固定子及び回転子の高調波電磁界を考慮した 誘導電動機の損失算定

正員 山崎 克巳*

Loss Calculation of Induction Motors Considering Harmonic Electromagnetic Fields in Stator and Rotor

Katsumi Yamazaki*, Member

A method of loss calculation for induction motors is proposed. The combined 3D-2D time stepping finite element analysis is carried out to obtain the copper loss and the time-variation of the magnetic field in the motor. The iron loss is calculated approximately considering the time-variation of the magnetic field direction and the minor hysteresis loops caused by the time-harmonic fields using practical computer resources. The proposed method is applied to 4 types of induction motors, which are the solid rotor induction motors with/without slot and the cage induction motors with/without skew. The measured and the calculated total losses and the iron losses agree well in all cases. The differences of the loss distributions of each motor are also compared and investigated.

キーワード：誘導電動機，有限要素法，高調波，鉄損，銅損，表面損，渦電流損，ヒステリシス損

Keywords: Induction motor, finite element method, harmonic field, iron loss, copper loss, surface loss, eddy current loss, hysteresis loss

1. まえがき

本論文は，誘導電動機機内におけるスロット高調波と回転磁界の影響を近似的に考慮して，鉄損を含む各損失を算定する一手法について，提案・検討するものである。

先進工業国において，電動機の消費電力が全電力に占める割合は50%程度に達しており，近年の環境問題の観点から，その効率特性の向上が強く求められるようになりつつある^{(1)~(3)}。このため，汎用電動機として最も広く用いられている誘導電動機をはじめ，各電動機の損失に関する研究が盛んに行われる様になっている。

誘導電動機機内の磁界は，正弦波駆動時の場合でも，回転子の運動に伴って，固定子及び回転子のスロットリプル，相帯リプルなどに起因する数多くの時間高調波を含む⁽⁴⁾。インバータ駆動時には，更に電源の時間高調波が重畳され，複雑な時間変化となる。これらの高調波磁界により，固定子巻線，回転子導体，及び固定子・回転子鉄心等に高調波損失が発生する。中でも回転子スロットリプルによる固定子表面損と，固定子スロットリプルによる回転子表面損は，無

視できないほど大きい場合があることが古くから知られている⁽⁵⁾。誘導電動機は年々小型化・高出力化しており，これらの高調波がより顕在化する傾向にある。この様な高調波の影響を正確に考慮しうる方法として，近年のコンピュータの性能向上に伴って飛躍的に進展した電磁界数値解析手法による特性算定が，非常に期待されているといえる。

この場合問題となるのが，固定子及び回転子鉄心で発生する損失，すなわち鉄損の算定である。電動機鉄心は厚さ0.5mm以下の電磁鋼板が積層された構造となっているため，正確な形状を表すメッシュ分割には膨大な計算機資源を必要とする。また，鉄損は渦電流損とヒステリシス損に分類できるが，スロット高調波等に起因する時間高調波磁場を考慮したヒステリシス現象の正確なモデル化に関する報告は少なく，現在研究段階にあると考えられる。更に電動機機内の磁界ベクトルは，大きさだけでなく向きも時間変化する。この影響を正確に考慮するためには，エプスタイン試験等によって得られた交番磁界印加時の鉄心材料特性のみでなく，厳密には回転磁界印加時のベクトル磁気特性⁽⁶⁾を考慮する必要がある，電磁界解析に入力すべき材料特性データは多大なものとなる。

このような背景から，鉄心のヒステリシス現象及び材料特性を厳密に考慮して，電動機の鉄損を直接有限要素法で求める手法に関する研究が進められる一方で，スカラの磁

* 千葉工業大学 工学部 電気工学科

〒275-0016 習志野市津田沼 2-17-1

Dept. of Electrical Engineering, Chiba Institute of Tech.
2-17-1, Tsudanuma, Narashino 275-0016

気特性に基づく非線形非定常有限要素法解析の結果から、鉄損を近似的かつ実用的に求める方向の研究も数多く行われつつある^{(7)~(16)}。しかしながら、誘導電動機における固定子及び回転子表面損等を含む全損失を算定し、実験結果と比較した論文は筆者の知る限り非常に少なく、損失がどの部分でどれだけ発生しているのか、未だ不明確な点が多いといえる。

本論文では、磁界ベクトルの向きの変化と、時間高調波磁場によるマイナーヒステリシスループによる損失を近似的に考慮して、誘導電動機における固定子及び回転子の各損失を算定する一手法⁽¹³⁾について提案する。提案手法を溝無し・溝有りソリッドロータ誘導電動機と、スキュー無し・スキュー有りがご形誘導電動機の計4種類の電動機に適用し、鉄損及び全損失を実験結果と比較する事により、手法の妥当性について検討する。また各電動機の損失分析を行い、スロットの有無、スキューの有無、積層鉄心と塊状鉄心の違いによる各損失の変化を比較することにより、各電動機における損失発生の特徴とその主要因について明らかにすることを試みる。

2. 計算手法

〈2・1〉 手法の概略 図1に各損失の算定手順の概略を示す。第一段階として、鉄心の磁気特性の非線形性と回転子の運動に伴う時間高調波を考慮した非線形非定常有限要素法を用いて、誘導電動機の電磁界解析を行なう。この際、固定子及び回転子の渦電流及びヒステリシス現象は、電磁界全体に与える影響が小さいとして無視する。この有限要素法解析の段階で、高調波を考慮した固定子及び回転子の銅損が得られる。一方、同時に得られた、固定子・回転子における磁束密度分布の時系列データより、第二段階の後処理として、高調波を考慮した鉄損を求める。以下に第一段階の有限要素法解析と第二段階の鉄損算出法の詳細について述べる。

〈2・2〉 有限要素法解析 スカラの磁気特性に基づく誘導電動機における電磁界の支配方程式及び一次電圧方程式は、それぞれ次の(1)、(2)式で与えられる。

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J}_s + \mathbf{J}_r \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$v_s = v_{os} + R_s i_s = \frac{d\Phi_s}{dt} + R_s i_s \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 $\mathbf{A}$: 磁気ベクトルポテンシャル, $\mathbf{J}_s$: 固定子電流密度, $\mathbf{J}_r$: 回転子電流密度, ν : 磁気抵抗率, v_s , i_s : 固定子電圧, 電流, R_s : 固定子巻線抵抗, Φ_s : 固定子鎖交磁束

(1), (2) 式に従い、鉄心の磁気特性の非線形性と回転子の運動を考慮した非線形非定常有限要素法解析を行なうことにより、高調波を考慮した一次銅損 W_1 、二次銅損 W_2 が次の(3)、(4)式によって得られる。

$$W_1 = \frac{1}{T} \int_0^T (R_s I_{sU}^2 + R_s I_{sV}^2 + R_s I_{sW}^2) dt \quad \dots\dots (3)$$

図1 損失算定法の概略

Fig. 1. Outline of loss calculation.

$$W_2 = \frac{1}{T} \int_0^T \int_{\text{conductor}} \frac{|\mathbf{J}_r|^2}{\sigma} dv dt \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここに T : 解析期間

前述のように、この段階では、固定子及び回転子鉄心の渦電流及びヒステリシス現象は、電磁界全体に与える影響が小さいとして無視する等価回路的には鉄損電流が無視されたことに相当し、結果として電圧源解析の場合は、一次電流が若干過小評価される場合がある。

〈2・3〉 鉄損算定法 鉄心に単一周波数の交番磁界が加わったとき、単位重さあたりの鉄損 w_i は近似的に次式で表される⁽¹⁷⁾。

$$w_i = K_e f^2 B_{\max}^2 + K_h f B_{\max}^2 \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここに、 f : 周波数, K_e , K_h : エプスタイン試験によって求める係数

(5) 式第1項が渦電流損 w_{ie} 、第2項がヒステリシス損 w_{ih} である。実際の回転機の鉄心における磁界は、特にギャップ近傍において時間高調波を多く含み、かつ磁束密度ベクトルの向きが一定でない複雑な変化をしようと考えられる。

磁束密度ベクトルの向きの変化による影響に関しては、回転磁界と交番磁界が加わった場合の鉄損比が詳細に検討されており⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾、回転磁界を二方向の交番磁界に分解した時の各成分の和が $2T$ 以下の場合、回転磁界による鉄損は、二方向の磁束密度成分の交番磁界による鉄損の和にほぼ等しいと報告されている。そこでここでは、全鉄損は鉄板面に平行な磁束密度の2成分 B_r , B_θ (回転機の径方向及び周方向成分) が個別に加わったときの鉄損の合計であると仮定し、渦電流損、ヒステリシス損それぞれを次のような方法で算出した。

〈2・3・1〉 高調波を含む渦電流損の算出 鉄板において、板面と平行に通る磁束密度 $\mathbf{B}$ が時間変化した場合、単位重さあたりの渦電流損 w_{ie} は次式で与えられる事が良く知られている。

$$w_{ie} = \frac{\kappa h^2 \sigma_{iron}}{12D} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^2 dt \dots\dots\dots (6)$$

ここに、 h :鉄板の厚さ、 D :鉄板の密度、 σ_{iron} :鉄板の導電率、 κ :古典理論と実際の渦電流の違いを補正する係数。

(6)式において

$$\frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^2 dt = 2\pi^2 f^2 B_{max}^2 \dots\dots\dots (7)$$

と近似したのが(5)式第一項であると考え事ができる⁽¹⁹⁾。ここでは、磁束密度の時間高調波とベクトルの向きの時間変化を考慮するため、(6)式をベースにして渦電流を算出する。入手しやすい(5)式の渦電流損係数 K_e を用い、かつ、有限要素法で得られる磁束密度分布の時系列データを用いると、渦電流損 W_{ie} は次のように計算する事ができる。

$$W_{ie} = \frac{K_e D}{2\pi^2} \int_{iron} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left\{ \left(\frac{B_r^{k+1} - B_r^k}{\Delta t} \right)^2 + \left(\frac{B_\theta^{k+1} - B_\theta^k}{\Delta t} \right)^2 \right\} dv \dots\dots\dots (8)$$

ここに、 Δt :時間刻み、 N :反復(サンプリング)回数

(8)式を用いる事により、鉄心中の各有限要素における磁束密度の時間変化を記憶する配列を用意する必要がなく、かつフーリエ変換を行う事なく、高調波を含む渦電流損を算出できると考えられる。

〈2・3・2〉 高調波を含むヒステリシス損の算出 時間高調波を含む磁界が鉄板に加わると、ヒステリシスループにはマイナーループが発生し、損失が増加する。ここでは簡単のため、次のような仮定を行い、マイナーループを含むヒステリシス損の算出を行った。

- (1) 磁束密度の時間変化におけるすべての極大・極小値はヒステリシスループを作る要因となる。
- (2) 各ヒステリシスループは全て、基本波の交番磁界によるものと相似形であるとする。
- (3) ヒステリシス損は、各ヒステリシスループの面積

図2 マイナーループおよびメジャーループの振幅決定法

Fig. 2. Determination of Amplitudes of major and minor hysteresis loops.

の総和であるとする。

以上の仮定よりヒステリシス損 W_{ih} を次のように算出した。

$$W_{ih} = \frac{K_h D}{T} \sum_{i=1}^{NE} \frac{\Delta V_i}{2} \left(\sum_{j=1}^{N_{pr}^i} (B_{mr}^{ij})^2 + \sum_{j=1}^{N_{p\theta}^i} (B_{m\theta}^{ij})^2 \right) \dots\dots\dots (9)$$

ここに、 NE :鉄心に含まれる有限要素数、 ΔV_i : i 番目の有限要素に対応する体積、 $N_{pr}^i, N_{p\theta}^i$: i 番目の有限要素における磁束密度の $r\theta$ 成分の時間変化に対する極大極小値の個数、 $B_{mr}^{ij}, B_{m\theta}^{ij}$:各ヒステリシスループの振幅

$B_{mr}^{ij}, B_{m\theta}^{ij}$ の決定法の概念図を図2に示す。(9)式はマイナーループだけでなく、メジャーループによるヒステリシス損も含んでいる。本方法は渦電流損算定法同様、フーリエ変換を用いない。本手法において、記憶すべきデータは、各有限要素における磁束密度の時間変化に対する極大又は極小値のみである。

3. 解析対象機及び提案手法の適用

〈3・1〉 解析対象機の諸元 図3に解析対象機における胴断面の寸法を示す。また表1にその諸元を示す。本機は「電気学会回転機のバーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術調査専門委員会(1998~1999)」及び「電気学会回転機の三次元CAEのための電磁界解析技術調査専門委員会(1999~2001)」で検討された誘導電動機Kモデル⁽²⁰⁾とソリッドロータ誘導電動機モデル⁽²¹⁾である。両モデルは固定子が共通となっている。ソリッド回転子は炭素鋼S45Cで作成されており、固定子に対して回転子両端部に4mmのオーバーハングが設けられている。溝の無いものと34個の溝を施したものが作成された。一方かご形回転子はアルミダイキャスト製であり、回転子鉄心には固定子と同じ50A1300が使用され、積厚も固定子同様42mmである。スキュー無しと1ロータスロットスキューを施したものが両方作成された。また固定子回転子鉄心はレーザーカット加工で作成されており、固定子は焼きばめを行っておらず、ボルトのみで締めている。

〈3・2〉 三次元・二次元併用有限要素法解析の適用

〈2・2〉で述べた様に、図3の各誘導電動機における高調波を含む一次・二次銅損及び鉄心各所の磁束密度の時系列データを求めるためには、高調波と鉄心の磁気特性の非線形を考慮した非線形非定常有限要素解析を適用する必要がある。また、誘導電動機における二次電流は回転子端部の影響を強く受けることから三次元解析の必要性も高い⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²³⁾⁽²⁴⁾。しかしながら誘導電動機の三次元非線形非定常解析には膨大な計算時間を要するため、ここでは、端部影響に焦点を絞って極力近似を行った三次元解析により、回転子導体端部における電圧降下を評価し、これに従って算定される導電率補正係数を用いて、二次元非線形非定常解析を行い、諸特性を算出する方法⁽²³⁾⁽²⁴⁾を取った。

図3 解析対象機の固定子及び回転子断面図

Fig. 3. Cross sections of stator and rotor of analyzed motors.

表1 解析対象機の諸元

Table 1. Specifications of analyzed motors.

Phase, Pole	3Phase, 4pole
Voltage supply	100V, 50Hz (sinusoidal)
Core length	42mm
Used silicon steel	50A1300
Conductivity of rotor	Solid rotor: $4.798 \times 10^6 \text{ S/m}$ Cage rotor: $2.984 \times 10^7 \text{ S/m}$

表2 鉄損係数

Table 2. Coefficients of iron loss.

Material	Eddy current coefficient K_e	Hysteresis coefficient K_h
50A1300	3.098×10^{-4}	6.013×10^{-2}
S45C	Direct consideration in FEA	3.532×10^{-1}

図4 ソリッドロータの導電率補正係数

Fig. 4. Coefficients for modifying conductivity of solid rotor.

図5 鉄損係数の決定

Fig. 5. Determination of coefficients of iron loss.

導電率補正係数は、かご形導体の場合は滑り周波数によらずほぼ一定で、0.37となった⁽²⁰⁾。一方ソリッドロータの場合は、滑り周波数に依存し、0.3~0.6の範囲となった⁽²¹⁾。図4に結果を示す。これらの値を表1の導電率に乘じ、二次元非線形非定常解析に用いた。このときの時間刻みは電源1周期256ステップとした。

〈3・3〉鉄損算定のための鉄損係数の決定 〈2・3〉で述べた様に、鉄心の損失を算定するためには、(8), (9)式における渦電流損及びヒステリシス損に関する係数 K_e , K_h が必要となる。ここでは電磁鋼板 50A1300 のカタログデータ⁽²²⁾ から、これらを次の方法により求めた。

(5) 式の両辺を f で割ると次式となる。

$$w_i/f = K_e B_{max}^2 f + K_h B_{max}^2 \dots \dots \dots (10)$$

ここでカタログデータにおける鉄損曲線・高周波鉄損曲線より、 $B_{max} = 1 \text{ T}$ 時の f と w_i/f をプロットすると図5の様にはほぼ直線となる。この傾きと切片から K_e , K_h を求めることができる。結果をソリッドロータに用いられている S45C の K_h と共に表2に示す。

4. 実験・解析結果

〈4・1〉速度-電流・損失特性 まず、図6, 7にそれぞれ、速度に対する一次電流と全損失の実験・解析結果を示す。なお機械損 W_m に関しては、次の経験式⁽¹⁷⁾ で求めた。

$$W_m = 8d(l + 0.15)v^2 \dots \dots \dots (11)$$

ここに d : 回転子の直径 (m), l : 積厚 (m), v : 回転子周速度 (m/s)

解析対象機は小型の4極機であることから、(11)式で見

積もられる機械損は、同期速度時でも 3.2 W であり、損失全体に占める割合は比較的小さい。同図より、溝付ソリッドロータ及びかご形誘導電動機における損失が低速時で若

干過大評価となっているものの、他の解析結果は実験結果とよく一致し、解析手法が妥当であることが確認できた。

〈4・2〉 磁束密度の時間空間変化と損失分布 図 8～11

図 6 速度-電流特性の実験・解析結果

Fig. 6. Experimental and calculated speed-current curve.

図 7 速度-損失特性の実験・解析結果

Fig. 7. Experimental and calculated speed-loss curve.

図 8 ソリッドロータ誘導電動機（溝無）における磁束密度の時間空間変化及び損失分布（1500 r/min）

Fig. 8. Flux distribution, time-variation of flux density and loss distribution of solid rotor induction motor without slot.

図9 ソリッドロータ誘導電動機（溝有）における磁束密度の時間空間変化及び損失分布（1500r/min）

Fig. 9. Flux distribution, time-variation of flux density and loss distribution of solid rotor induction motor with slot.

にそれぞれ、溝無・溝有ソリッドロータ及びスキュー無・有かご形誘導電動機における、同期速度時の固定子及び回転子各所の磁束密度の時間・空間変化及び損失分布の解析結果を示す。

図8の溝無しソリッドロータの場合、運動に伴う材質の配置変化がないことから、固定子はほぼ正弦波状の磁場変化となっており、固定子ティースでは、ほぼ径方向の交番磁界となっている。これに対して回転子表面の磁場変化は、回転子の運動に伴って固定子スロットリプルの影響による時間高調波が発生しており、磁束密度のリサージュは高調波の回転磁界となっている。この高調波は回転子内部に向かうにつれて急速に減衰し、同期速度時の場合、ほぼ直流磁界となる。その結果、損失は回転子表面に集中する。

一方、図9の溝有ソリッドロータの場合は、回転子の運動に伴って回転子に施された溝が変位することから、固定子の磁場変化にも時間高調波が現れる。この高調波は固定子表面に向かうにつれて顕著なり、磁束密度のリサージュも複雑なものとなる。一方回転子には、図8の溝無しの場合同様に、特に回転子表面において固定子スロットリプル

による高調波が発生している。損失分布は溝の側面を含む回転子表面に集中している。

図10のスキュー無しかご形の場合も、固定子及び回転子鉄心のギャップ近傍において、スロットリプルによる時間高調波が発生し、やはり回転子表面において損失の集中が見られる。また、回転子導体においても、固定子スロットリプルによって高調波二次電流が発生し、表皮効果の影響で表面に偏っていることが分かる。

これと比較して、図11のスキュー有しかご形の場合、スキューの効果で高調波二次電流が減少し、回転子導体の損失レベルが落ちていることがわかる。一方、回転子鉄心においては、比較的内部まで高調波磁場が浸透して損失が発生している。これはスキューによって高調波二次電流が減少した結果、スロット高調波に対する反作用磁界が減少したためと考えることができる。

図12に、同期速度時における鉄損の実験・解析結果を示す。比較のため、高調波を無視したときの解析結果も同時に示す。なお実験値の鉄損は、電気機器の古典理論に従って、次式で定義した。

図 10 かご形誘導電動機（スキュー無）における磁束密度の時間空間変化及び損失分布（1500r/min）

Fig. 10. Flux distribution, time-variation of flux density and loss distribution of cage rotor induction motor without skew.

$$W_i = W_{noload} - W_1 - W_m \dots \dots \dots (12)$$

ここに W_{noload} : 無負荷損

(12) 式で定義される鉄損には電磁鋼板で発生する損失の他に、回転子導体で発生している高調波二次銅損も含まれる。

図 12 より、各電動機の場合とも、実験結果と解析結果はよく一致していることが分かり、提案手法の妥当性が確認できる。誤差が最大となったのはスキュー有るかご形の場合で、実験値に対して 14% 過小評価している。これは今回の解析においてバー間の横流⁽⁵⁾を無視したためと考える事ができる。

またいずれの電動機においても、回転子で発生する損失が、鉄損のかなりの割合を占めている事がわかる。これは図 8~11 に示した様に、固定子スロットリプルの影響によって、同期速度時においても回転子に比較的大きな高調波損失が発生するためと考えられる。高調波を無視して損失算定を行った場合、このような回転子の損失を考慮できないため、図 12 の高調波を無視した計算結果は、各電動機とも実験値に対して 40% から 70% の過小評価となっている。

この回転子損失の内訳は、ソリッドロータの場合は炭素

鋼 S45C で発生する高調波渦電流損とヒステリシス損である。一方かご形回転子の場合には、電磁鋼板 50A1300 で発生する渦電流及びヒステリシス損と、回転子導体のアルミニウムで発生する高調波二次銅損である。回転子にスキューを施すと、高調波二次銅損は減少し、逆に回転子の電磁鋼板で発生する損失が増加している。これは、図 11 に示したように、スキューの効果によって高調波二次電流が減少する反面、スロット高調波に対する反作用磁界が減少して、高調波磁界が回転子鉄心内部まで浸透するためと考えることができる。

一方、固定子の損失に注目すると、溝無しソリッドロータの場合、高調波を無視した結果と考慮した結果に大差が無いのに対して、他の電動機では高調波無視の結果が 10~20% 程度固定子損失を過小評価している。これは、図 8 に示したように、溝無しソリッドロータの場合には、固定子の磁束密度の時間変化がほぼ正弦波であるのに対し、他の電動機では回転子スロットリプルの影響による高調波が発生し、固定子の電磁鋼板に高調波渦電流損と高調波ヒステリシス損が発生するためと考えることができる。

図 11 かご形誘導電動機（スキュー有）における磁束密度の時間空間変化及び損失分布（1500 r/min）

Fig. 11. Flux distribution, time-variation of flux density and loss distribution of cage rotor induction motor with skew.

図 12 鉄損の実験・解析結果（1500 r/min）

Fig. 12. Experimental and calculated results of iron losses.

5. まとめ

誘導電動機の損失発生の特徴及び主要因を明らかにする目的で、固定子及び回転子のスロット高調波と回転磁界の影響を近似的に考慮して、鉄損を含む各損失を算定する一手法について提案し、4種類の誘導電動機に適用して実験結果と比較検討した。その結果、以下の知見が得られた。

- (1) 溝無し・溝有りソリッドロータ及びスキュー有り・スキュー無しかご形誘導電動機における全損失・鉄損とも、実験・解析結果はよく一致し、提案した損失算定手法の有用性が確かめられた。
- (2) 回転子が同期速度で回転している場合でも、スロット高調波の影響により、回転子表面に鉄損が集中する。
- (3) 古典的電気機器理論で定義される鉄損には、回転子導体で発生する高調波二次銅損が多分に含まれている。
- (4) このような回転子鉄心及び回転子導体で発生する損失を無視して誘導電動機の鉄損算定を行なうと、実験で得られる鉄損に対して大幅に過小評価する場合がある。

今後は、応力ひずみ、ベクトル磁気特性に基づく材料モデリングの考慮等について検討し、更に高精度かつ汎用的な損失算定法を目指したい。またスキューが施されたかご形回転子における横流損の算定についても検討する予定である。

最後に、本論文作成にあたり多くの有益な御助言・材料データ・測定データを賜りました、電気学会回転機の三次元電磁界解析高度化調査専門委員会の皆様に深謝致します。

なお本論文は、平成13年電気学会静止器・回転機合同研究会及び回転機研究会において発表したSA-01-32, RM-01-100及びRM-01-142の内容をまとめ、加筆訂正を加えたものである。

(平成14年4月26日受付, 平成14年6月26日再受付)

文 献

- (1) F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, P.Z. Grabowski, and P. Thogersen: "On the Energy Optimized Control of Standard and High Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications", *IEEE Trans. Industry Application*, Vol.34, No.4, p.822 (1998)
- (2) 武田洋次・松井信行:「永久磁石電動機とその制御技術の進歩」, 電学誌, 119, 8/9, p.503 (1999)
- (3) B. Slaets, P.V. Roy, and R. Belmans: "Energy Efficiency of Induction Machines", *Proc. ICEM 2000*, Vol.3, p.1503 (2000)
- (4) H. Mikami, K. Ide, K. Arai, M. Takahashi, and K. Kajiwara: "Analysis of Higher Harmonic Components in Magnetic Fields on Three Phase Squirrel-Cage Induction Motors Considering Higher Harmonics in Secondary Current," *Trans. IEE-Japan*, Vol.116-D, No.2, p.158 (1996-2) (in Japanese)
- (5) 三上浩幸・井出一正・新井啓治・高橋身佳・梶原憲三:「高調波二次電流を考慮した三相かご形誘導電動機の機内高調波磁場解析」, 電学論D, 116, 2, p.158 (1996-2)
- (6) 「誘導機の漂遊負荷損」, 電学技報, No.58 (1963)
- (7) N. Soda and M. Enokizono: "Magnetic Field Analysis on Vector Magnetic Properties by Finite Element Method", *J.*

Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics, Vol.7, No.3, 226 (1999-3) (in Japanese)

- 祖田直也・榎園正人:「ベクトル磁気特性による有限要素磁界解析」, 日本 AEM 学会誌, 7, 3, p.226 (1999-3)
- (7) S.L. Ho, W.N. Fu, and H.C. Wong: "Estimation of Stray Losses of Skewed Rotor Induction Motors Using Coupled 2-D and 3-D Time Stepping Finite Element Methods," *IEEE Trans. Magn.*, Vol.34, No.5, p.3102 (1998-5)
 - (8) 三上浩幸・井出一正・新井啓治・高橋身佳・梶原憲三:「三相かご形誘導電動機の高調波損失に関する検討」, 電気学会全国大会, No.1071 (1999)
 - (9) M. Ohto: "Analysis of IPM motor", *J. Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Vol.7, No.3, p.236 (1999-3) (in Japanese)
 - (10) 大戸基道:「IPM モータの特性解析」, 日本 AEM 学会誌, 7, 3, p.236 (1999-3)
 - (11) N. Sadowski, J.P.A. Bastos, M.V. Ferreira Da Luz, P. Kuo-Peng, and M. Lajoie-Mazenc: "The Rain-Flow Method for Evaluation of Iron Losses in Electrical Machines," *IEEE Trans. Magn.*, Vol.36, No.4, p.1923 (2000)
 - (12) 西岡直樹・原田和郎・石原好之・戸高敏之:「三相誘導電動機の鉄損解析」, 電学マグネティクス研資, MAG-00-121 (2000)
 - (13) 稲村信吾・柴山洋徳・沢孝一郎:「FEM を用いたスイッチとリラクタンスモータの鉄損解析の二方法 (第2法)」, 電学回転機研資, RM-00-133 (2000)
 - (14) 山崎克巳:「有限要素法によるキャンドモータの効率算定—第二報: 回転子表面損—」, 電学回転機研資, RM-00-100 (2000)
 - (15) 山崎克巳・新福 智・中村嘉一:「固定子及び回転子の高調波鉄損を考慮した IPM モータの損失解析」, 電学回転機研資, RM-00-160 (2000)
 - (16) 米谷晴之:「三次元磁界解析及び鉄損算定技術の実用化」, 平13年磁気応用シンポジウム (2001)
 - (17) C.I. McClay and S. Williamson: "The Variation of Cage Motor Losses with Skew", *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol.36, No.6, p.1563 (2000)
 - (18) 竹内寿太郎:「電気機器設計学」, オーム社 (1966)
 - (19) 開道 力・脇坂岳顕:「電磁鋼板における回転磁界鉄損とその推定法」, 日本応用磁気学会誌, 21, p.709 (1997)
 - (20) 開道 力:「鉄心素材と使用条件を考慮したモータの解析」, 日本能率協会'98 磁気応用技術シンポジウム (1998)
 - (21) 「回転機のバーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術」, 電学技報, No.776 (2000)
 - (22) 「回転機の三次元 CAE のための電磁界解析技術」, 電学技報, No.855 (2001)
 - (23) 無方向性電磁鋼帯, 新日本製鐵株式会社
 - (24) K. Yamazaki: "Induction Motor Analysis Considering both Harmonics and End Effects Using Combination of 2D and 3D Finite Element Method", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.14, No.3, p.698 (1999)
 - (25) K. Yamazaki: "Approximated Modeling of End-Rings for Electromagnetic Field Analysis of Induction Motors", *Trans. IEE-Japan*, Vol.121-D, No.2, p.184 (2001-2) (in Japanese)
 - (26) 山崎克巳:「誘導電動機の電磁界解析におけるエンドリングの近似的考慮法」, 電学論D, 121, 2, p.184 (2001-2)

山崎 克 巳 (正員) 平成元年早稲田大学理工学部電気工学科修士課程修了。同年 (株) 東芝医用機器技術研究所。平成4年帝京大学理工学部電気電子システム工学科助手。平成9年千葉工業大学工学部電気工学科講師, 平成11年助教授, 現在に至る。主に回転機の電磁界解析に関する研究に従事。平成8~10年宇都宮大学非常勤講師。平成8年電気学会論文発表賞受賞。工博。