

高効率ワイヤレス電力伝送のための電磁界解析法

Electromagnetic Field Analysis Method for High-Efficiency Wireless Energy Transfer

太田 智浩
Tomohiro Ota

光武 義雄
Yoshio Mitsutake

田村 秀樹
Hideki Tamura

加田 恭平
Kyohei Kada

北村 浩康
Hiroyasu Kitamura

要 旨

本稿では、高効率ワイヤレス電力伝送システムのための電磁界解析手法を報告する。有限要素法を用いたシミュレーションにより高効率化を図るためには、コイルやコアで生じる高周波損失を精度良く計算することが要求される。そこで表皮効果や近接効果による巻線損失は $A-\phi$ 法による辺要素有限要素法を用いて、コアの渦電流やヒステリシスによる鉄損は複素透磁率を用いて解析する。これにより高周波損失を精度良く計算できるため、温度上昇も予測可能となる。

Abstract

In this paper, an electromagnetic field analysis method for high-efficiency wireless energy transfer is reported. In order to improve energy efficiency by simulation using a finite element method, high-accuracy computer simulation of high-frequency losses in the coil and the core is required. We then analyze the copper loss caused by the skin effect and the proximity effect by using $A-\phi$ method with edge element, and propose an electromagnetic field analysis method using complex permeability to compute the iron loss caused by eddy currents and hysteresis of the core. Furthermore, the temperature rise can be calculated from the analyzed results of high-frequency losses.

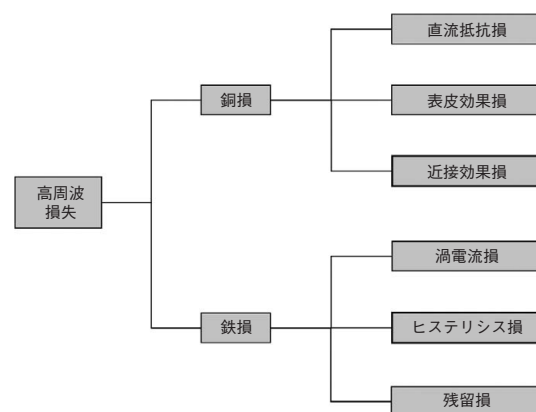
1. はじめに

近年、ユビキタス社会の到来によりモバイル機器のネットワークはワイヤレス化され、今後は電源線のワイヤレス化が期待されている。既に、水周りの電化製品やモバイル機器などには実用化され、さらにさまざまな電気機器へワイヤレス電力伝送技術の応用が検討されている。これにより金属端子レスによる安全性や信頼性の向上、電源コードレスによる利便性向上、そして充電だけでなく給電もできれば充電電池レスによる小型化、高容量化などが期待できる。ここで重要となるキー技術は、①高効率化技術（発熱低減、結合効率向上）、②高度化技術（大電力、長距離、大面積、薄型）、③安全技術（金属検知、EMC：Electromagnetic Compatibility）である。特にテレビ、デジカメ、および携帯電話などの電気製品はモバイル性やデザイン性の向上のために薄型化が要求されており、巻線密度や磁束密度の増加にともないワイヤレス電力伝送システムの高効率化（発熱低減）が大きな課題となっている。温度上昇を抑えるためには、巻線やコアなどの形状や配置を変更して高周波損失が最小となるように設計する必要がある。シミュレーションを用いて詳細に設計することは有効である。

そこで電磁界シミュレーションを用いてワイヤレス電力伝送システムの高周波損失を精度良く計算することを目的として電磁界解析手法について報告する。

2. 課題と目的

ワイヤレス電力伝送システムが発熱する要因として、スイッチング素子などの回路損失と磁気回路の高周波損失の主に2つがあり、ここでは後者の損失を精度良くシミュレーションする方法を検討する。第1図に高周波損失の内訳を示す。銅損とはコイルに流れる電流で生じる損失であり、周波数が高くなると銅線に流れる渦電流の影響で電流が銅線表面に集中して損失が発生する（以下、表皮効果損と記す）。また隣接する銅線から生じる磁界の影響で流れる渦電流によっても損失が発生する（以下、近接効果損と記す）。これらの銅損を有限要素法により



第1図 高周波損失の内訳

Fig. 1 Component of high frequency loss

シミュレーションするには、コイルを1本ずつ詳細にモデル化する必要がある、計算メモリーと計算時間が膨大となるため解析が難しい。

また、鉄損とは磁性材料を交流で磁化したときに生じる損失で、渦電流損とは鉄心中に流れる渦電流による損失であり、ヒステリシス損とは鉄心の磁区が交番磁界によって磁界の向きを変えるときに生じる損失である。これら鉄損をシミュレーションするには、ヒステリシス損のモデル化が課題となる。

以上より、本稿では銅損や鉄損の計算方法などを検討することで、高周波損失を精度良く電磁界シミュレーションできることを目的とする。なお、残留損とは磁壁移動、磁区回転、拡散磁気余効、寸法共鳴など残りの損失を示しており、高周波損失に占める割合は小さいとして無視する[1]。また、高周波損失を精度良くシミュレーションできると、得られた損失分布を用いてワイヤレス電力伝送システムの温度分布も精度良くシミュレーションできる。

3. シミュレーション手法

3.1 電磁界の基礎方程式

磁界の基礎方程式は、磁気ベクトルポテンシャル \vec{A} と電気スカラーポテンシャル ϕ を用いて次式で表される[2]。

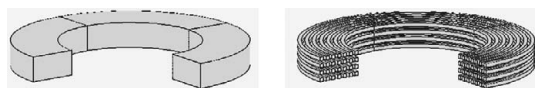
$$\begin{cases} \text{rot}(\text{vrot}\vec{A}) = \vec{J}_0 + \vec{J}_e = \vec{J}_0 - \sigma(j\omega\vec{A} + \text{grad}\phi) \\ \text{div}\{-\sigma(j\omega\vec{A} + \text{grad}\phi)\} = 0 \end{cases} \dots\dots(1)$$

ここで v は磁気抵抗率、 \vec{J}_0 は電流密度、 \vec{J}_e は渦電流密度、 σ は導電率、および ω は角周波数で、ドット (\cdot) は複素数を示している。有限要素法による離散化の方法は、一次四面体辺要素を用いて、マトリクスの解法には ICCG (Incomplete Cholesky Conjugate Gradient) 法を使用する。

3.2 銅損の計算手法

[1] モデル化

第2図に、シミュレーションのためにモデル化したコイルの1例を示す。従来はコイルのモデル化方法として、銅線を1本ずつモデル化すると計算時間が膨大となるため、コイルをブロックでモデル化している。このブロックモデルでは、複数の銅線によりコイルには電流が均一

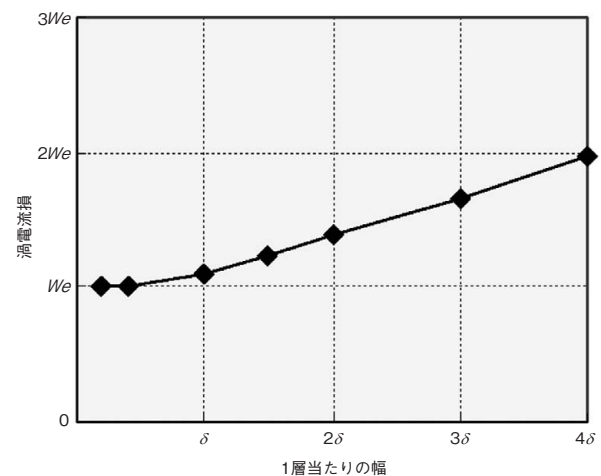


第2図 コイルの解析モデル
Fig. 2 Analyzed model of coil

に流れていると想定するため、銅線1本ずつに不均一に流れる渦電流を求めることはできず、表皮効果損や近接効果損は考慮できない。そこで銅線を1本ずつモデル化した詳細モデルでの銅損シミュレーション方法について検討する。

まず、銅線1本に流れる渦電流をシミュレーションするために、銅線のメッシュを非常に細かく分割する必要がある。ただし、計算時間を短くするために銅線の分割数は最低限に抑えたいので、渦電流をシミュレーションするために必要な分割数を検討する。検証用モデルは円筒状の鉄心にコイルが巻かれており、交流電圧をコイルに印加して渦電流損をシミュレーションする。第3図に、渦電流損に対するメッシュ分割の影響を示す。ここで横軸は渦電流が流れる材質表面メッシュの1層当たりの幅を示しており表皮深さ δ で規格化し、縦軸は渦電流損の最小値を We とする。表面メッシュを細かく分割すると渦電流分布を精度良く再現できるため渦電流損は一定値へ収束している。これより表面メッシュを δ よりも小さく分割すれば渦電流損を精度良く計算できることがわかる。なお、渦電流は材質表面に集中して指数関数的に減少しており、その大きさが表面の約37%となる深さが δ である。

コイルの銅線1本ずつの渦電流損を精度良く計算するために最低限必要なメッシュ分割を明らかにしたが、さらに計算時間の短縮を検討する。従来、(1)式において有限要素法を適用する場合、ゲージ問題を解決するために導体部に対しては $\phi=0$ のゲージ条件を課していた[3]。しかし近年では、辺要素の導入によりゲージ問題は一気に解決するとともに[4]、電気スカラーポテンシャル ϕ も未知数とした方が不定性の増加によりICCG法の収束性が

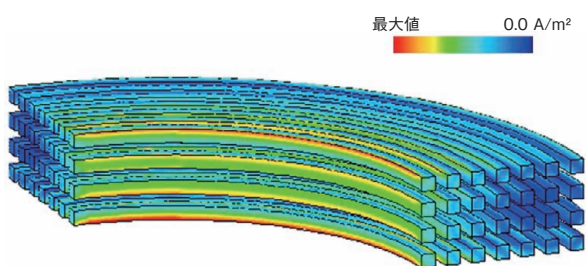


第3図 渦電流損に対するメッシュの影響
Fig. 3 Effect of mesh width on eddy current loss

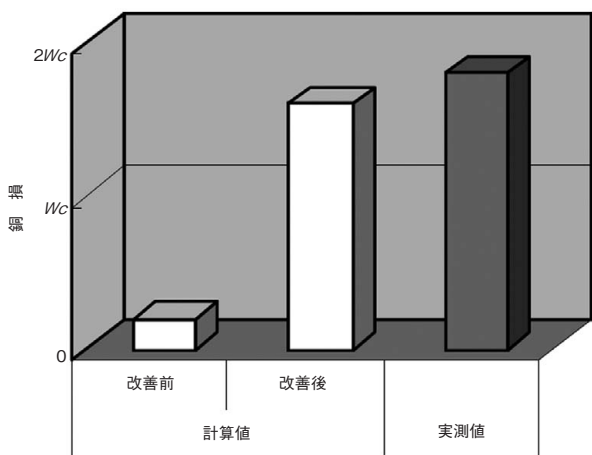
良いことなども報告されていることから、本解析でも辺要素によるA-φ法を用いる。さらにモデルの対称性を利用して解析領域を縮小する場合、磁界と渦電流の境界条件が異なるため、φ=0のゲージ条件を適用するいわゆるA法では境界条件の設定が難しく、コイル端部をモデル化するなどの手間が必要であった。一方、A-φ法では磁界と渦電流の境界条件を別々に指定することができ、解析領域を縮小することが容易となり、計算時間短縮が可能となる。

〔2〕銅損の計算結果検証

以上より、前述の第2図のコイルに生じる銅損を解析する。なお、周波数は400 kHz、電流1 A、およびコイル巻数は28ターンとする。第4図に、コイルに流れる渦電流密度等高線分布を示す。これより渦電流は内側のコイルで大きく、中央や外側では小さい。これは隣接する銅線が発生する磁界の影響で生じる近接効果損のためである。第5図に、コイルの銅損の実測値と計算値の比較を示す。これより改善前（ブロックモデル）よりも改善後（詳細モデル）とすることで銅損の計算精度が向上していることがわかる。



第4図 渦電流密度等高線分布
Fig. 4 Contour of eddy current density distribution



第5図 銅損の比較
Fig. 5 Comparison of copper loss

3.3 鉄損の計算方法

〔1〕モデル化

鉄損とは磁性材料を交流で磁化したときに生じる損失で渦電流損とヒステリシス損があり、特にヒステリシス特性のモデル化が難しい。これはヒステリシスが磁気特性の複雑で多様な現象から生じており、単なるプログラム開発だけでは済まず、磁気特性の計測と解析法の両方を同時に考えることが必要であるからである。ただし、ワイヤレス電力伝送などの効率向上を検討するうえで、ヒステリシス特性の解析も重要となる。

ヒステリシス特性とは大きくは、メジャーロープとマイナーロープ（対称、非対称、高調波重畳）の2つの状態があり、過去の状態遷移（履歴）が現在の状態に影響を与える。このヒステリシス特性のさまざまな状態をすべて精度良く計算できると最も良いが、これには計算時間や計算メモリーが膨大となる[5]。特にワイヤレス電力伝送ではメジャーロープの状態がほとんどであるため、本稿ではヒステリシス損のメジャーロープを精度良くシミュレーションする方法について検討する。

第1表に、ヒステリシス損をシミュレーションするための代表的な手法の特徴比較を示す。なお、表中のヒステリシス損とはメジャーロープのみでマイナーロープの損失は含まず、計算精度とは鉄損の計算精度を示す。これよりプライザッハモデルは渦電流損とヒステリシス損の両方を考慮して鉄損の計算精度は良いが、計算時間や計算メモリーが大きいという課題がある[6]。また、損失実験式とは磁場解析の後計算で実験式を利用して磁束密度からヒステリシス損を求める方法で、磁場解析では直接考慮していないため鉄損が実際よりも大きいなど計算精度に課題がある[7]。そこで筆者らは、ヒステリシス損はメジャーロープのみで線形領域という限定で渦電流損とヒステリシス損を精度良く、かつ短時間で計算できる複素透磁率を用いた手法を適用する[8]。

第1表 ヒステリシス損のシミュレーション手法

Table 1 Simulation method for hysteresis loss

	プライザッハモデル	損失実験式	複素透磁率
渦電流損	○	○	○
ヒステリシス損	○	△	○
計算精度	○	×	○
計算時間	×	○	○

一般的に、複素透磁率とは渦電流損とヒステリシス損の両方を含んでおり、厚み方向の渦電流の影響が小さくなる周波数がMHzやGHzなどのシミュレーションではよく利用されている。しかしながら、kHz領域では厚み方向の渦電流の影響が大きく、複素透磁率だけでは正確に

磁束分布を表現できないために、鉄損の計算精度が低下するという課題がある。そこで筆者らは複素透磁率を用いて、渦電流損とヒステリシス損を個別にモデル化することで、鉄損を精度良く、かつ短時間で計算する方法を用いている。

[2] 複素透磁率と損失

ここで複素透磁率についてさらに詳細に説明する。交流磁界を $H = H_0 \cos \omega t$ とおくと、磁束密度は磁界変化に対して位相が遅れる。位相の遅れ角を θ とすると、磁束密度は $B = B_0 \cos(\omega t - \theta)$ と表され、これらを指数関数で表すと次のようになる。

$$\begin{cases} \dot{H} = H_0 e^{j\omega t} \\ \dot{B} = B_0 e^{j(\omega t - \theta)} \end{cases} \dots \dots \dots (2)$$

(2) 式より透磁率 $\dot{\mu}$ は次式となる。

$$\dot{\mu} = \frac{\dot{B}}{\dot{H}} = \frac{B_0 e^{j(\omega t - \theta)}}{H_0 e^{j\omega t}} = \frac{B_0}{H_0} e^{-j\theta} \dots \dots \dots (3)$$

これよりオイラーの公式を用いて変換すると、

$$\dot{\mu} = \frac{B_0}{H_0} \cos \theta - j \frac{B_0}{H_0} \sin \theta \dots \dots \dots (4)$$

このように複素数として表される。ここで実数部分と虚数部分をそれぞれ μ' と μ'' とすると、複素透磁率は以下のようになる。

$$\dot{\mu} = \mu' - j\mu'' \dots \dots \dots (5)$$

さらに単位体積当たりの毎秒消費するエネルギーは次式となる。

$$W = \frac{\omega}{2\pi} \int H dB = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} H \frac{dB}{dt} dt \dots \dots \dots (6)$$

ここで有効成分 $H = H_0 \cos \omega t$ と $B = B_0 \cos(\omega t - \theta)$ を代入して計算すると、以下のようになる。

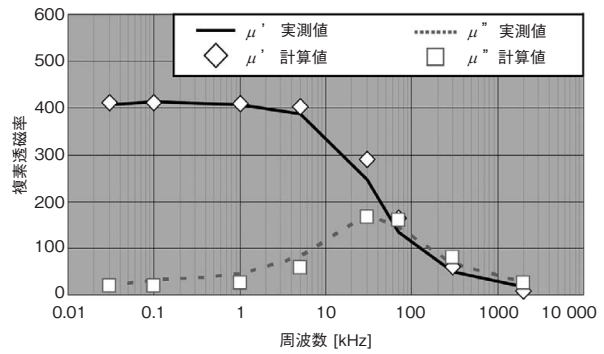
$$\begin{aligned} W &= \frac{\omega^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} -H_0 B_0 \cos \omega t \sin(\omega t - \theta) dt \\ &= \frac{\omega^2}{2\pi} H_0 B_0 \int_0^{2\pi} \cos^2 \omega t \sin \theta dt \\ &= \frac{1}{2} \omega H_0 B_0 \sin \theta = \frac{1}{2} \omega \mu'' H_0^2 \dots \dots \dots (7) \end{aligned}$$

これより複素透磁率の虚部は損失を示しており、複素透磁率を精度良く計算することができれば、鉄損も同様に精度良く計算できるといえる[1]。

[3] 複素透磁率の計算結果検証

ここでは複素透磁率（鉄損）を精度良く計算できるのか検討する。まず、検証用試料としてはシンプルなトロイダルコイルを用いる。材質は電磁軟鉄（SUY）、外径は $\phi 45$ mm、内径は $\phi 33$ mm、さらに積層構造として厚みは 0.085 mm $\times 10$ とする。複素透磁率の計測はBHアナライザを用いる。第6図に、磁束密度5 mT一定時の複素透磁率の計測結果を示す。これより周波数1 kHz以降では、複素透磁率が大きく変化していることがわかる。

シミュレーションでも検証用試料と同様の積層構造と



第6図 複素透磁率の周波数特性（磁束密度5 mT）
Fig. 6 Frequency characteristics of complex permeability

して、複素透磁率を用いて渦電流損とヒステリシス損を個別にモデル化して計算するとともに、実験と同じ方法で（渦電流損とヒステリシス損の両方を含んだ）複素透磁率を求めた結果を同図に示す。これより複素透磁率の計測結果と解析結果は良好に一致しており、本手法を用いて解析することで1 MHz以下であれば鉄損を精度良く考慮できることがわかる[8]。

3.4 温度分布の計算方法

前述の方法で高周波損失を精度良く解析できることから、損失の解析結果を用いて温度分布も求めることもできる。熱伝導方程式を以下に示す。

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(K_x \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(K_y \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(K_z \frac{\partial T}{\partial z} \right) + Q = \rho c \frac{\partial T}{\partial t}$$

ここで T は温度、 Q は発熱量、 K_x, K_y, K_z は x, y, z 方向の熱伝導率、 ρ は密度、そして c は比熱である。また次式の境界条件によって熱の放熱を考慮する。

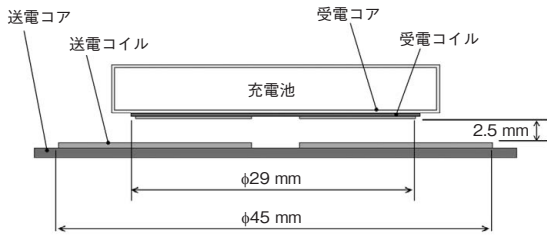
$$K_x \frac{\partial T}{\partial x} l_x + K_y \frac{\partial T}{\partial y} l_y + K_z \frac{\partial T}{\partial z} l_z + h(T - T_\infty) = 0$$

ここで h は熱伝達率、 T は未知の境界温度、 T_∞ は既知の周囲温度、 l_x, l_y, l_z は方向余弦である。

4. ワイヤレス電力伝送の解析事例

4.1 ワイヤレス電力伝送システム

第7図に、送電部、受電部および充電池で構成されるワイヤレス電力伝送システムを示す。送電コイルと受電コイルの厚みはそれぞれ0.55 mmと0.25 mmである。送電コイルはリッツ線 ($\phi 0.07$ mm $\times 49$ 本) を10ターン巻いている。一方、受電コイルは厚みを小さくするために並行線 ($\phi 0.08$ mm $\times 25$ 本) を10 turn巻いている。これより送電コイルの近接効果などの高周波損失は小さいとして直流抵抗損のみ考慮して、受電コイルの高周波損失は精



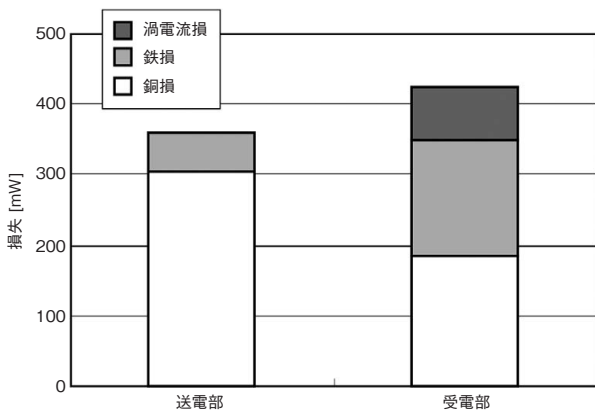
第7図 ワイヤレス電力伝送システム
Fig. 7 Wireless energy transfer system

度良く計算する。送電コイルと受電コイルの間のギャップ長は2.5 mmとする。

送電コアと受電コアの厚みはそれぞれ1.0 mmと0.3 mmである。充電電池は受電部の上側に配置されており、本解析では外側のアルミ製パッケージの渦電流損を考慮する。

4.2 解析結果

送電コイルに入力電圧7.7 V、周波数250 kHzの電圧を印加して出力が約5 Wとなる状態をシミュレーションする。第8図に送電部と受電部の損失の計算結果を示す。これより送電部では送電コイルの銅損が支配的となり、受電部では受電コイルの銅損と受電コアの鉄損がほぼ同じ大きさであることがわかる。このとき入力電力は5.74 Wとなり、効率は約87%である。以上の損失の計算結果を用いて、温度上昇をシミュレーションした結果を、第2表に示す。これより送電部よりも受電部の温度上昇が高く、実測値と計算値は良好に一致している。受電コアと電池パックの温度差が実測値と計算値で異なるが、これは受電側のモデル化を簡略化したために放熱条件が実際と少し異なるためと考えられる。



第8図 銅損と鉄損の解析結果
Fig. 8 Analyzed results of copper and iron loss

第2表 温度の実測値と計算値の比較

Table 2 Comparison between calculated and measured temperature

	室温	送電コア	受電コア	電池パック
実測値 [°C]	28.2	42.6	47.6	46.7
計算値 [°C]	28.0	42.3	48.3	48.1

5. まとめ

ワイヤレス電力伝送の電磁界解析手法として、銅損計算方法としてA-φ法による辺要素有限要素法と表皮深さを考慮したモデル化、さらに鉄損計算方法として複素透磁率を用いることで、高精度に高周波損失を計算可能となることを示した。

今後はkHz領域での駆動デバイスの省エネ、高性能化へ本手法を応用するとともに、非線形領域やマイナーループでのヒステリシス損の計算方法、さらには大規模シミュレーション方法などの構築が課題である。

参考文献

- [1] 太田恵造, “磁気工学の基礎Ⅱ,” 共立出版, 1982.
- [2] 河瀬順洋 他, “最新三次元有限要素法による電気・電子機器の実用解析,” 森北出版, 1997.
- [3] 中田高義 他, “電気工学の有限要素法(第2版),” 森北出版, 1992.
- [4] A. Kameari, “Three dimensional eddy current calculation using edge elements for magnetic vector potential,” Applied Electromagnetics in Materials, Proceedings of the First International Symposium, 1988.
- [5] T. Matsuo et al., “Generalization of an isotropic vector hysteresis model represented by the superposition of stop models-identification and rotational hysteresis loss,” IEEE Trans. on Magn., vol.43, no.4, pp.1389-1392, April 2007.
- [6] F. Preisach, “Über die magnetische nachwirkung,” Zeitschrift für Physik, 94, 277-302, 1935.
- [7] 山崎克己, “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,” IEEJ Trans. IA, vol.123, no.4, pp.392-400, 2003.
- [8] 梁承浩 他, “非接触磁気方式ポジションセンサのインピーダンス特性解析,” 電学静止器・回転機合同研資, SA-07-72, RM-07-88, 2007.

執筆者紹介



太田 智浩 Tomohiro Ota
解析センター EMC安全サポートグループ
EMC and Product Safety Support Group, Analysis
Center
工学博士



光武 義雄 Yoshio Mitsutake
エコソリューションズ社 技術本部 コア技術
開発センター
Core Technologies Development Center, Eco
Solutions Company
工学博士



田村 秀樹 Hideki Tamura
エコソリューションズ社 技術本部 コア技術
開発センター
Core Technologies Development Center, Eco
Solutions Company



加田 恭平 Kyohei Kada
アプライアンス社 ビューティ・リビング事業部
Beauty and Living Business Div., Appliances
Company



北村 浩康 Hiroyasu Kitamura
アプライアンス社 技術本部 ホームアプ
ライアンス開発センター
Home Appliances Development Center, Corporate
Engineering Div., Appliances Company