

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—その 2—
Mechanism of decreasing iron loss for a capacitor motor with the ferrite magnetic wedges
— second report —

○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), ANSYS, 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

宮路 剛 Tel: (018) 889-2337, E-mail: m8001107@ipc.akita-u.ac.jp

1. はじめに

近年, 地球温暖化問題対策として CO₂ 排出量の抑制が検討されている。しかし, その一方で電力消費量は増大の傾向にある。特に回転機の電力消費量は我が国の全電力消費量の 50% 以上を占めているため, 大型回転機のみならず小型回転機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⁽⁷⁾。

本論文でとりあげたコンデンサモータは商用電源で手軽に運転できるという特徴を有しており, 家庭電化の普及, 小規模工業の進展などに伴って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効率改善の方法として, トライアックによる電圧制御や固定子溝開口部への磁性くさび適用による鉄損の低減などがある^{(1)~(6)}。このうち, 磁性くさびの固定子溝開口部への適用は, 溝部での空隙磁束密度分布の脈動を抑制し, その結果として鉄損, 特に歯脈動損を減少させるものである。

この歯脈動損低減効果はくさび材質の磁気特性に依存するが^{(1), (2)}, 材質の選定は試作くさびによる実験的な検討に留まり, 解析的な手

法による, くさび材質の磁気特性と歯脈動損低減効果との定量的な関係を明らかにすることが望まれていた。

これに対し常本氏等は, 有限要素法による磁界解析と汎用回路シミュレータとを併用して鉄損を推定する方法を提案した^{(3)~(5)}。この方法では, 鉄損の中の歯脈動損に着目し, 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鉄損を推定していた。しかし, くさび材質の磁気特性と歯脈動損との定量的な関係は明らかにされたが, 歯脈動損低減効果に関する考察は十分に行われていなかった。

そこで本稿では, 仮想コイルに誘起される電圧を調波解析し, 歯脈動損と固定子スロット数及びくさび材質の磁気特性との関係を考察したのでこれを報告する。

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単相誘導電動機である。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。

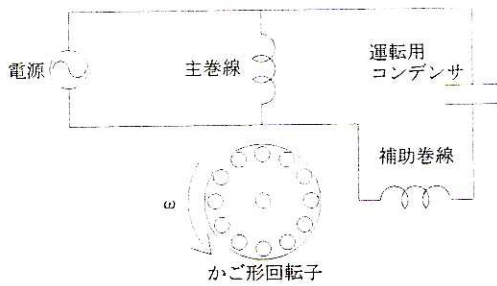


図1：コンデンサモータの基本回路図

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[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[$^{\circ}$]	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る。材質には加工の容易さを考慮し、ソフトフェライトを使用している。これを固定子溝開口部打ち込んで巻線を固定する。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。

無負荷、正弦波定格電圧印加時の鉄損の実験値を表2に示す。本表より、飽和磁束密度が高いほど鉄損低減効果が大きい傾向があることがわかる。

このように鉄損は、くさび材質の磁気特性の非線形性に影響を受けているので、くさび材質の選定を含むモータの設計を行うには、それを考慮した鉄損の推定が必要である。次節で、歯脈動損に注目して鉄損を推定する方法についての基本的な考え方を述べる

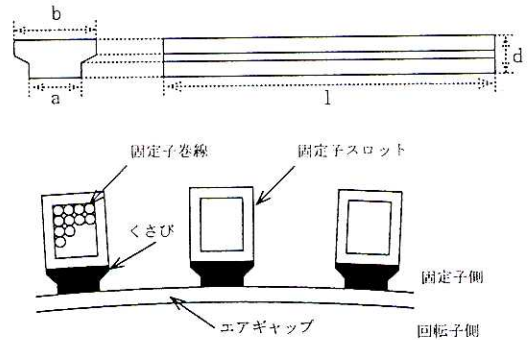


図2：固定子溝開口部に対するくさびの打ち込み

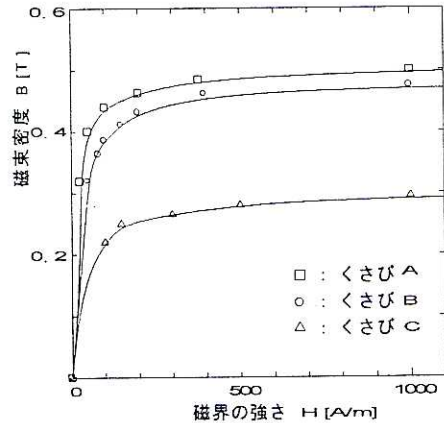


図3：試作くさびの磁気特性

表2：各くさび適用による鉄損の値 (実験値)

	くさびA	くさびB	くさびC	くさびなし
鉄損 W[W]	85.2	84.5	99.5	115
飽和磁束密度B(T)	0.51	0.47	0.28	

3. 歯脈動損の推定に関する基本的な考え方

歯脈動損は、空隙磁束密度分布の脈動(図5)により回転子表面に生じる渦電流によって生じる損失である。そこで、図3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、このコイルによって消費されるエネルギーとして歯脈動損を評価する。ただし、仮想コイルの幅Aは回転子スロット間の距離とした。

この仮想コイルに鎖交する磁束数は、回転子が回転する(図4)のに伴って、空隙磁束密度分布の脈動により変化するため、仮想コイルには電圧が誘起される。歯脈動損はこの仮想コイルで消費されるエネルギーであると考えれば、歯脈動損は仮想コイルに誘起される電圧の実効値の2乗に比例する。

かご形回転子

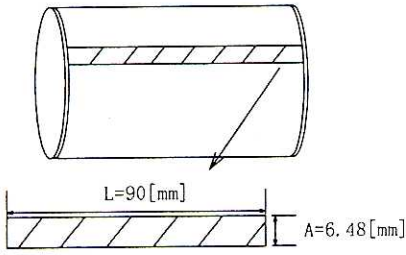


図3：回転子表面の一部の領域

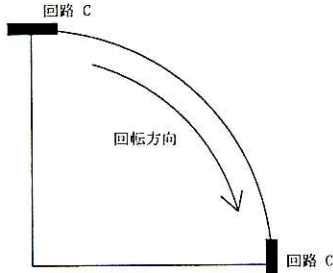


図4：回転子表面上の閉回路Cの移動

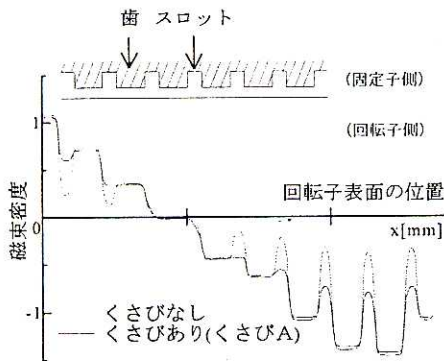


図5：空隙磁束密度分布の脈動

以上の考え方により歯脈動損を推定するためには、回転子表面の磁束密度分布を求めることが必要である。そのために用いた電気回路モデル及び有限要素法による磁界解析モデルについて以下で述べる。

4. コンデンサモータの解析モデル

図6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、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(図7)に置き換える。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。

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。鉄損の影響も考慮する場合には、電源と並列に鉄損抵抗 R_i を導入する。

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。

回路パラメータのうち、 L_m, M_m は次節で述べるように、有限要素法による磁界解析によって求めることができる。また、主巻線と補助巻線の巻数比から L_a, L_r, M_a は L_m, M_m から、 R_m, R_a はモータの緒元より算出することができる⁽³⁾。

なお、この回路解析には汎用回路シミュレータである PSPICE を用いた。

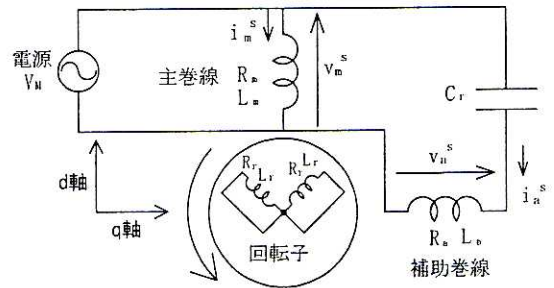


図6：コンデンサモータの解析用モデル

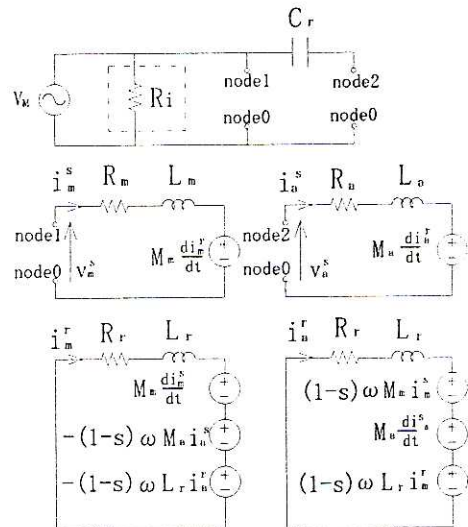


図7：コンデンサモータと等価な電気回路モデル

5. 磁界解析による回路パラメータの算出

回路パラメータのうち L_m , M_m は、有限要素法による磁界解析によって得られるベクトルポテンシャルを用いて算出できる。なお、この有限要素法による磁界解析にはANSYSを用いた。

5.1 解析モデル

本解析では、有限要素法による二次元静磁場解析を行うものとし、図8に示す解析モデルを設定した。

各部の寸法は、対象となるモータの諸元と同一とし、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 $\mu_s = 1000$ と設定した。また、くさびの磁気飽和を考慮して非線形解析を行うこととした。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。解析領域での全要素数は 10150、全節点数は 5113 となった。

ここで固定子巻線について、図10に主巻線の巻線図を、表3にその巻数を示し、図11に補助巻線の巻線図を、表4にその巻数を示す。

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。

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

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 $4.39 \times 10^{-6} [\text{m}^2]$ であり、それ以外では $5.75 \times 10^{-6} [\text{m}^2]$ 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。

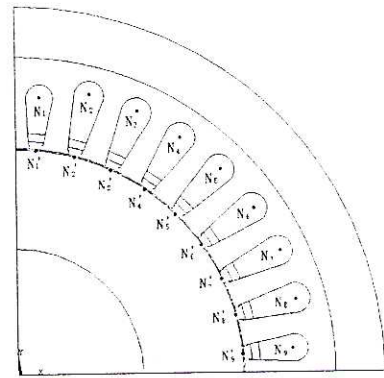


図8：解析モデル

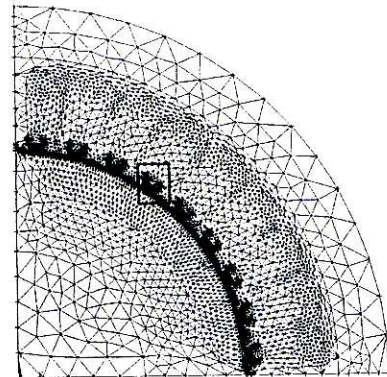


図9：全体分割図

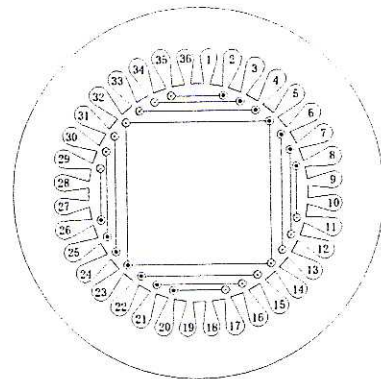


図10：主巻線図

表3：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	29~26	7
16~21	11	30~25	11
15~22	14	31~24	14
14~23	7	32~23	7
35~2	7	11~8	7
34~3	11	12~7	11
33~4	14	13~6	14
32~5	7	14~5	7

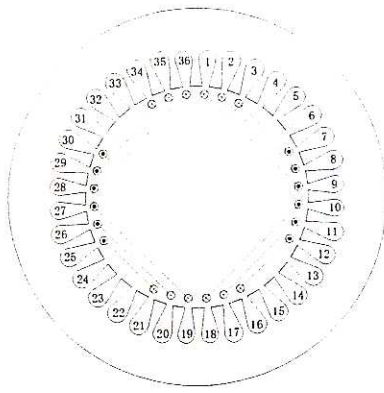


図 1 1 : 補助巻線図

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]
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

5. 2 回路パラメータ L_m , M_m の算出

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。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。

L_m について、図 8 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、

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

と計算できる。ただし、 n_1 はスロット 2~35 間の巻数、 I 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。

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

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。

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

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

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

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。

$$\Phi = 4 (\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \Phi_4) \quad (7)$$

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。

$$L_m = \Phi / i \quad (8)$$

また、 M_m については、図 8 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

$$\Phi_1' = 2 \cdot A_2' \cdot n_1 \cdot I \cdot P / a \quad (9)$$

$$\Phi_2' = 2 \cdot A_3' \cdot n_2 \cdot I \cdot P / a \quad (10)$$

$$\Phi_3' = 2 \cdot A_4' \cdot n_3 \cdot I \cdot P / a \quad (11)$$

$$\Phi_4' = 2 \cdot A_5' \cdot n_4 \cdot I \cdot P / a \quad (12)$$

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。

$$\Phi' = 4 (\Phi_1' + \Phi_2' + \Phi_3' + \Phi_4') \quad (13)$$

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。

$$M_m = \Phi' / i \quad (14)$$

6. 鉄損の推定法

前節の有限要素法による磁界解析モデルを再び用いることにより、磁束密度分布を得ることができる。

ただし、コンデンサモータ駆動時での解析とするため、

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（鉄損を評価するため、鉄損抵抗 R_f 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 1 2 に

示すように一周期を20分割し、その時々
の時値を与える。

とし、前述した歯脈動損の推定に関する基本的な考え方にに基づき解析をする。定格電圧印加で無負荷運転時における、磁性くさびを適用しない時の回転子表面の磁束密度分布を求めた結果を図13に示す。磁束密度分布は楕円回転磁界による2倍調波成分と固定子スロットによる調波成分のため時間と位置によって変動しており、これが歯脈動損の原因となっている。回転子表面に並べた仮想コイルは回転子の回転に伴い t-angle 平面上を矢印の方向に移動する。1個の仮想コイルにおける誘起電圧波形の一例を図14に示す。こ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 を歯脈動損評価の指標とした。

ここで、表5、図15に試作くさび A, B, C 及びくさびなしについて、仮想コイル誘起電圧の二乗を並べた仮想コイル全部で平均した値 E_w^2 を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誘起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A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 W_i との間には次の関係式が求まる。

$$W_i = 599.7 E_w^2 + 64.3 \quad (15)$$

式(15)は実際の試作くさびの実験から得られた鉄損値より求めているので、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。

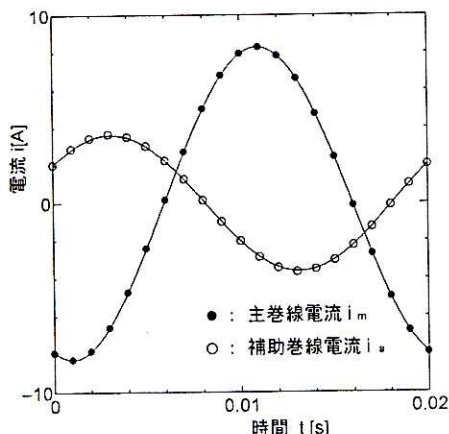


図12：主巻線と補助巻線の電流波形（無負荷、くさびA）

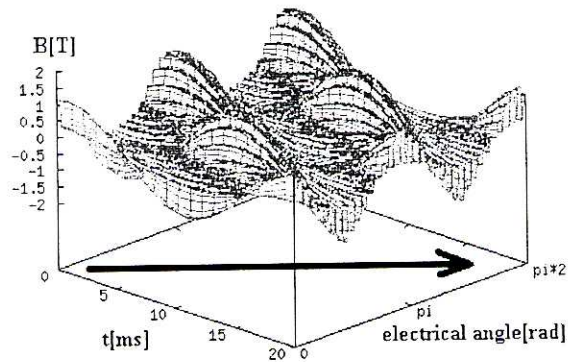


図13：回転子表面の磁束密度分布（無負荷、くさびなし）

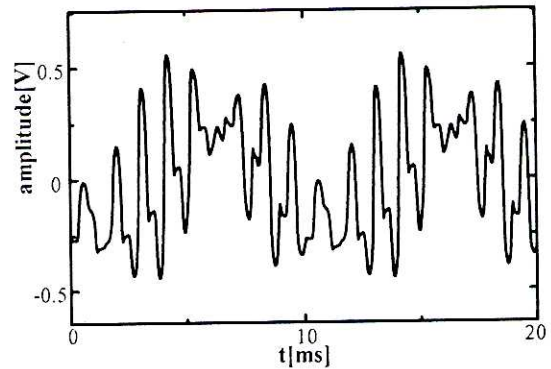


図14：誘起電圧波形（無負荷、くさびなし）

表5： E_w^2 と鉄損の値

	鉄損 W_i [W]	E_w^2
くさび A	85.2	0.03479
くさび B	84.5	0.03897
くさび C	99.5	0.04851
くさびなし	115	0.08448

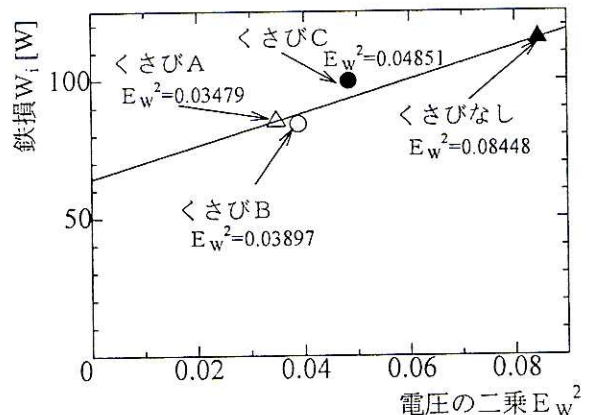


図15： E_w^2 と鉄損

7. 仮想コイル誘起電圧の調波解析

本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、磁束密度分布は固定子-回転子間のパーミアンス分布による変調を受けるため、楕円回転磁界による2倍調波成分のほかに第 $(18n \pm 2)$ 次調波成分が顕著に現れると予想される。そこで、個々の仮想コイルに誘起される電圧を調波解析した。図16にくさびなしの場合の調波解析の結果を示す。ただし、各調波成分ごとに全仮想コイルで平均している。同図より、2倍調波成分のほかに第 $(18n \pm 2)$ 次調波成分が顕著に表れる事が確認できる。

次に、くさび材質の飽和磁束密度 B_s と各調波成分の関係を考察する。ただし、特に顕著に表れた第2, 16, 20次調波成分のみを取り上げる。また、飽和磁束密度 B_s を大きくしていったときの各調波成分の増減を見るために、透磁率が同じで飽和磁束密度の異なる磁性くさびを設定し、数値計算により求めた結果を用いた。図17に飽和磁束密度 B_s と第2, 16, 20次調波成分 E_2, E_{16}, E_{20} の関係を示す。同図より、磁性くさびの飽和磁束密度が高くなると第16, 20次調波成分は減少するが、2倍調波成分はほとんど変化しないことが解った。固定子溝開口部への磁性くさびの打ち込みは、固定子スロットに起因する調波成分による鉄損(歯脈動損)のみを低減するものと考えられる。

8. まとめ

コンデンサモータにおいて、磁性くさび適用による歯脈動損低減効果を考察するため、仮想コイルに誘起される電圧波形について調波解析を行った。

以下の結果を得た。

①仮想コイルに誘起される電圧には、楕円回転磁界による2倍調波成分のほかに固定子スロット数と関係のある特定の調波成分(本稿で使

用した供試モータでは第 $(18n \pm 2)$ 次成分)が特に多く含まれることが確認できた。

②磁性くさびの適用によって低減されるのは、固定子スロットの存在に起因する調波成分による鉄損(歯脈動損)であり、楕円回転磁界に起因する2倍調波成分によるものはほとんど影響を受けないと考えられる。

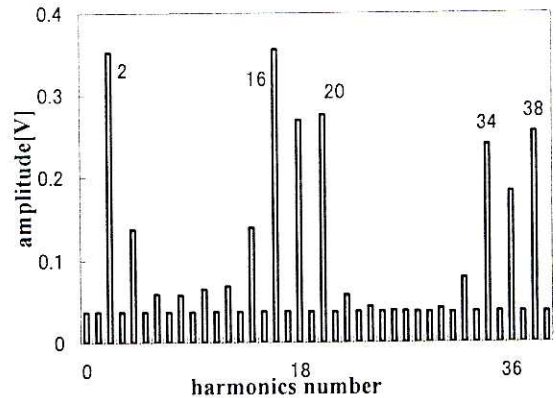


図16: 周波数スペクトル(くさびなし)

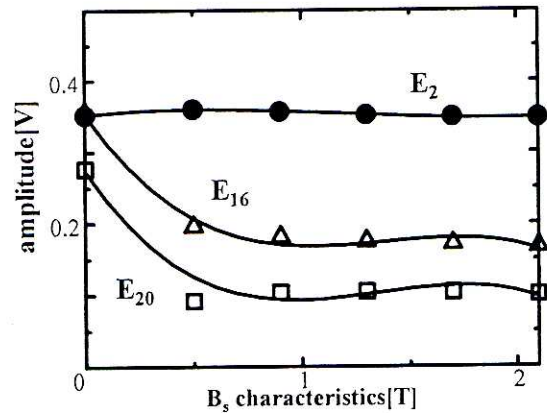


図17: 飽和磁束密度 B_s と E_2, E_{16}, E_{20} の関係

参考文献

(1) 穴澤, 加賀, 赤上: 「フェライト磁性くさびを用いた小型誘導電動機の特性とカータ係数」, 電気学会論文誌, vol.104A-4, pp.246-252, (1984)

(2) 加賀, 穴澤, 赤上: 「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」, 回転機研究会資料 RM-86-56, (1986)

(3) 田島, 穴澤, 小向: 「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, (1997)

(4) 常本, 田島, 小向: 「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」, 電気学会回転機研究会資料, RM-99-97, (1999)

(5) 常本, 田島, 小向: 「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, 183-2, (1999)

(6) 宮路, 田島, 谷口: 「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」, 計測自動制御学会東北支部第 196 回研究集, 196-13, (2001)

(7) 山下: 「電化製品の省エネルギーとモータ」, 日本応用磁気学会誌, vol. 23 No. 6, pp. 1777-1782, (1999)