

コンデンサモータにおける磁性くさびによる鉄損低減機構について

Mechanism of decreasing iron loss for an capacitor motor with the ferrite magnetic wedges

○宮路剛, 田島克文, 谷口敏幸

○Tsuyoshi Miyaji, Katsubumi Tajima, Toshiyuki Taniguchi

秋田大学

Akita University

キーワード: コンデンサモータ (capacitor motor), 磁性くさび (magnetic wedge),
歯脈動損 (pulsating loss for tooth), 鉄損低減効果 (decreasing effect of iron loss),
有限要素法 (finite element method)

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
宮路 剛 Tel: (018) 889-2337, E-mail: m7001107@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. その一方, 近年の電力消費量は増大の傾向にあり, 回転機の分野においてもエネルギー効率の向上を図る必要性が指摘されている.

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抑制され, 歯脈動損の減少による鉄損低減効果を示すことが知られている¹⁾. また, このような改善効果は, コンデンサモータに適用するくさび材質の飽和磁束密度が高いほど効果があることが明らかになっている. しかしながら, くさび材質の磁気特性と鉄損との定量的な関係はいまだ明確ではなく, くさび材質の選定法は確立されていない.

これに対し常本氏等は, 鉄損の中でも特に歯脈動損に着目し, くさび材質から鉄損を推定する手法を提案した^{2) 3)}. 本法において鉄損は,

回転子表面に想定した仮想コイルに誘起される電圧の実効値から推定していた.

ここで, 空隙磁束密度分布の脈動は, 固定子スロットの存在が原因と考えられるため, 歯脈動損は固定子スロット数と関係のある特定の調波成分と関係があると予想される. 本稿では, 仮想コイルの誘起電圧を調波解析し, 鉄損と固定子スロット数及びくさび材質の飽和磁束密度との関係を考察したので報告する.

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分相始動型誘導電動機である. 図1にコンデンサモータの基本回路を示す. また, 供試モータの諸元を表1に示す. 本稿では50[Hz], 100[V]の商用電源を使用するものとした.

磁性くさびは図2に示すような構造である. 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。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。

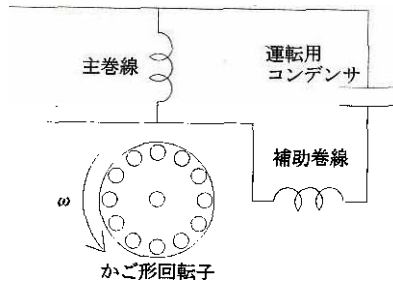


図1：コンデンサモータの基本回路図

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	

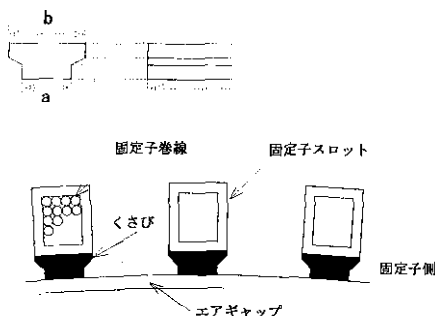


図2：固定子溝開口部に対する
くさびの打ち込み

また、図3に解析に用いた試作くさびの磁気特性を示す。材質には加工の容易さを考慮し、ソフトフェライを使用するものとした。飽和磁束密度はくさびC, A, Bの順で値が大きい。表2に実験により得られた、正弦波定格電圧印加時で無負荷の場合での鉄損の値を示す。これ

より飽和磁束密度が高いほど鉄損低減効果が大きいことがわかる。

500
磁界の強さ H [A/m]

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
(実験値)

	くさび A	くさび B	くさび C	くさびなし
鉄損 W_i (W)	84.1	99.5	85.2	115
飽和磁束密度 B (T)	0.47	0.28	0.51	

3. コンデンサモータの解析モデル

田島氏等は先に、等価電気回路モデルを用いたコンデンサモータの動作解析法を提案した⁴⁾。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より回路方程式を導き、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、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_i も導入している。

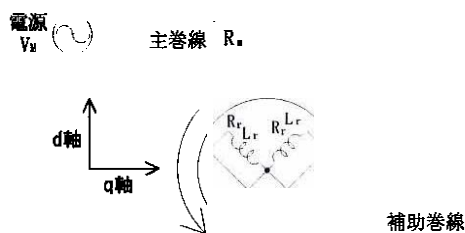


図4：コンデンサモータの等価回路

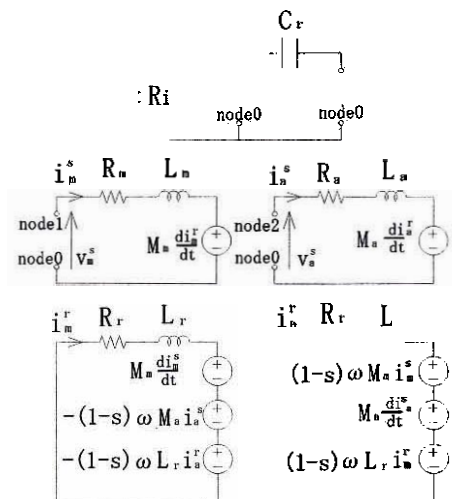


図5：コンデンサモータと

等価な電気回路モデル

この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コンデンサモータの特性算定が可能となる。各回路パラメータは、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⁴⁾。各回路パラメータを表3に示す。ここで特性算定例として、くさびAについてのすべりと入出力電力の関係を図6に示す。図より算定結果は実験値と良好な対応を示し、くさびによる効果を検証可能であることがわかる。

したがって数値解析的な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。次節において田島氏等の提案した、有限要素法による磁界解析結果からの回路パラメータの導出法⁴⁾について述べる。

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
Rm [Ω]	0.716	0.716	0.716	0.716
Rr [Ω]	0.956	0.953	0.908	0.938
Lm(Lr) [H]	0.0692	0.0652	0.0669	0.0629
Mm [H]	0.0665	0.0629	0.0641	0.0609
Ri [Ω]	115.193	96.266	111.742	85.296

すべり s [%]⁴

図6：すべりと入出力電力の関係（くさびA）

4. 有限要素法を用いた磁界解析

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。また、空気などの比磁性体を構成する要素は、比透磁率 $\mu_s = 1$ 。固定子や回転子鉄心を構成する要素は $\mu_s = 1000$ と設定する。また、くさびの磁気飽和を考慮して非線形解析を行う。

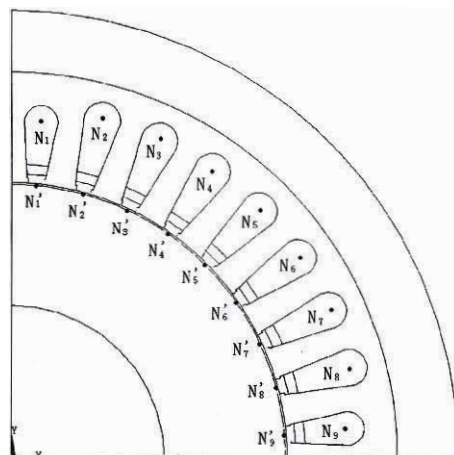


図7：解析モデル

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。

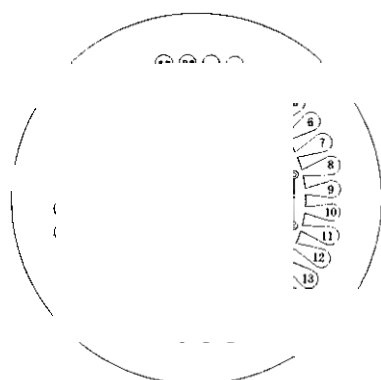


図8：主巻線図

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	11~8	7
16~21	11	12~7	11
15~22	14	13~6	14
14~23	7	14~5	7
35~2	7		
34~3	11		
33~4	14		
32~5	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
19~27	36	18~10	36
20~26	18	17~11	18
21~25	5	16~12	5

解析の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ためモータ断面の1/4領域のみのモデルとし、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、要素の数を増やしている。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。

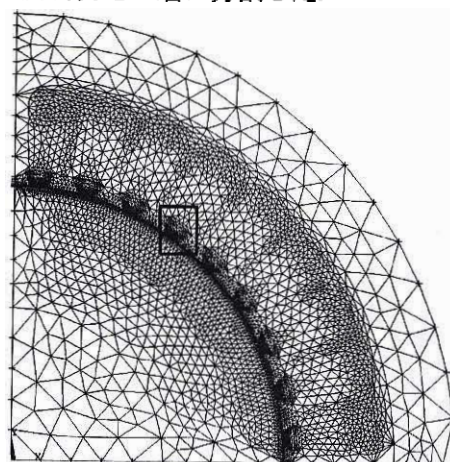


図10：全体分割図

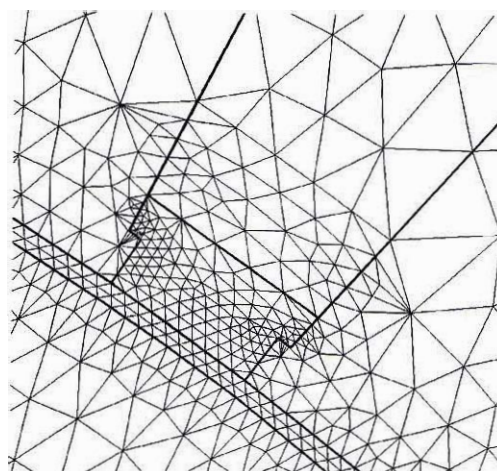


図11：空隙部分の拡大図

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)

$$=(\text{巻数} \times \text{電流}) / (\text{固定子巻線部の面積}) \quad (1)$$

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。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。

ここで、各回路パラメータのうち自己インダクタンス L_m と相互インダクタンス M_m 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⁵⁾。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 7 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。

$$\Phi_2 = 2 \cdot A_3 \cdot n_2 \cdot l \cdot P / a$$

$$\Phi_3 = 2 \cdot A_4 \cdot n_3 \cdot l \cdot P / a$$

$$\Phi_4 = 2 \cdot A_5 \cdot n_4 \cdot l \cdot P / a$$

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 7 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。

5. 鉄損の評価方法

常本氏等は、有限要素法による磁界解析を行なって空隙磁束密度分布を求め、そこから回転子表面の仮想コイルに誘起される電圧を算定し、これより歯脈動損を推定する方法を提案した^{2) 3)}。以下にその方法を述べる。

歯脈動損は、空隙磁束密度の脈動により回転子表面に生じる渦電流によって発生する損失である。そこで、図12に示すような回転子表面のある領域を囲む形で一卷のコイルを仮想し、これを一つの閉回路Cと考える。この閉回路Cに鎖交する磁束数は、図13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、誘起電圧を得る。ただし、回転子表面の領域幅Aは回転子スロット間の距離に設定した。

かご形回転子

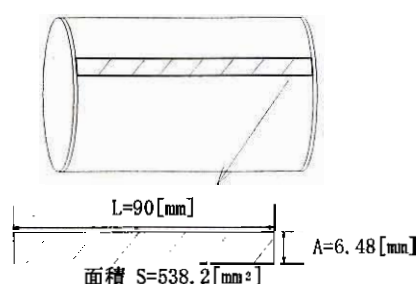


図12: 回転子表面の一部の領域

回路C



回転方向

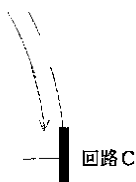


図13: 回転子表面上の閉回路Cの移動

以上の考えに基づき、コンデンサモータ駆動時における歯脈動損を推定する。ここで、

- ①無負荷状態 ($s=0$) で、同期速度で回転しているものとする。
- ②主巻線及び補助巻線に与える電流は、前述の電気回路モデル（鉄損は除く）により一周期分を算出する。

③巻き線電流は刻々と変化するので、図14に示すように一周期を20分割し、その時々瞬時値を与える。

とし、このときの誘起電圧の実効値をモータの電源電圧の一周期で平均した値 E_w を歯脈動損を評価する指標とした。

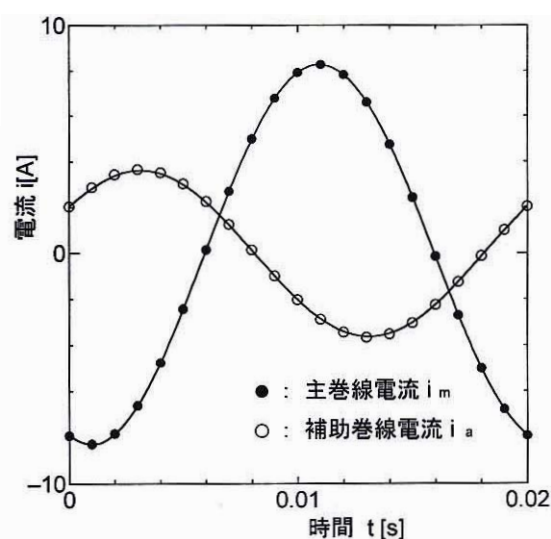


図14: 主巻線と補助巻線の電流波形
(くさびA)

ここで、表6及び図15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わかる。

$$W_i = 983 E_w^2 + 66.7 \quad (13)$$

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	84.1	0.0209
くさび B	99.5	0.0273
くさび C	85.2	0.0188
くさび なし	115	0.0491

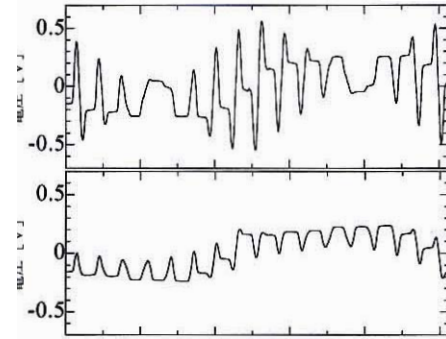


図16 : 誘起電圧波形 (一周期)
(上 : くさびなし, 下 : くさびA)

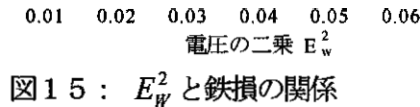


図15 : E_w^2 と鉄損の関係

6. 仮想コイル誘起電圧の調波解析

空隙磁束密度分布の脈動は、固定子スロットの存在が原因と考えられるため、歯脈動損は固定子スロット数と関係のある特定の調波成分と関係があると予想される。図16は磁性くさびなしの場合と有りの場合の仮想コイルに誘起される電圧の波形である。同図よりくさびのあるなしで特定の高調波の変動が大きいことがわかる。

そこで、仮想コイルに誘起される電圧をフーリエ級数展開により調波解析をした。解析に用いたコンデンサモータは、電気角 $0 \sim 2\pi$ [rad] に対し固定子スロットが18個存在する。したがって円周方向の磁束密度分布は、その18倍の周波数のパーミアンス分布によって変調されると考えれば、基本周波数成分のほかに第 $(18n \pm 1)$ 次高調波成分が顕著に現れると予想される。結果は図17の通りで、基本波そして第 $(18n \pm 1)$ 次高調波成分が顕著に現れる事が確認された。

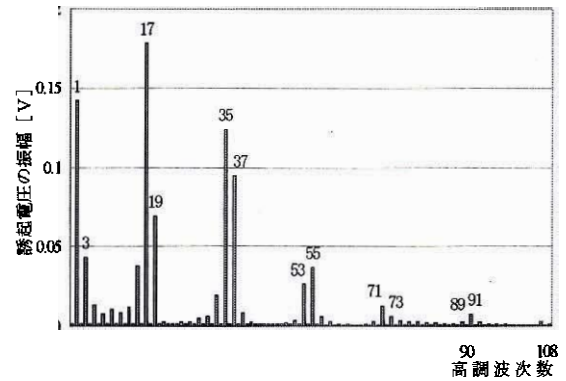


図17 : 周波数スペクトル (くさびなし)

ここで、誘起電圧の基本波、第17, 19次高調波成分ごとの実効値の2乗をそれぞれ E_1^2 , E_{17}^2 , E_{19}^2 とすると、くさび材質の飽和磁束密度 B_s と E_1^2 , E_{17}^2 , E_{19}^2 との関係は図18に示すようになる。図より、飽和磁束密度の高い磁性くさびを用いると第17, 19次高調波成分が減少すること、また回転磁界を形成する基本波成分はほぼ一定であることがわかる。このことを鉄損との関係でみる。誘起電圧の実効値の2乗 E_w^2 、基本波成分を除いた実効値の2乗 E_h^2 と鉄損 W_i の関係を図19に示す。同図より、歯脈動損を含む鉄損と E_w^2 , E_h^2 は比例関係にあることがわかる。また飽和磁束密度を高めると高調波成分に起因する歯脈動損がほぼ0になることがわかる。

参考文献

- 1) 加賀昭夫, 穴澤義久, 赤上陽出男: フェライト磁性くさびによるコンデンサモータ特性への効果, 回轉機研究会資料 RM-86-56, (1986)
- 2) 常本徹志, 田島克文, 小向敏彦: 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, 計測自動制御学会東北支部第 183 回研究集会 138-2, (1999)
- 3) 常本徹志, 田島克文, 小向敏彦: コンデンサモータにおける磁性くさびの鉄損低減効果に関する検討, 電気学会回轉機研究会資料, RM-99-97, (1999)
- 4) 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, 回轉機研究会資料 RM-97-91, (1997)
- 5) 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)

図 18 : 飽和磁束密度 B_s と E_1^2 , E_{17}^2 , E_{19}^2 との関係

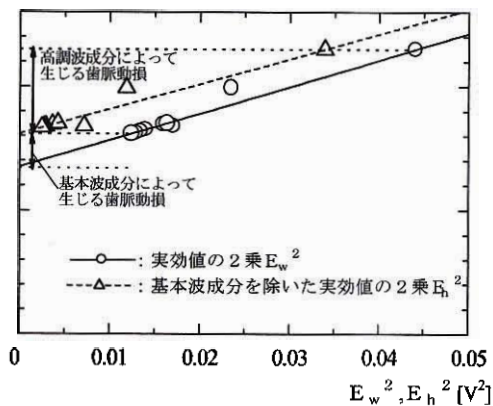


図 19 : E_w^2 , E_h^2 と鉄損 W_i の関係

7. まとめ

調波解析により, 仮想コイルに誘起される電圧には, 固定子スロット数と関係のある特定の調波成分が特に多く含まれることが確認できた. また, 磁性くさびによって低減されるのは高調波成分による歯脈動損だけであり, 回轉磁界を形成する基本波成分を損なうことなく鉄損の低減が可能であると考えられる.