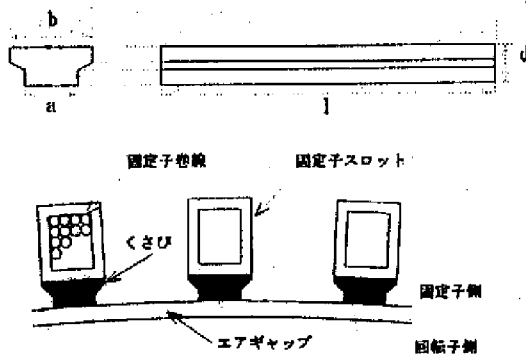


図 2 : 固定子溝開口部に対するくさびの打ち込み

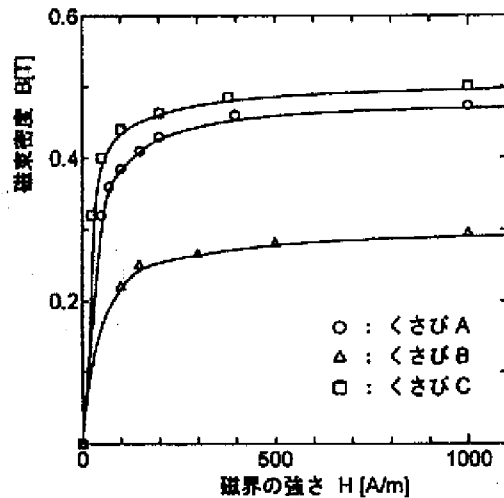


図 3 : 試作くさびの磁気特性

表 2 : 各くさび適用による鉄損の値

	くさび A	くさび B	くさび C	くさびなし
鉄損 W_i [W]	29.54	33.61	28.49	43.51

3. コンデンサモータの特性算定法

3.1 コンデンサモータの等価回路モデル

田島氏等は先に、コンデンサモータの等価電気回路モデルを用いた動作解析法を提案した²⁾。この電気回路モデルは図 4 のように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し、その等価回路から多相巻線回転機械の一般的理論³⁾を用いて回路方程式を導き、これにより電気回路モデルに置き換えたものである。ただし、図においてかご形回転子を等価な二相巻線に置き換えている。図 5 に電気回路モデルを示す。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、 $(1-s)\omega$ は回転子の角速度である。さらに鉄損の影響も考慮するために鉄損抵抗 R_f も導入している。モデル導出の詳細に関しては、参考文献を参照されたい。

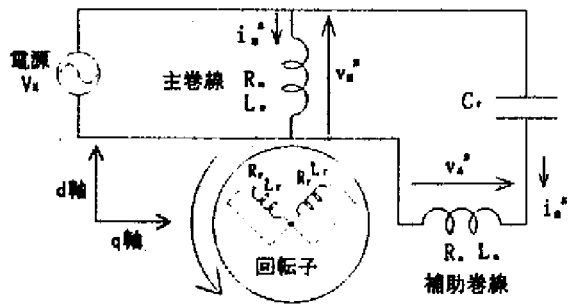


図4：コンデンサモータの等価回路

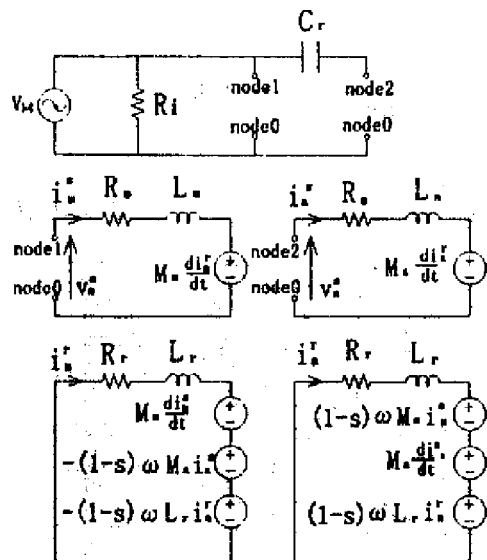


図5：コンデンサモータと等価な電気回路モデル

電気回路モデルにおいて各回路パラメータが与えられればモータの特性算定が可能である。本モデルは(1)非正弦波印加時の解析が可能、(2)SPICEなど市販の回路シミュレータを用いて簡単に計算が出来る。

表3に試作くさび適用時における回路パラメータを示す。このパラメータは、従来試作くさびを用いて実際に拘束試験・無負荷試験を行なって決定した²⁾。これより明らかに磁性くさびの打ち込みによる効果は、回路パラメータ、特に L_m 、 M_m 、 R_i の変化として表われることが分かる。

ここでくさびAについてモータの特性算定を行なった例として図6に負荷特性を示す。これより算定結果は実験値と良好な対

応を示していることから、くさびによる効果を検証可能であることが言える

表3：回路パラメータ

	くさびA	くさびB	くさびC	くさびなし
R_m [Ω]	0.716	0.716	0.716	0.716
R_r [Ω]	0.956	0.953	0.908	0.938
$L_m(L_r)$ [H]	0.0692	0.0652	0.0669	0.0629
M_m [H]	0.0665	0.0829	0.0641	0.0609
R_i [Ω]	115.193	96.266	111.742	85.296

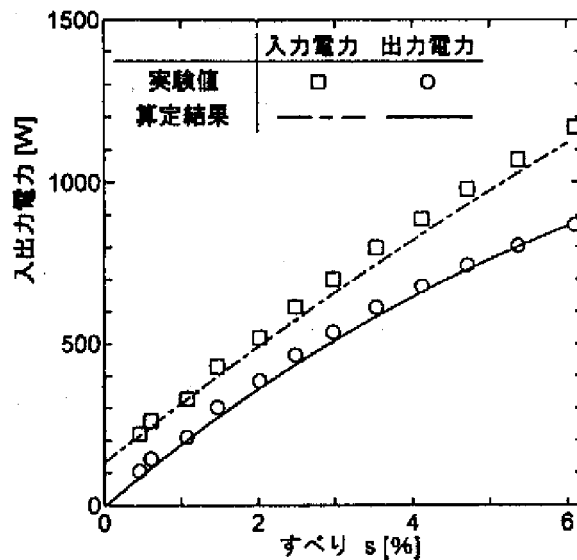


図6：すべりと入出力電力の関係 (くさびA)

したがって解析的手法により任意のくさび材質から回路パラメータを算出できればくさび材質による特性改善効果を解析のみで評価できることになる。

そこで、著者等はくさび材質により影響を受ける自己インダクタンス L_m と相互インダクタンス M_m を有限要素法を用いてそのパラメータを決定するものとした。

3.2 有限要素法を用いた磁界解析

コンデンサモータの鉄心断面の解析するため、有限要素法による二次元静磁場解析を行うこととし、図7に示すような解析モデルを設定する。各部の寸法は、対象となるモータの諸元と同一とした。

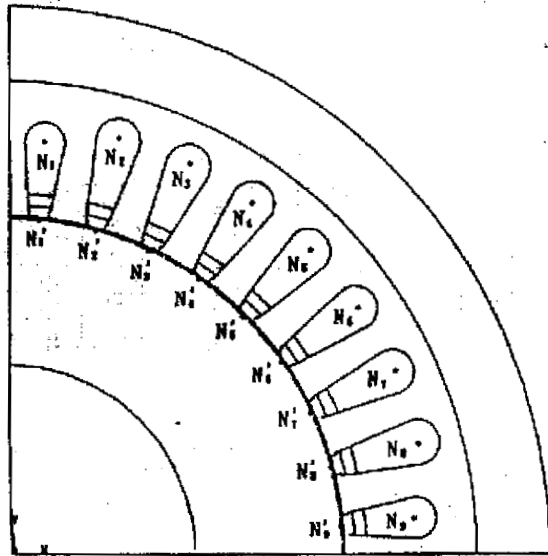


図 7 : 解析モデル

ここで固定子巻線について、図 8 に主巻線の巻線図を、表 4 にその巻数を示し、図 9 に補助巻線の巻線図を、表 5 にその巻数を示す。

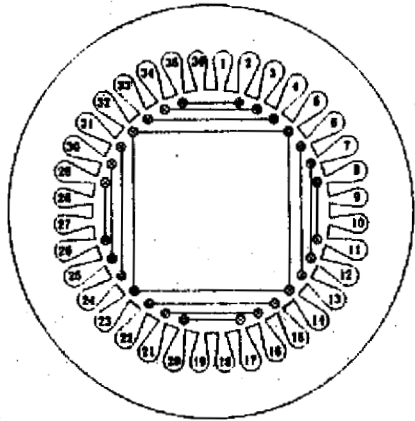


図 8 : 主巻線図

表 4 : 主巻線の各スロット間の巻数

スロット番号	巻数 [T]	スロット番号	巻数 [T]
17~20	7	29~28	7
18~21	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

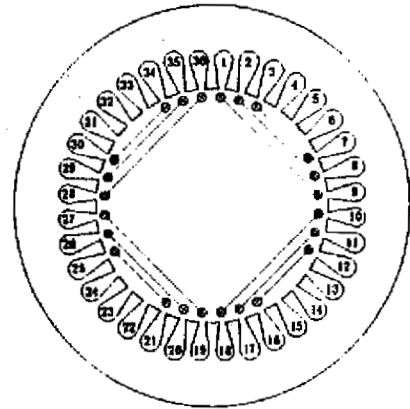


図 9 : 補助巻線図

表 5 : 主巻線の各スロット間の巻数

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

本解析は四極回転機なので同じ磁束分布が 1/4 領域ごとに周期的に現れるためモータ断面の 1/4 領域だけのモデルとなり、X 軸と Y 軸上と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ているが、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設定について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、全体分割図を図 10 に示し、その枠で囲んだ空隙部分の拡大したものを図 11 に示す。解析領域での全要素数は 10150、全節点数は 5113 である。図 11 のように空隙部分を二層に分割した。

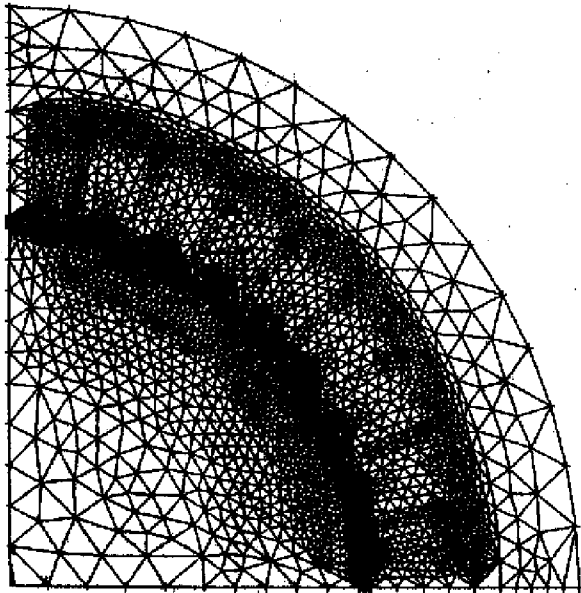


図 10 : 全体分割図

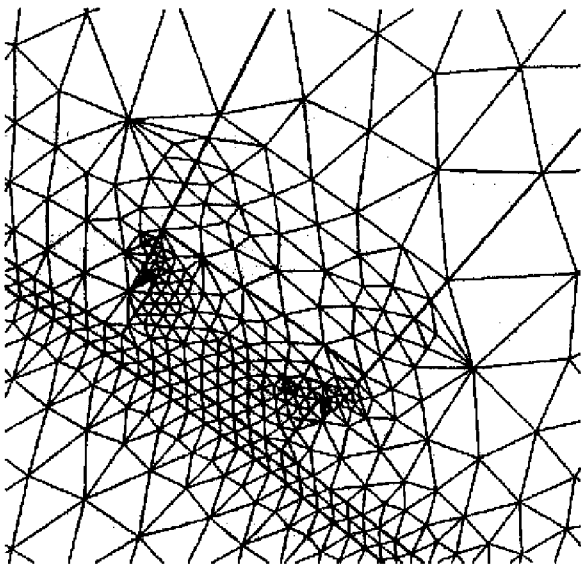


図 11 : 空隙部分の拡大図

また本解析では、固定子スロット内の要素に電流密度を設定するが、各巻線に流れる電流より電流密度は次のように与えられる。

(電流密度)

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

(1)

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 $4.39 \times 10^{-5} [m^2]$ であり、それ以外では $5.75 \times 10^{-5} [m^2]$ である。

ここで、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⁴⁾。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 $17.82 [A]$ とした。

自己インダクタンスについて、図 6 のように固定子スロット内の巻線の位置の節点を N_1, N_2, \dots, N_{36} に代表させた場合、磁界解析して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} とするとスロット 2 ~ 35 間の鎖交磁束量 Φ_1 は

$$\Phi_1 = (A_2 - A_{35}) \cdot n_1 \cdot l \cdot P / a \quad (2)$$

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。

$$\Phi_1 = 2 \cdot A_2 \cdot n_1 \cdot l \cdot P / a \quad (3)$$

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。

$$\Phi_2 = 2 \cdot A_3 \cdot n_2 \cdot l \cdot P / a \quad (4)$$

$$\Phi_3 = 2 \cdot A_4 \cdot n_3 \cdot l \cdot P / a \quad (5)$$

$$\Phi_4 = 2 \cdot A_5 \cdot n_4 \cdot l \cdot P / a \quad (6)$$

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。

$$\Phi = 4(\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \Phi_4) \quad (6)$$

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。

$$L_m = \Phi / i \quad (7)$$

また、相互インダクタンスについては、図 6 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上の位置の節点を $N'_1, N'_2, \dots, N'_{36}$ 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

$$\Phi'_1 = 2 \cdot A'_2 \cdot n_1 \cdot l \cdot P / a \quad (8)$$

$$\Phi'_2 = 2 \cdot A'_3 \cdot n_2 \cdot l \cdot P / a \quad (9)$$

$$\Phi'_3 = 2 \cdot A'_4 \cdot n_3 \cdot l \cdot P / a \quad (10)$$

$$\Phi'_4 = 2 \cdot A'_5 \cdot n_4 \cdot l \cdot P / a \quad (11)$$

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。

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

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。

$$M_m = \Phi' / i \quad (12)$$

以上のようにくさび材質による回路パラメータ L_m 、 M_m を決定することが可能である。ここでくさび A について回路パラメータを決定し、その特性算定例を図 1 2 に示す。これを見ると有限要素法により磁界解析を行なって求めた回路パラメータを用いても実験結果と同様の傾向を示すことがわかる。

したがって、有限要素法を用いた磁界解析によるくさび材質と回路パラメータの関係を明確にすることでくさびの選定が可能であると考えられる。しかしながら、鉄損抵抗 R_f について、くさび材質によるその変化のメカニズムが明確ではなく、実際に試験を行って決定していたため、これまでは解析的手法による算定法は提案されていない。そこで本稿では、鉄損をくさび材質の磁気特性から推定する手法を提案する。図 1 3 にくさび材質による鉄損の推定手法の流れを示す。

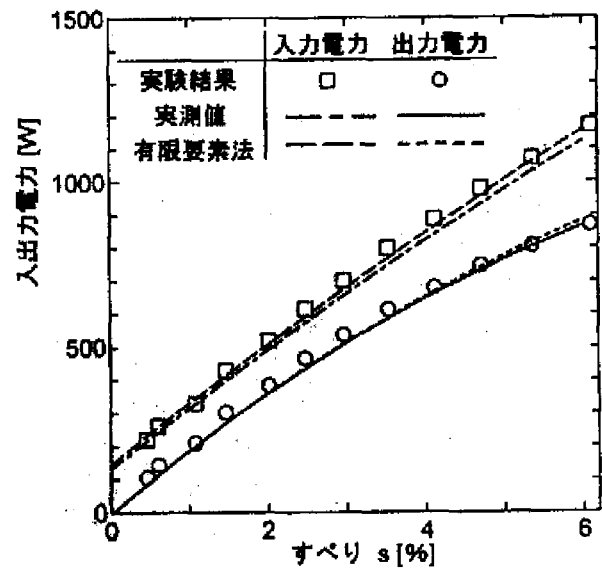


図 1 2 : すべりと入出力電力の関係 (くさび A)

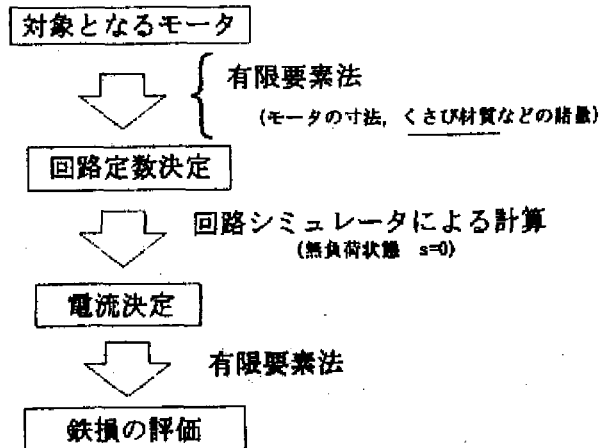


図 1 3 : 鉄損算定の流れ図

4. 鉄損の評価方法

本解析は鉄損を解析的手法により算定することとし、鉄損の中の歯脈動損に注目した。歯脈動損とは、空隙磁束密度分布の脈動により、回転子表面に渦電流発生し、これにより生じる損失のことである。そこで本稿では、有限要素法により磁界解析を行なって、空隙磁束密度分布を求め、回転子表面の誘起電圧を算定し、これより歯脈動損を推定するものとした。

まず、固定子巻線電流より回転子が動いている状態として解析を行う。そこで本解析では回路シミュレータを用いて無負荷状

態 ($s=0$) での運転時における主巻線及び補助巻線電流の一周期分を算出し、これを巻線に流れる電流として設定する。ただし図 1 4 に示すように一周期を分割し、その時々々の瞬時値を与えた。

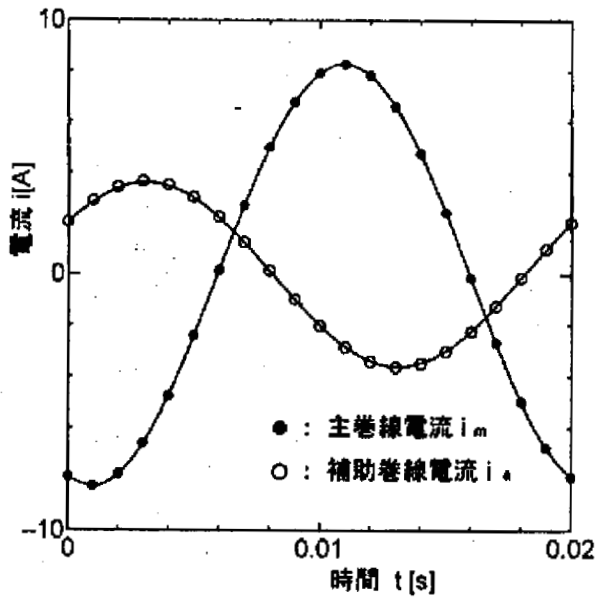


図 1 4 : 主巻線と補助巻線の電流波形
(くさび A)

次に歯脈動損の推定方法について説明する。図 1 5 に示すような回転子表面のある領域を囲む形で、一巻のコイルを仮想し、これを一つの閉回路 C とする。この閉回路 C に鎖交する磁束数は、図 1 6 のように回転子が回転するのに伴って、空隙磁束密度分布の脈動より変化するため、誘起される電圧を算出することができる。ただし、回転子表面の領域幅 A は解析の精度に支障をきたさない程度とするため回転子スロット間の距離に設定した。

次いで、この電圧の実効値をモータの電源電圧の一周期で平均し、この値 E_w を歯脈動損と評価する指標とした。

かご形回転子

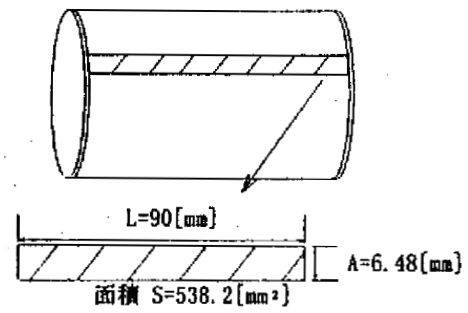


図 1 5 : 回転子表面の一部の領域

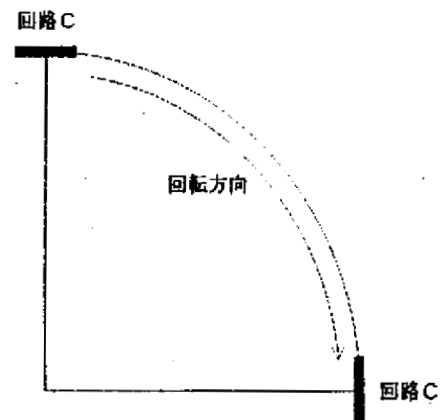


図 1 6 : 回転子表面上の閉回路 C の移動

ここで、表 6 及び図 1 7 に試作くさび A, B, C 及びくさびなしについて歯脈動損の変化を回転子表面の誘起電圧 E_w を二乗して算定した結果を示す。二乗としたのは総鉄損中の歯脈動損が電圧の二乗に比例すると考えたためである。これよりくさび C のように飽和磁束密度が大きいほど E_w^2 の値がより低減されていることが分かる。また E_w^2 と鉄損との間には次の関係式があることが言える。

$$W_l = 366.3 E_w^2 + 23.11 \quad (13)$$

上式は実際の試作くさびの実験結果から得られた鉄損値を用いているので、これにより任意のくさび材質による鉄損について算定可能である。

表 6 : E_w^2 と鉄損の値

	鉄損 W_i [W]	E_w^2
くさび A	29.54	0.01981
くさび B	33.61	0.02686
くさび C	28.49	0.01404
くさび なし	43.51	0.05595

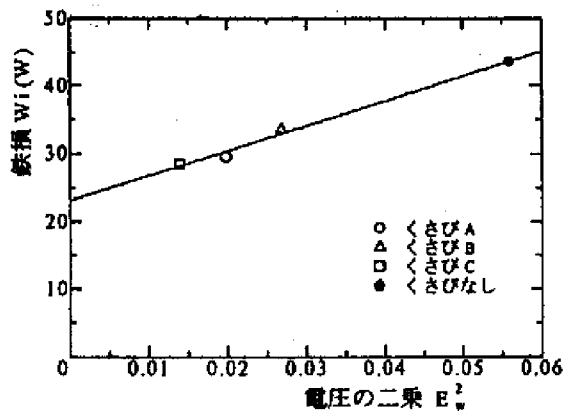


図 17 : E_w^2 と鉄損の関係

5. 磁性くさびの材質選定

くさび材質については、これまで3種類の試作くさびを用いて検討を行ってきたが、本手法により任意のくさび材質の選定が可能であるので、磁気特性を変えて解析を行う。前章ではくさび C のようなくさび材質の飽和磁束密度が大きいほど鉄損の低減効果が大きくなることが分かった。そこで、図 18 に示すように特に飽和磁束密度がを種々変化させて解析を行うこととし、M1 から M5 までの5種類を与えた。

ここで電気回路モデルに与える回路パラメータについて、くさび材質を変化で大きく影響を受けると考えられる自己インダクタンスと相互インダクタンスを3章で述べた方法で算定できるが、他のパラメータについて次のように考慮する。

固定子・主巻線の巻線抵抗については供試モータと同一のものを用いることとし、

$R_m = 0.716(\Omega)$ とした。また、回転子巻線の巻線抵抗はくさびなしにおける値 $R_r = 0.938[\Omega]$ としてくさびによる変化はないものとした。

以上の要領で回路パラメータを決定し、今回提案したくさび材質について鉄損を評価する。

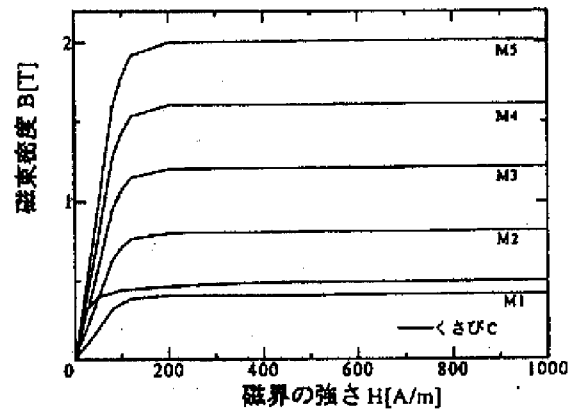


図 18 : 磁気特性

6. 算定結果

まず、各磁化特性における本手法によって算出した E_w^2 と鉄損を表 7 及び図 19 に示す。これより飽和磁束密度が大きいほど鉄損が低減されるものの、その低減量は小さくほぼ変わらないことがわかる。したがってくさび材質の飽和磁束密度を高めても大きな鉄損低減効果は得られないので試作くさび C ほどの特性を持っていれば十分な鉄損低減効果が得られるといえる。

ここで表 8 に各くさび材質について有限要素法を用いて磁界解析により得られた自己インダクタンス及び相互インダクタンスを示す。これを見るとくさび材質の飽和磁束密度が大きいほど自己インダクタンスは大きくなるが、相互インダクタンスはほぼ変わらず M5 については小さくなっている。これについては磁性くさびの打ち込みによって固定子から回転子に鎖交する磁束数が減っていると考えられる。

表7: E_w^2 と鉄損の値

磁化特性	E_w^2	鉄損 W_i [W]
M1	0.01358	28.09
M2	0.01152	27.33
M3	0.01121	27.21
M4	0.01096	27.13
M5	0.01076	27.05

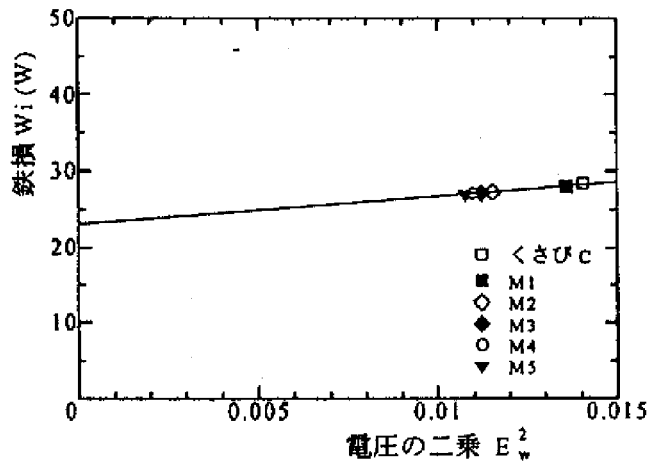


図19: E_w^2 と鉄損の関係

表8: 各くさび材質における

自己及び相互インダクタンス

磁化特性	L_m [H]	M_m [H]
M1	0.06971	0.06561
M2	0.07071	0.06576
M3	0.07168	0.06587
M4	0.07261	0.06592
M5	0.07341	0.06588

7.おわりに

以上、有限要素法などの解析的手法を用いた鉄損の評価法を提案するとともに、本手法を用いることでくさび材質の選定が可能であることを述べた。

今後、くさび材質による二次抵抗と鉄損抵抗を考慮して、最適なくさび材質の選定を行う予定である。

参考文献

- 1) 伊藤正人, 佐藤勝, 酒井知, 田島克文, 加賀昭夫: フェライト磁性くさびによるコンデンサモータの損失効果, 電気関係学会東北支部連合大会講演論文集, 1H3, (1994)
- 2) 田島克文, 穴澤義久, 小向敏彦: 回路解析プログラム用いたコンデンサモータの一特性算定法, 回転機研究会資料 RM-97-91, 61/66(1997)
- 3) 穴山武: エネルギー変換工学基礎論, 177/224, 丸善株式会社(1977)
- 4) 中田高義, 高橋則雄: 電気工学の有限要素法, 148/151, 森北出版(1982)