

電磁界解析と製品開発への応用

結 石 友 宏

Electromagnetic Field Analysis and Its Applications to Product Development — by Tomohiro Keishi — The electromagnetic field analysis, one of the numerical analysis, is now an indispensable method for designing and developing electromagnetic application products. Such advanced analysis techniques including finite element methods, and faster, higher-capacity analytical hardware such as personal computers enable even the most complex electromagnetic phenomena to be investigated. Depending on the frequency of an object, an analysis is carried out differently; products with high frequency must be analyzed in the electromagnetic field, while products with relatively low frequency can be studied in the either field: the electric or magnetic field. This paper describes the outline and purposes of the electromagnetic field analysis introducing some examples of the experiment.

Keywords: Electromagnetic field analysis, Electric field analysis, Magnetic field analysis, Finite element method, Product design

1. 緒 言

電磁界解析は数値解析の一分野であり、電磁気応用製品の設計・開発に無くしてはならない道具となっている⁽¹⁾⁻⁽⁶⁾。有限要素法などの数値解析手法の進展とパソコンに代表される解析用ハードウェアの高速化・大容量化に伴い、複雑な電磁気現象の解析が可能となっている。対象とする製品の使われる周波数により、電界解析・磁界解析のように電界あるいは磁界を単独に扱えばよい場合と電磁界として電界と磁界を同時に解く必要がある場合がある。電磁界解析の概要と目的についてまとめ、製品設計・開発に使った例の紹介を行う。さらに、電磁界解析の今後の展望について述べる。

2. 電磁界解析

2-1 電磁界解析の基礎方程式 真空中に存在する電流 \mathbf{i} 、電荷 q によって生じる電磁界 \mathbf{E} 、 \mathbf{B} は (1) 式～ (4) 式のマクスウェルの方程式で表わされる。(1) 式はファラデーの電磁誘導の法則、(2) 式はアンペア・マクスウェルの法則、(3) 式はガウスの法則、(4) 式は磁束の保存則を表わしている⁽⁷⁾。

$$\text{rot}\mathbf{E} = -\frac{\partial\mathbf{B}}{\partial t} \quad (1)$$

$$\text{rot}\mathbf{B} = \mu_0\mathbf{i} + \varepsilon_0\mu_0\frac{\partial\mathbf{E}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\text{div}\mathbf{E} = \frac{q}{\varepsilon_0} \quad (3)$$

$$\text{div}\mathbf{B} = 0 \quad (4)$$

ここで、 \mathbf{E} は電界、 \mathbf{B} は磁束密度、 \mathbf{i} は電流密度、 t は時間、 q は電荷密度、 ε_0 は真空の誘電率、 μ_0 は真空の透磁率である。

物質内では誘電率を ε 、透磁率を μ とすると

$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E} \quad (5)$$

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} \quad (6)$$

の関係があり、(2) 式と (3) 式はそれぞれ (2)' 式および (3)' 式のように表わされる⁽⁷⁾。

$$\text{rot}\mathbf{H} = \mathbf{i} + \frac{\partial\mathbf{D}}{\partial t} \quad (2)'$$

$$\text{div}\mathbf{D} = q \quad (3)'$$

ここで、 \mathbf{D} は電束密度、 \mathbf{H} は磁界である。

(2)' 式の両辺の div をとると、 $\text{div}(\text{rot}\mathbf{H}) = 0$ なので、(3)' 式も考慮して (7) 式の電荷保存則を導くことができる。

$$\text{div}\mathbf{i} = -\frac{\partial q}{\partial t} \quad (7)$$

高周波領域の問題を扱う場合は、電界と磁界を同時に扱う電磁界問題を解く必要がある。この場合は、(1) 式～ (4) 式あるいは (1) 式、(2)' 式、(3)' 式、(4) 式のマクスウェル方程式を解くことになる。

周波数の低い領域の問題を扱う場合には、電界あるいは磁界を単独に解けば十分な場合が多い。この場合は表1に示す準静的電磁界方程式の電界系の式または磁界系の式を解けばよい。

電界のみ扱う場合は、表1の(3)'式、(7)式、(1)'式を解けばよい⁽¹⁷⁾。

(1)'式より \mathbf{E} と電位 V の関係は (8) 式で定義される。

$$\mathbf{E} = -\text{grad } V \quad \dots\dots\dots (8)$$

\mathbf{i} と \mathbf{E} の間には導電率 σ または抵抗率 ρ を用いて (9) 式の関係がある。

$$\mathbf{i} = \sigma \mathbf{E} = \frac{\mathbf{E}}{\rho} \quad \dots\dots\dots (9)$$

磁界のみ扱う場合は、表1の(2)"式、(1)式、(4)式を解けばよい⁽¹⁷⁾。

(4)式より \mathbf{B} とベクトルポテンシャル \mathbf{A} の関係は (10) 式で定義される。

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A} \quad \dots\dots\dots (10)$$

表1 マクスウェルの方程式 (準静的電磁界方程式)

電界系		磁界系	
$\text{div } \mathbf{D} = q$	(3)'	$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{i}$	(2)''
$\text{div } \mathbf{i} = -\frac{\partial q}{\partial t}$	(7)	$\text{rot } \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$	(1)
$\text{rot } \mathbf{E} = 0$	(1)'	$\text{div } \mathbf{B} = 0$	(4)
$\mathbf{E} = -\text{grad } V$	(8)	$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}$	(10)
$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$	(5)	$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$	(6)
$\mathbf{i} = \sigma \mathbf{E} = \frac{\mathbf{E}}{\rho}$	(9)	$\mathbf{i} = \sigma \mathbf{E} = \frac{\mathbf{E}}{\rho}$	(9)

2-2 数値解法による電磁界解析

電磁界解析は数値的な方法が開発され使われている。有限要素法電界解析が汎用性が高く、ほとんどの問題に適用できるのでよく使われている^{(18)~(20)}。

表1より電界系の場合、 $\mathbf{E} = -\text{grad } V$ となるスカラーポテンシャル(電位) V を導入すると、 $\text{rot } \mathbf{E} = 0$ は恒等的に満たされる。静電界問題の場合、電荷 q の時間微分は0となり $\text{div } \mathbf{i} = 0$ なのでこの式は解く必要はない。 $\text{div } \mathbf{D} = q$ 、 $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} = -\epsilon \text{grad } V$ より (11) 式のポアソン方程式を満たす V を解けばよい。

$$\text{div} (\epsilon \text{grad } V) = -q \quad \dots\dots\dots (11)$$

$q = 0$ の場合は (12) 式のラプラス方程式を解けばよい。

$$\text{div} (\epsilon \text{grad } V) = 0 \quad \dots\dots\dots (12)$$

表1より磁界系の場合、 $\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}$ となる磁気ベクトルポテンシャル \mathbf{A} を導入すると $\text{div } \mathbf{B} = 0$ は恒等的に満たされる。静磁界問題の場合、 \mathbf{B} の時間微分は0となり $\text{rot } \mathbf{E} = 0$ となる。 $\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{i}$ 、 $\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \mathbf{B} = \frac{1}{\mu} \text{rot } \mathbf{A}$ より (13) 式を満たす \mathbf{A} を解けばよい。

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \mathbf{A} \right) = \mathbf{i} \quad \dots\dots\dots (13)$$

また、準定常磁界問題すなわち渦電流問題の場合、電気スカラーポテンシャル ϕ と磁気ベクトルポテンシャル \mathbf{A} を導入して、電界 \mathbf{E} と磁束密度 \mathbf{B} をそれぞれ (14) 式および (15) 式で表わす。

$$\mathbf{E} = -\text{grad } \phi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A} \quad \dots\dots\dots (15)$$

(14)式と(15)式を用いると(2)"式は(6)式および(9)式を考慮して(16)式で表わされる。

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \mathbf{A} \right) = \sigma \left(-\text{grad } \phi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) \quad \dots\dots\dots (16)$$

また、 $\text{div} (\text{rot } \mathbf{H}) = 0$ なので、(17)式が成り立つ。

$$\text{div} \left\{ \sigma \left(-\text{grad } \phi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) \right\} = 0 \quad \dots\dots\dots (17)$$

(16)式、(17)式を解くと渦電流問題の解が得られる。

3. 電界解析

3-1 電界解析の目的 電力を伝送する回路にはケーブル、巻線などが使われる。ケーブルの内部導体と外部導体の間、巻線の導体と絶縁体表面の間などには高電圧が印加され、絶縁体には高電界が加わることになる。絶縁体に加わる電界が大きくなると絶縁破壊が起こり、電力を送ることができなくなる。従って、絶縁体に許容される電界に対して、余裕を持った電気絶縁の設計を行うには、電界を精度よく求めることが要求される。ケーブルのように同心円断面の場合は解析的に電界を求めることができるが、一般的には絶縁体が複雑な形状であり、複数の電気絶縁体を使っている場合が多く、電界解析により電界を求める必要がある。

3-2 最大電界を求めるための要素分割 図1に示すように平行平板電極の上部に回転楕円体の突起がある場合について有限要素法電界解析を行い、突起先端の最大電界について検討する。平行平板の距離は3mmで、50Hz、38kVの電圧を印加した。回転楕円体の長軸半径は1325 μm 、

先端曲率半径は $50\mu\text{m}$ である。図2 (a) (b) (c) に示すように、突起先端付近の有限要素分割を変化させて電界解析を行った。突起部先端最大電界と要素厚さの関係を図3に示す。この3点より2次関数の回帰曲線で近似すると、最大電界は要素厚さ $0\mu\text{m}$ のときの値 238.6kV/mm と推定される。理論値は 236.4kV/mm である⁽²¹⁾。誤差1%未満で有限要素法の推定値と理論値はよく一致している。

このように、最大電界を求める箇所に薄い要素を切る必要がある。要素の厚さは求める最大電界に必要な精度が得られるように決めることになる。

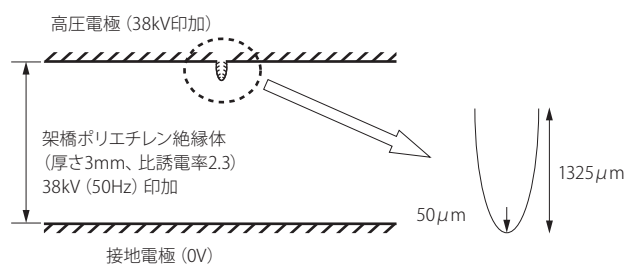


図1 回転楕円体突起モデル

3-3 電界解析による電力ケーブル機器設計 直線接続部、終端接続部など⁽²²⁾の電力ケーブル機器の設計に必要な電界解析は表2の3種類に分類できる。

静電界解析は絶縁体の誘電率のみ考慮して電界分布を求める解析である。商用交流（周波数50Hzまたは60Hzの交流）で運転される電力機器の電圧分布は誘電率で決まる。電力ケーブルは商用交流で運転される場合が多いので、この解析が最も多く用いられている。

複素電界解析は絶縁体の誘電率と抵抗率（または導電率）の両方を考慮して電界分布を求める解析である。半導電性のスリーブ（収縮チューブ）を被せて電界を緩和させる電力ケーブル機器等の電界解析に使われる。また、三相交流が印加される絶縁体の解析を行う場合に各導体の電位の位相差を考慮して電界分布を求める解析にも使われる。

直流電界解析は抵抗率（または導電率）のみ考慮して電界分布を求める解析である。直流で運転される電力機器の電圧分布は抵抗率で決まる。直流海底ケーブル用の電力ケーブル機器の解析に使われる。日本では本州の青森県と北海道を結ぶ北本直流幹線の海底ケーブルや四国の徳島県と本州の和歌山県を結ぶ阿南紀北直流幹線の直流500kV海底ケーブル用の電力ケーブル機器⁽²³⁾の電界解析に使われた実績がある。

表1の電界系のマクスウェルの方程式との関係は次のように考えられる⁽²⁴⁾。

誘電率 ϵ 、体積抵抗率 ρ の絶縁体において、電界を E 、電

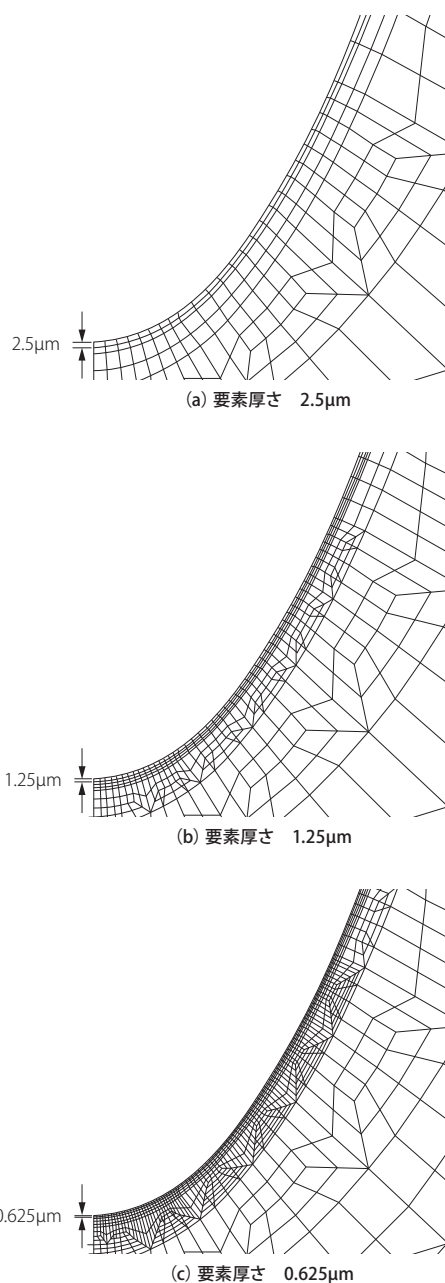


図2 突起先端付近の有限要素分割

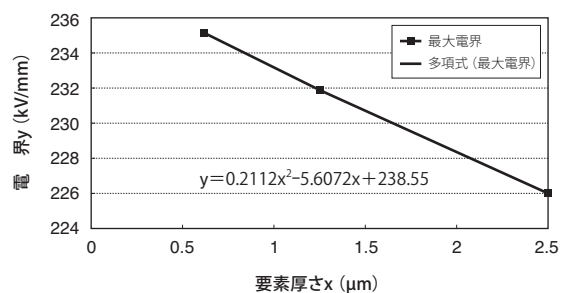


図3 突起部先端最大電界と要素厚さの関係

表2 電力ケーブル機器の設計に必要な電界解析

種類	考慮する物性値	線形/非線形	用途
静電界解析	比誘電率 ϵ_r	線形解析	交流電力ケーブル機器
複素電界解析	比誘電率 ϵ_r 抵抗率 ρ (導電率 σ)	線形解析	交流電力ケーブル機器 ・半導電性スリーブ使用等の機器 ・三相交流電圧の位相差を考慮する場合
直流電界解析	抵抗率 ρ (導電率 σ)	非線形解析 $\rho = \rho(E, T)$ E : 電界, T : 温度	直流電力ケーブル機器

流密度を i 、空間電荷密度を q とすると次式が成立する。

$$\text{div}(\epsilon \mathbf{E}) = q \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$\text{div} \mathbf{i} = \text{div} \left(\frac{\mathbf{E}}{\rho} \right) = -\frac{\partial q}{\partial t} \quad \dots\dots\dots (19)$$

(18) 式と (19) 式より、 ϵ が時間的に一定の場合、

$$\text{div} \left(\frac{\mathbf{E}}{\rho} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) = 0 \quad \dots\dots\dots (20)$$

角周波数 ω の交流電圧に対しては

$$\mathbf{E} = \hat{\mathbf{E}} = E_0 \{ \cos(\omega t + \phi) + j \sin(\omega t + \phi) \} = E_0 e^{j(\omega t + \phi)}$$

として定常的な電界を複素数で扱うと (20) 式は、

$$\text{div} \left\{ \left(\frac{1}{\rho} + j\omega\epsilon \right) \hat{\mathbf{E}} \right\} = 0 \quad \dots\dots\dots (21)$$

(21) 式より、 ϵ 、 ρ 、 ω によって次のケースに分けられる。

(1) 高周波あるいは静電容量の場合

$$\left(\frac{1}{\rho} \ll \omega\epsilon \text{ すなわち } \epsilon\rho\omega \gg 1 \text{ のとき} \right)$$

$$\text{div}(\epsilon \hat{\mathbf{E}}) = 0 \quad \dots\dots\dots (22)$$

これは通常の静電界の式である。電力ケーブル機器に用いられる絶縁体の比誘電率と抵抗率は表3に示すような値である^{(25)、(26)}。周波数 $f = 50$ (Hz) の場合、 $\omega = 2\pi f = 314$ (rad/s) となり、比誘電率 $\epsilon_r = 1$ 、抵抗率 $\rho = 10^{15}$ とすると

$$1/\rho = 1/(10^{15} \times 10^{-2}) = 10^{-13} \text{ (1/}\Omega\text{m)},$$

$$\omega\epsilon = 314 \times 1 \times 8.854 \times 10^{-12} = 2.78 \times 10^{-9} \text{ (1/}\Omega\text{m)}$$

なので $1/\rho \ll \omega\epsilon$ を満足している。従って、商用周波数で運転される電力ケーブル機器の電界解析は誘電率のみ考慮して (22) 式を解けばよい。

表3 各種絶縁材料の比誘電率、体積抵抗率

材料	比誘電率	体積抵抗率 (Ωcm)
ポリエチレン	2.3	10^{18}
架橋ポリエチレン	2.3	10^{18}
ポリ四フッ化エチレン (テフロン)	2.0	10^{15}
天然ゴム	3~4	10^{15}
ブチルゴム	3~4.5	10^{15}
EPゴム	4~5	10^{15}
エポキシ	3.5~5	$10^{15} \sim 10^{17}$
絶縁紙	1.2~2.6	—
含浸紙 (油浸紙)	3.5~3.7	10^{18}
絶縁油	2~5	10^{16}

(注) 配合により値が異なるものもあるので、解析に用いるときは注意すること。

(2) 直流あるいは低抵抗の場合

$$\left(\frac{1}{\rho} \gg \omega\epsilon \text{ すなわち } \epsilon\rho\omega \ll 1 \text{ のとき} \right)$$

$$\text{div} \left(\frac{\hat{\mathbf{E}}}{\rho} \right) = 0 \quad \dots\dots\dots (23)$$

これは、(22) 式で ϵ を $1/\rho$ で置き換えた式と同じである。直流の場合は周波数 $f = 0$ なので $\omega\epsilon = 0$ となり、 $1/\rho \gg \omega\epsilon$ を満足している。従って、直流で運転される電力ケーブル機器の電界解析は抵抗率のみ考慮して (23) 式を解けばよい。

(3) 一般的な場合

(21) 式は (22) 式の通常誘電率 ϵ を (24) 式の複素誘電率 $\hat{\epsilon}$ で置き換えた式と等しい。

$$\hat{\epsilon} = \epsilon + \frac{1}{j\omega\rho} \quad \dots\dots\dots (24)$$

絶縁体の抵抗率が (1) の場合に比べて小さく、商用周波数で運転される電力ケーブル機器の電界解析は誘電率と抵抗率を考慮した (24) 式を使って解析する必要がある。

使われる電界解析の種類を抵抗率と周波数に関して表すと図4のようになる。

電界解析の例を図5の油中終端接続箱について示す。電力ケーブル線路の端部に設ける終端箱の一種で、ケーブル絶縁体（架橋ポリエチレン）にストレスコーン（絶縁ゴムと導電ゴムを組合せて電界を調整できるようにした部品）と碍子（エポキシ）を取付け、ストレスコーンと碍子の界面に常に圧力が加わるようにしている。z軸を中心軸として回転した軸対象3次元構造である。各絶縁体の比誘電率を与えて静電界解析を行った結果を図6の等電位線図、図7の最大電界、図8の絶縁体界面の電界分布に示す。

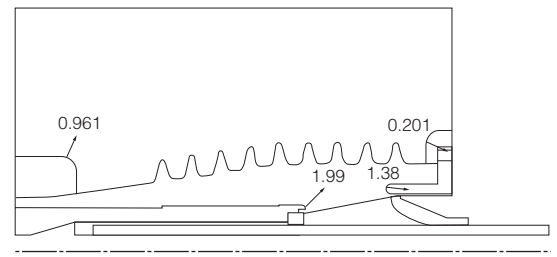


図7 最大電界 (%/mm)

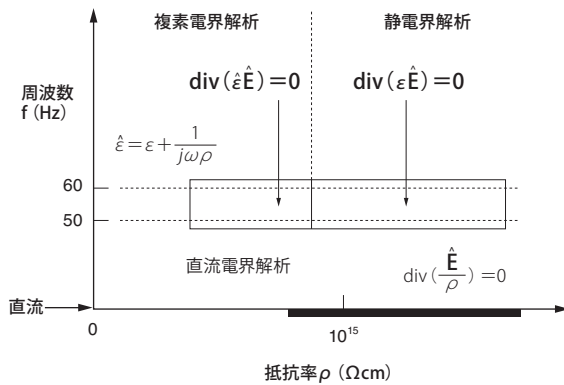


図4 電界解析の種類と適用範囲

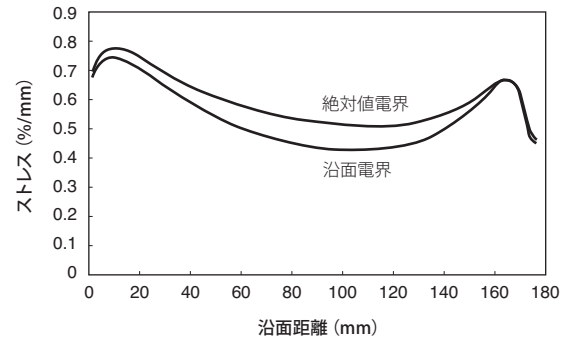


図8 絶縁体界面の電界分布

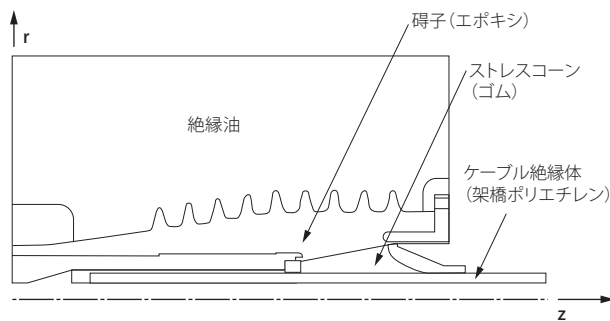


図5 電界解析モデル（油中終端接続箱）

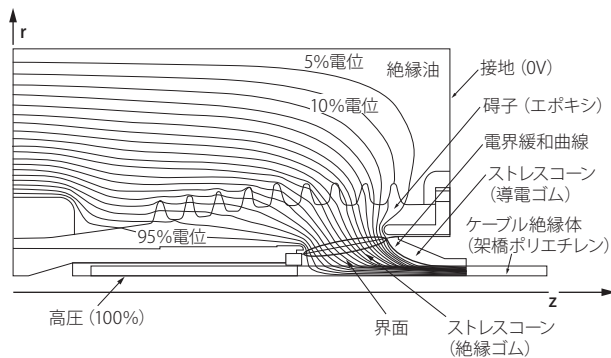


図6 等電位線図

4. 磁界解析

4-1 磁界解析の目的 電流を流すと周囲に磁束が発生する。この磁束を通すために磁気回路が使われる。磁気回路は電磁鋼板、電磁軟鉄、パーマロイ等の磁性体で作られる。電流を増加させていくと磁性体の磁束が比例して増加しない領域が発生し、磁気飽和現象が起こるので、磁性体のB-Hカーブを考慮した非線形解析が必要である。磁束を飽和させずに通すのに必要な磁性体の断面形状を求めなどの磁気回路設計に磁界解析が使われる。

導体を貫通する磁場が変動すると渦電流が流れる。これを考慮した磁場解析により、交流が流れる導体断面の電流分布計算を行い、インピーダンスを求めることができる。

4-2 磁界解析による電流センサ解析 静磁界解析の例を図9の電流センサについて示す。磁気比例式電流センサは、ギャップを有する磁気コア、ホール素子およびホール素子からの出力を増幅する回路から構成されている。コアで囲まれた空間内を通過している導体の通電電流によりギャップ部に電流に比例した磁束が発生する。ホール素子はこの磁束を電圧信号に変換する。このホール素子からの出力電圧を増幅回路により増幅し、被測定電流に比例した出力電圧を発生する。

磁気コアに用いたPCパーマロイのB-Hカーブを図10に示す。磁気コアの磁束密度分布を解析した結果を図11に示す。磁束密度分布より磁気コアの飽和状況を調べるこ

ができる。磁気コアの厚さを2mmとすれば、**図12**に示すように通電電流100Aまでギャップ部の磁束密度は電流に比例し、電流センサとして使えることが確認できた。なお、磁気コアの厚さを1mmにすると、**図13**に示すように通電電流60Aを超えるとギャップ部の磁束密度が電流に比例しなくなり、電流センサとしては不適である。

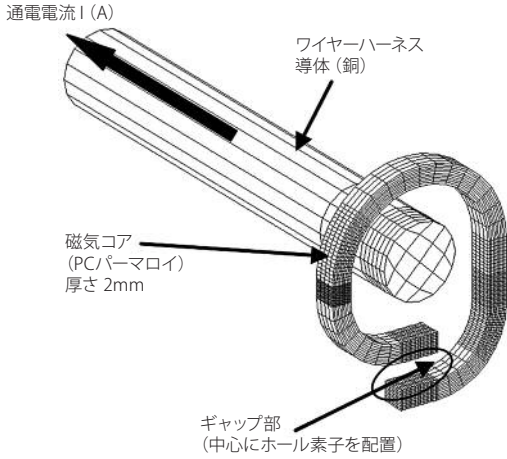


図9 電流センサの構造

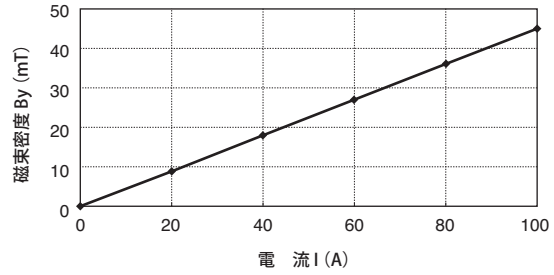


図12 通電電流とギャップ部磁束密度 (コア厚さ2mm)

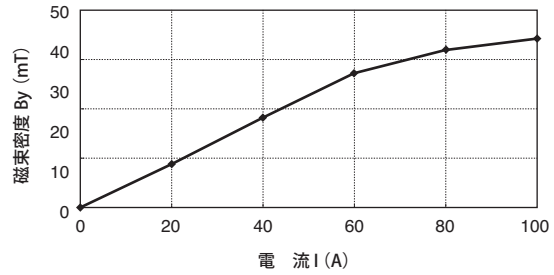


図13 通電電流とギャップ部磁束密度 (コア厚さ1mm)

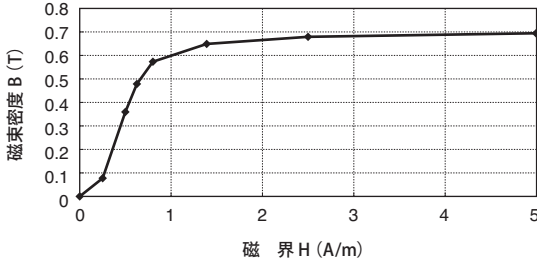


図10 磁気コア (PCパーマロイ) のB-Hカーブ

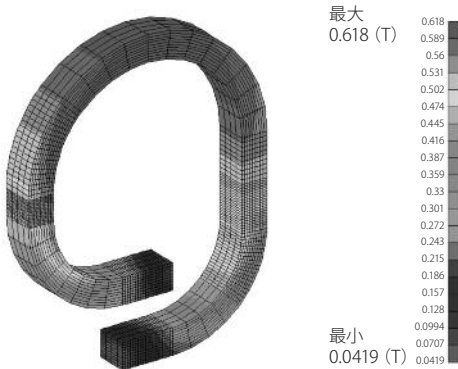


図11 磁気コアの磁束密度分布 (厚さ2mm、I=100A)

4-3 磁界解析による電流分布・インピーダンス解析

渦電流解析の例として、円形および矩形断面の導体伝送路に单相および三相電流を流した時の導体断面の電流分布と高周波インピーダンスを求めた結果を示す⁽⁷⁾。電気自動車駆動用モータ電流の周波数はkHzオーダーで、高周波効果(表皮効果、近接効果)が発生するレベルであり、このような検討を行った。

直円柱単心導体で、渦電流を含む有限要素法の磁場解析を行った結果、電流分布とインピーダンスは理論値と一致した。磁場解析で精度のよいインピーダンスの解析が可能と考えられる。直円柱、矩形断面導体に单相、三相通電した場合について電流分布を解析し、インピーダンス(抵抗、インダクタンス)を求めた。

(1) 直円柱単心導体のインピーダンス

図14に示す直円柱単心導体の長手z方向両端面に電圧が印加された場合について、半径r方向の電流密度分布と導体インピーダンスを解析した。アルミ導体(導電率 $\sigma = 3.31 \times 10^7$ S/m)、 $a = 5$ [mm]、 $\ell = 1$ [m]、 $V = 1$ [V]、 $f = 1,10$ [kHz]として、周波数領域での渦電流を含む有限要素法磁場解析を行い電流分布を求めた。

導体表面($r=a$)の電流密度*i(a)*で正規化した電流密度*i(r)/i(a)*の半径方向分布を**図15**に点で示す。また、電流密度分布の理論値を**図15**に線で示す。磁場解析により求めたインピーダンスとインピーダンスの理論値を表4に示す。

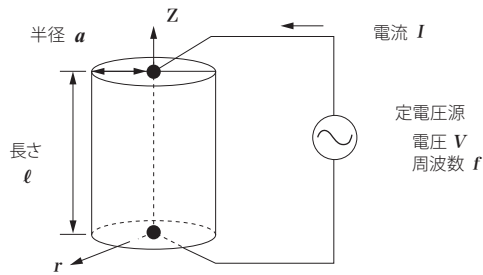


図14 直円柱単心導体

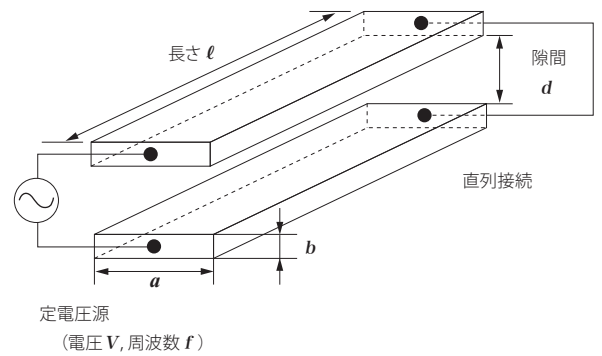


図16 矩形断面平行導体

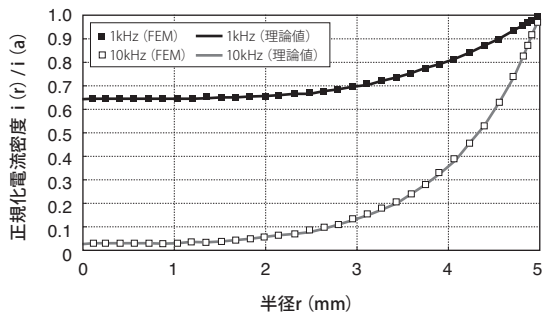


図15 直円柱単心導体の電流密度分布

表4 直円柱単心導体のインピーダンス

f (kHz)	抵抗 (mΩ)		自己インダクタンス (μH)	
	1	10	1	10
理論値	0.464	1.203	1.049	1.049
解析結果	0.458	1.205	1.119	1.091

f: 周波数 DC抵抗: 0.385(mΩ)

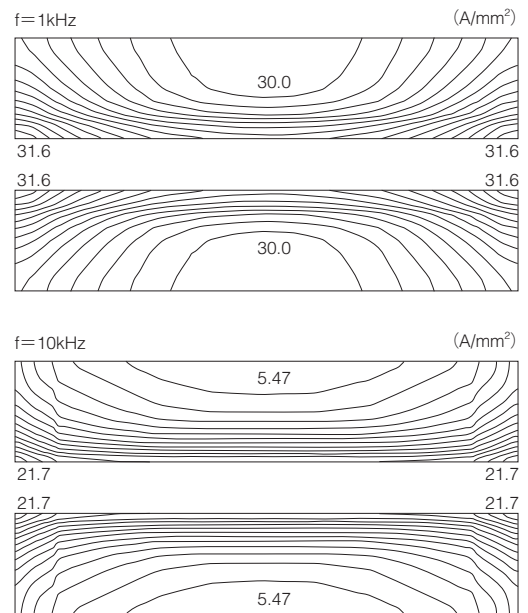


図17 矩形断面平行導体(直列)の電流密度分布

図15に示すように表皮効果により導体表面の電流密度が大きくなっており高周波ほど顕著である。図15および表4より磁場解析結果は理論値とよく一致しており、磁場解析により精度よくインピーダンスが求められると考えられる。

(2) 矩形断面平行導体のインピーダンス

図16に示す矩形断面平行導体で、アルミ導体(導電率 $\sigma = 3.31 \times 10^7$ S/m)、 $a = 10$ [mm]、 $b = 2$ [mm]、 $d = 1$ [mm]、 $\ell = 1$ [m]、 $V = 1$ [V]、 $f = 1, 10$ [kHz]として、磁場解析を行い電流分布、インピーダンスを求めた。

導体断面の電流分布を直列接続の場合について図17に示す。表皮効果と近接効果により、直列接続の場合は導体の対向面の両端部の電流密度が大きくなっている。この傾向は高周波になるほど顕著に現れている。

直列接続の場合について、隙間 $d = 1, 5, 9$ [mm]と変化させて導体のインピーダンスを解析した⁽⁷⁾。磁場解析を行

うことにより、矩形断面導体のインピーダンスを求めることが可能となった。

(3) 三相通電導体のインピーダンス

図18に示すように直円柱導体を正三角形配置し、三相電圧を印加した場合の磁場解析を行った。アルミ導体(導電率 $\sigma = 3.31 \times 10^7$ S/m)、 $a = 5$ [mm]、 $d = 20$ [mm]、 $\ell = 1$ [m]、 $V = 1$ [V]、 $f = 1, 10$ [kHz]として、磁場解析を行い電流分布、インピーダンスを求めた。

導体断面の電流分布を図19に示す。表皮効果と近接効果により、導体の対向面の一部の電流密度が大きくなっている。各相の電流分布のパターンは同じで120°回転させると重なる分布となっている。導体のインピーダンスを解析した結果を表5に示す。各相の値は同じで、三相平衡なインピーダンスとなった。

矩形断面の場合については文献⁽⁷⁾にまとめている。

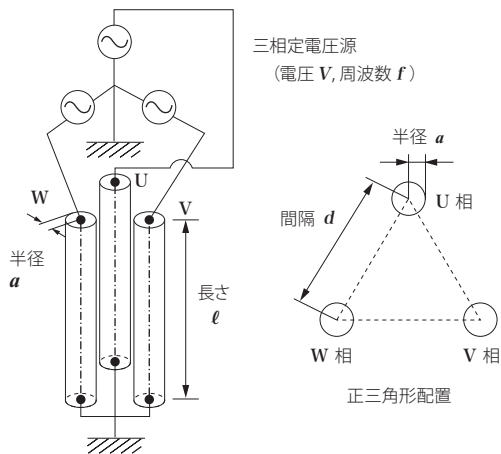


図18 直円柱導体正三角形配置（三相）

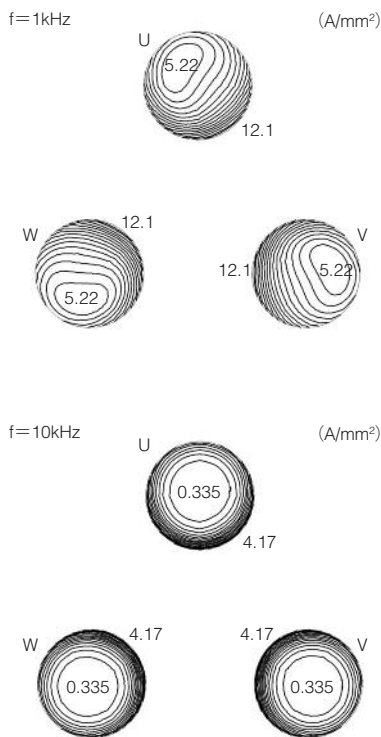


図19 直円柱導体正三角形配置（三相）の電流密度分布

表5 直円柱導体正三角形配置（三相）のインピーダンス

周波数f (kHz)	抵抗 (mΩ)	インダクタンス (μH)	インピーダンス (mΩ)
1	0.503	0.314	2.03
10	1.40	0.278	17.6

DC抵抗: 0.385 (mΩ)

5. 今後の展望

電界と磁界を同時に求める必要のある電磁界解析については、自動車用ワイヤハーネス製品のEMC (Electro Magnetic Compatibility、電磁環境両立性) の検討や高周波製品の伝送特性などSI (Signal Integrity) の検討、高周波部品のインピーダンスの周波数特性の解析などに使っている。今後、さらに電磁界解析が製品開発や設計、品質保証などに使われていくものと期待している。

また、電界解析や磁界解析についてはCAD図面のデータを使って、設計者が有限要素法の分割と解析を行うようになってきている。このために設計者が使いやすいようなシステムの技術開発も進めている。

6. 結 言

電磁界解析の内、電界解析と磁界解析について当社における解析例を含めてまとめた。設計者が使いやすいような電磁界解析システムの開発を行うなどの課題があり、今後進めていきたい。また、製品開発に役立つ電磁界解析技術の開発や大規模モデルでの電磁界解析も継続して進めていきたい。

参 考 文 献

- (1) 「有限要素法による電力機器の電磁界解析の現状」、電気学会技術報告、II部第118号 (1981)
- (2) 「電磁界数値解析法の電力機器への応用」、電気学会技術報告、II部第208号 (1986)
- (3) 「三次元静磁界数値計算技術」、電気学会技術報告、II部第286号 (1988)
- (4) 「回転機の電磁界数値解析法」、電気学会技術報告、II部第375号 (1991)
- (5) 「三次元渦電流場数値計算技術」、電気学会技術報告、II部第384号 (1991)
- (6) 「三次元電磁界数値計算実用化技術」、電気学会技術報告、第480号 (1994)
- (7) 「回転機電磁界解析ソフトウェアの適用技術」、電気学会技術報告、第486号 (1994)
- (8) 「回転機の電磁界高精度数値シミュレーション技術」、電気学会技術報告、第565号 (1995)
- (9) 「電磁界解析とその逆・最適化問題への応用」、電気学会技術報告、第611号 (1996)
- (10) 「回転機の電磁界解析実用化技術の現状と実例」、電気学会技術報告、第663号 (1998)
- (11) 「電磁界解析技術と最適化手法の高度化」、電気学会技術報告、第759号 (1999)
- (12) 「回転機のパーチャルエンジニアリングのための電磁界解析技術」、電気学会技術報告、第776号 (2000)
- (13) 「回転機の三次元CAEのための電磁界解析技術」、電気学会技術報告、第855号 (2001)
- (14) 「電磁界数値解析における最近の技術動向」、電気学会技術報告、第906号 (2002)
- (15) 「電磁界解析における高速大規模数値計算技術」、電気学会技術報告、第1043号 (2006)

- (16) 「実規模電磁界解析のための数値計算技術」、電気学会技術報告、第1129号 (2008)
 - (17) 河野照哉、桂井誠「電気磁気学演習」、pp.159-160、p.175、電気学会 (1978)
 - (18) 中田高義、高橋則雄、「電気工学の有限要素法 第2版」、森北出版 (1982)
 - (19) 日本AEM学会、「数値電磁界解析法の基礎」、坪井始、内藤督 (編)、養賢堂 (1994)
 - (20) 日本AEM学会、「実践数値電磁界解析法」、坪井始、内藤督 (編)、養賢堂 (1995)
 - (21) 「CVケーブルおよび接続部の高電圧試験法」、電気協同研究、第51巻第1号、pp.53-55 (1995)
 - (22) 飯塚喜八郎監修、「新版・電力ケーブル技術ハンドブック」、電気書院、pp.395-424 (1989)
 - (23) 井上利行、前川雄一、鈴木寛、古川晃平、畑良輔、村上開平、三谷宗久、木村浩之、広田博史、浅尾芳久、芦辺祐一、関守弘、「直流500kV PPLP絶縁OF海底ケーブル線路の建設」、SEIテクニカルレビュー、第155号、pp.69-76 (1999)
 - (24) 宅間薫、濱田昌司、「数値電界計算の基礎と応用」、東京電機大学出版局、pp.196-197 (2006)
 - (25) 飯塚喜八郎監修、「新版・電力ケーブル技術ハンドブック」、電気書院、pp.81-100 (1989)
 - (26) 「電線技術資料 電力・被覆線」、住友電工、p.872 (1990)
 - (27) 結石友宏、嶋田俊郎、水谷美生、「電気自動車の大電流伝送路における高周波効果の考察 (1)」、電気学会静止器・回転機合同研究会資料、SA-09-19/RM-09-19 (2009)
-

執筆者

結石 友宏 : シニアスペシャリスト
解析技術研究センター グループ長
工学博士
CAE (Computer Aided Engineering)
の研究に従事

