

## 渦電流形変位センサに用いる同軸ケーブルの内部導体に 起因する抵抗に関する検討

### Consideration on Resistance Due to Inner Conductor of Coaxial Cable of Eddy-current Displacement Sensor

水野 勉<sup>\*1</sup>(正員), 出口 見多<sup>\*1</sup>, 志村 祐介<sup>\*1</sup>, 品川 宏樹<sup>\*1,2</sup>, 榎木 茂実<sup>\*2</sup>

Tsutomu MIZUNO (Mem.), Kenta DEGUCHI, Yusuke SHIMURA, Hiroki SHINAGAWA, Shigemi ENOKI

A coil of an eddy-current displacement sensor and an impedance/output voltage converter are connected by a coaxial cable. AC resistance of the coil is broken down into DC resistance, resistances due to the skin and proximity effects and resistance due to acting magnetic field on an inner conductor of the coaxial cable (the resistance due to inner conductor). In this paper, we derive the theoretical expressions of the resistance due to inner conductor for ease of calculation. The result shows that resistance due to inner conductor is approximately  $0 \Omega$  when the distance from the coil to the inner conductor is 3 mm.

**Keywords:** eddy-current displacement sensor, coaxial cable, inner conductor, coil, AC resistance, eddy current loss

#### 1 まえがき

渦電流形変位センサ（以下、EC変位センサ）は耐環境性に優れているために、多方面の産業分野で使用されている[1]。EC変位センサは、コイルとインピーダンス/出力電圧（Z/V）変換器および両者を接続する同軸ケーブルから構成されている[2]。

従来、コイルの交流抵抗の要因として、表皮効果および近接効果に起因する抵抗[3]、コイルの浮遊容量の影響による抵抗の増加[4]が検討されている。しかし、同軸ケーブルの影響、すなわち、コイルの励振電流  $I$  が作る交流磁界が同軸ケーブルの内部導体に作用すると渦電流損が発生して、コイルの抵抗が増加する現象は検討されていなかった。本論文では、内部導体に起因するコイルの抵抗増加分を  $R_{in}$  と呼称しており、 $R_{in}I^2$  と内部導体に生ずる渦電流損とが等しいことに着目して  $R_{in}$  を導出している。さらに抵抗  $R_{in}$  の実測値と理論値とを比較して、 $R_{in}$  を明らかにする。論文では以下の事項について述べる。

- (1) 内部導体に起因する抵抗  $R_{in}$  の理論式の導出
- (2)  $R_{in}$  の実測値と計算値との比較
- (3) 内部導体がコイルの交流抵抗に与える影響

#### 2 EC変位センサの構造

Fig. 1 は EC 変位センサのシステム構成であり、コイルと Z/V 変換器との間が同軸ケーブルで接続されている[2]。測定対象の変位  $x$  に応じたコイルの  $Q$  値を Z/V 変換器で出力電圧  $V_o$  に変換している。

Fig. 2 にコイルと同軸ケーブルの配置を示した。コイルの右端面から同軸ケーブルの内部導体の先端までの距離を  $d_1$  とした。また、コイルは銅線を用いており、外径  $\phi 4.56$  mm、軸方向長さ 2.15 mm、巻数  $N=102$  回である。コイルは、周波数  $f=1$  MHz において  $Q$  値が最大となっており、 $f=1$  MHz で励振される。コイルに励振電流  $I (=1$  mA) を流して、交流磁界  $H_z$  が内部導体に作用すると渦電流が流れる。

Fig. 3 にコイルに用いた銅線の構造を示してあり、導体径  $\phi 90 \mu\text{m}$  の銅線に厚さ  $5 \mu\text{m}$  の絶縁層が施され、その外側に厚さ  $6.5 \mu\text{m}$  の融着層が設けられている。

Fig. 4(a) は同軸ケーブルの内部導体を構成する素線の構造[5]であり、素線数  $N_{st} (=7$  本) が撚られて内部導体となっている。素線は銀めつき銅被膜鋼であり、導体径  $\phi 84 \mu\text{m}$  の鋼線に厚さ  $7 \mu\text{m}$  の銅薄膜と厚さ  $2 \mu\text{m}$  の銀薄膜がめつきされている。銀薄膜の断面積は、銅薄膜の断面積の 20% と小さい。また銀と銅の抵抗率はそれぞれ、 $1.59 \mu\Omega\text{cm}$ 、 $1.72 \mu\Omega\text{cm}$  であり、ほぼ同じ抵抗率である。そこで計算を簡略化するために、同図 (b) に示したように銀薄膜を銅薄膜として扱うことにして、導体径  $\phi 84 \mu\text{m}$  の鋼線に厚さ  $9 \mu\text{m}$  の銅薄膜をめ

連絡先：水野 勉，〒380-8553 長野市若里 4-17-1，信州大学工学部電気電子工学科，  
e-mail: mizunot@gipwc.shinshu-u.ac.jp

<sup>\*1</sup>信州大学 <sup>\*2</sup>新川センサテクノロジー(株)

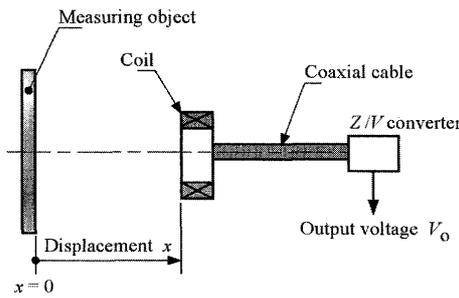


Fig. 1 System configuration of EC displacement sensor.

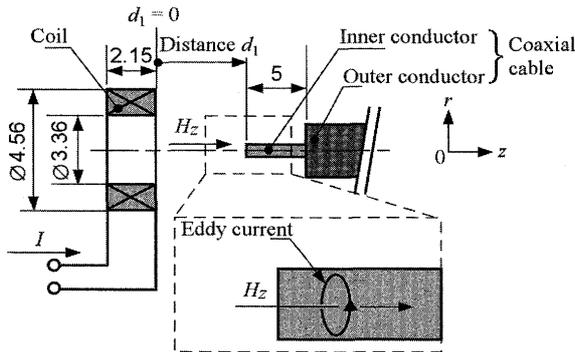


Fig. 2 Arrangement of coil and coaxial cable (unit: mm).

つきした簡素化した構造で素線に生ずる渦電流損の理論式を導出する。またコイルから発生する磁界  $H_z$  は、後述する解析結果 (Fig. 8 参照) によればコイルの右端面から 5 mm 離れた点では  $H_z \approx 0$  A/m となるので外部導体の影響は無視できる。したがって本論文では外部導体が内部導体の左端面から 5 mm 以上離れており、外部導体の影響はないものとして解析する。

### 3 内部導体に起因する抵抗の理論式

内部導体に起因する抵抗 (コイルの抵抗増加分)  $R_m$  は、 $R_m I^2$  と内部導体に生ずる渦電流損とが等しいことに着目して求める。まず素線に作用する交流磁界  $H$  を求める。次に、素線に生ずる渦電流損を求めて、その値を素線数  $N_s (= 7)$  倍した内部導体に生ずる渦電流損を  $I^2$  で割ることで内部導体に起因する抵抗  $R_m$  を求める。

#### 3.1 円形コイルが作る磁界

Fig. 5 に円形コイルが任意の点に作る磁界の強さを示した。ここでは、 $N$  回巻のコイルを  $N$  本の円形コイルとして計算する。

円形コイル番号  $m(r_m, z_m)$  のコイルに電流  $I$  が流れており、任意の点  $n(r_n, z_n)$  に磁界の強さ  $H_{mn}$  が生じている。

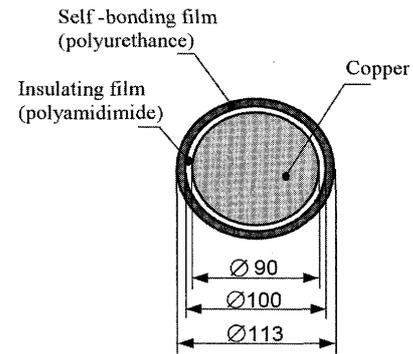
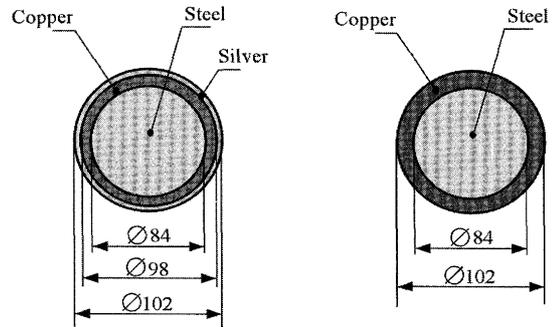


Fig. 3 Structure of copper wire (unit:  $\mu\text{m}$ ).



(a) Structure of strand of inner conductor

(b) Simplified structure of strand of inner conductor

Fig. 4 Structure of inner conductor (unit:  $\mu\text{m}$ ).

円形コイル番号  $m$  のコイルに流れる電流  $I$  によって任意の点  $n$  に作られる磁界の強さ  $H_{mn}$  は、 $r$  方向成分  $H_{r, mn}$  と  $z$  方向成分  $H_{z, mn}$  とからなり、それぞれ下式となる[6]。

$$H_{r, mn} = \frac{I}{2\pi} \frac{z_n - z_m}{r_n \sqrt{(r_n + r_m)^2 + (z_n - z_m)^2}} \times \left\{ -K(k_c) + \frac{r_n^2 + r_m^2 + (z_n - z_m)^2}{(r_n + r_m)^2 + (z_n - z_m)^2} \cdot E(k_c) \right\} \quad (\text{A/m}) \quad (1)$$

$$H_{z, mn} = \frac{I}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{(r_n + r_m)^2 + (z_n - z_m)^2}} \times \left\{ K(k_c) + \frac{r_n^2 - r_m^2 + (z_n - z_m)^2}{(r_n + r_m)^2 + (z_n - z_m)^2} \cdot E(k_c) \right\} \quad (\text{A/m}) \quad (2)$$

$$k_c = \sqrt{\frac{4r_n r_m}{(r_n + r_m)^2 + (z_n - z_m)^2}} \quad (3)$$

ここに、 $I$ : 電流(A),  $r_m, z_m$ : 磁界を生ずる円形コイル番号  $m$  の座標(m),  $r_n, z_n$ : 任意の点  $n$  の座標(m),  $K$ : 第1種完全楕円積分関数,  $E$ : 第2種

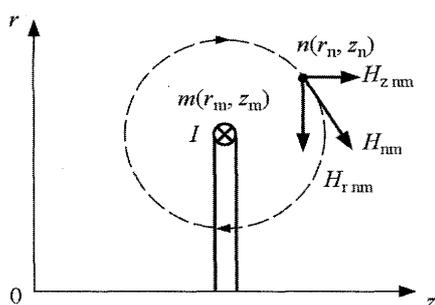


Fig. 5 Magnetic field made arbitrary by circular coil.

完全楕円積分関数

次に、N回巻コイルが作る磁界の強さを求める。式(1)および式(2)を用いて点nに作用するr方向成分とz方向成分の磁界の強さH<sub>rn</sub>およびH<sub>zn</sub>を求めるとそれぞれ次式となる[3]。

$$H_{rn} = \sum_{m=1}^N H_{rnm} \quad (\text{A/m}) \quad (4)$$

$$H_{zn} = \sum_{m=1}^N H_{znm} \quad (\text{A/m}) \quad (5)$$

式(4)および式(5)の合成和を求めることで任意の点nに作られる磁界の強さH<sub>n</sub>は下式となる。

$$H_n = \sqrt{H_{rn}^2 + H_{zn}^2} \quad (\text{A/m}) \quad (6)$$

3.2 素線に生ずる渦電流損の理論式

素線に生ずる渦電流損は以下の手順で求める。まず、磁界の強さHに関する微分方程式を導出して各領域の一般解を求める。次に各境界における電界と磁界に関する境界条件を適応して一般解の係数を求める。さらに一般解を用いて素線に生ずる渦電流損を導出する。

3.2.1 計算モデル

Fig. 6に素線に起因する抵抗の理論式算出モデルを示してあり、前述のFig. 4(b)に対応している。このモデルは無窮長の長さをもつ半径r<sub>1</sub>の鋼線に、厚さr<sub>2</sub>-r<sub>1</sub>の銅薄膜がめっきされている。また、鋼線と銅薄膜および空気をそれぞれ、領域I, II, IIIとした。さらに、素線にはz方向に交流磁界が作用している。

3.2.2 微分方程式の導出

Fig. 6に示したモデルに基づいて磁界の強さHはrの関数でありφおよびz方向に一定の値をもつ。マクスウェルの方程式とオームの法則を適用して磁界の強さH<sub>z</sub>に関する微分方程式を求めると次式となる[7, 8]。

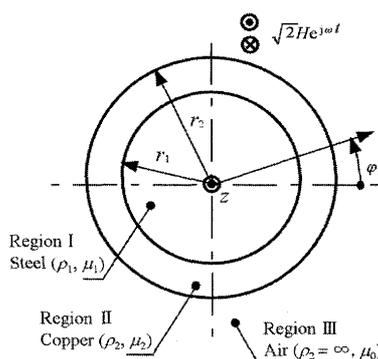


Fig. 6 Model for deriving the expressions for eddy current losses generated in strand of inner conductor.

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial H_z}{\partial r} - jk^2 H_z = 0 \quad (\text{A/m}) \quad (7)$$

$$k^2 = \frac{\omega\mu}{\rho} \quad (\text{m}^{-2}) \quad (8)$$

ここに、ω：角周波数(rad/s)、μ：透磁率(H/m)、ρ：抵抗率(Ωm)

3.2.3 領域の分類

式(7)の微分方程式の解を素線の各領域について求める。Fig. 6に示したように、(1)領域I：鋼線、(2)領域II：銅薄膜、(3)領域III：空気、の3つの領域における磁界の強さH<sub>z1</sub>とH<sub>z2</sub>およびH<sub>z3</sub>はそれぞれ以下のようなになる[9]。

- (1) 領域I：鋼線 (0 ≤ r ≤ r<sub>1</sub>)

$$H_{z1} = C_1 J_0(j^{3/2} k_1 r) \quad (\text{A/m}) \quad (9)$$

$$k_1^2 = \frac{\omega\mu_1}{\rho_1} \quad (\text{m}^{-2}) \quad (10)$$

ここに、C<sub>1</sub>：係数(A/m)、J<sub>n</sub>：第1種n次ベッセル関数、μ<sub>1</sub>：鋼線の透磁率 (= μ<sub>r1</sub>μ<sub>0</sub> H/m, μ<sub>r1</sub> = 118)、μ<sub>0</sub>：真空の透磁率(H/m)、ρ<sub>1</sub>：鋼線の抵抗率 (= 11.3 μΩcm)

なお、鋼線の比透磁率μ<sub>r1</sub>は試料振動型磁力計(理研電子 model BHV-55)を用いて測定して求めた。有限要素法(FEM)を用いた解析によると、励振電流I = 1 mAを流したときに内部導体に作用する磁界の強さの最大値は23 A/mであった(Fig. 8参照)。そこで、磁界の強さ40 A/mとして直流磁化特性を測定して求めた。上述の磁界の強さにおいて、B-Hループは線形であり、比透磁率μ<sub>r1</sub> = 118であった。また、鋼線の抵抗率(ρ<sub>1</sub> = 11.3 μΩcm)はデジタルマルチメータ(HP 34401A)を用いて実測した。

(2) 領域II : 銅薄膜 ( $r_1 \leq r \leq r_2$ )

$$H_{z2} = C_2 J_0(j^{3/2} k_2 r) + B_2 K_0(j^{1/2} k_2 r) \quad (\text{A/m}) \quad (11)$$

$$k_2^2 = \frac{\omega \mu_2}{\rho_2} \quad (\text{m}^{-2}) \quad (12)$$

ここに,  $C_2, B_2$ : 係数(A/m),  $\mu_2$ : 銅薄膜の透磁率 ( $= \mu_{r2} \mu_0$  H/m,  $\mu_{r2}: 0.999991$ ),  $K_n$ : 第2種n次変形ベッセル関数,  $\rho_2$ : 銅薄膜の抵抗率( $1.72 \times 10^{-8}$   $\Omega\text{m}$ )

(3) 領域III : 空気 ( $r_2 \leq r$ )

$$H_{z3} = H \quad (\text{A/m}) \quad (13)$$

境界は, (1) 領域I (鋼線) - II (銅薄膜), (2) 領域II (銅薄膜) - III (空気) の2境界面であり, それぞれの境界条件は次式となる。

(1) 領域I (鋼線) - II (銅薄膜)

$$H_{z1}|_{r=r_1} = H_{z2}|_{r=r_1} \quad (\text{A/m}) \quad (14)$$

$$E_{\phi 1}|_{r=r_1} = E_{\phi 2}|_{r=r_1} \quad (\text{A/m}) \quad (15)$$

ここに,  $E_\phi$ : 電界の強さの $\phi$ 成分 (V/m),  $r_1$ : 鋼線の半径(m)

(2) 領域II (銅薄膜) - III (空気)

$$H_{z2}|_{r=r_2} = H_{z3}|_{r=r_2} \quad (\text{A/m}) \quad (16)$$

ここに,  $r_2$ : 素線の半径(m)

式(14)-(16)から連立方程式を立てて, 各解に含まれる係数を求める。連立方程式は下式となる。

$$\begin{bmatrix} J_0(j^{3/2} k_1 r_1) & -J_0(j^{3/2} k_2 r_1) & -K_0(j^{1/2} k_2 r_1) \\ 0 & J_0(j^{3/2} k_2 r_2) & K_0(j^{1/2} k_2 r_2) \\ j^{3/2} \rho_1 k_1 J_1(j^{3/2} k_1 r_1) & -j^{3/2} \rho_2 k_2 J_1(j^{3/2} k_2 r_1) & -j^{1/2} \rho_2 k_2 K_1(j^{1/2} k_2 r_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ H \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A/m}) \quad (17)$$

上式より, 係数  $C_1, C_2, B_2$  はそれぞれ下式で表される。

$$C_1 = \frac{j^{1/2} \rho_2 k_2 H}{\Delta} \{ -J_0(j^{3/2} k_2 r_1) K_1(j^{1/2} k_2 r_1) + j J_1(j^{3/2} k_2 r_1) K_0(j^{1/2} k_2 r_1) \} \quad (\text{A/m}) \quad (18)$$

$$C_2 = \frac{j^{1/2} H}{\Delta} \{ -\rho_2 k_2 J_0(j^{3/2} k_1 r_1) K_1(j^{1/2} k_2 r_1) + j \rho_1 k_1 J_1(j^{3/2} k_1 r_1) K_0(j^{1/2} k_2 r_1) \} \quad (\text{A/m}) \quad (19)$$

$$B_2 = \frac{j^{3/2} H}{\Delta} \{ -\rho_1 k_1 J_1(j^{3/2} k_1 r_1) J_0(j^{3/2} k_2 r_1) + \rho_2 k_2 J_1(j^{3/2} k_2 r_1) J_0(j^{1/2} k_1 r_1) \} \quad (\text{A/m}) \quad (20)$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} J_0(j^{3/2} k_1 r_1) & -J_0(j^{3/2} k_2 r_1) & -K_0(j^{1/2} k_2 r_1) \\ 0 & J_0(j^{3/2} k_2 r_2) & K_0(j^{1/2} k_2 r_2) \\ j^{3/2} \rho_1 k_1 J_1(j^{3/2} k_1 r_1) & -j^{3/2} \rho_2 k_2 J_1(j^{3/2} k_2 r_1) & -j^{1/2} \rho_2 k_2 K_1(j^{1/2} k_2 r_1) \end{vmatrix} \quad (\Omega/\text{m}) \quad (21)$$

### 3.2.5 素線に生ずる渦電流損

素線に発生する単位長さあたりの渦電流損  $P(H)$  を求める。鋼線と銅薄膜に発生する単位長さあたり

の渦電流損をそれぞれ  $P_1, P_2$  とすると,  $P(H)$  は  $P_1$  と  $P_2$  の和であり,  $P(H)$  は下式で表される。なお, 式中のアスタリスク(\*)は共役複素数を表している。

$$\begin{aligned} P(H) &= P_1 + P_2 \\ &= -\frac{\pi \rho_1 k_1 r_1 C_1^*}{j} \{ j^{3/2} J_1(j^{-3/2} k_1 r_1) J_2(j^{3/2} k_1 r_1) - j^{-3/2} J_1(j^{3/2} k_1 r_1) J_2(j^{-3/2} k_1 r_1) \} + \frac{\pi \rho_2 k_2}{j} [ -r_2 C_2 C_2^* \{ j^{3/2} J_1(j^{-3/2} k_2 r_2) J_2(j^{3/2} k_2 r_2) \\ &\quad - j^{-3/2} J_1(j^{3/2} k_2 r_2) J_2(j^{-3/2} k_2 r_2) \} + r_1 C_2 C_2^* \{ j^{3/2} J_1(j^{-3/2} k_2 r_1) J_2(j^{3/2} k_2 r_1) - j^{-3/2} J_1(j^{3/2} k_2 r_1) J_2(j^{-3/2} k_2 r_1) \} \\ &\quad - j r_2 C_2 B_2^* \{ j^{-1/2} J_1(j^{3/2} k_2 r_2) K_2(j^{-1/2} k_2 r_2) - j^{3/2} K_1(j^{-1/2} k_2 r_2) J_2(j^{3/2} k_2 r_2) \} + j r_1 C_2 B_2^* \{ j^{-1/2} J_1(j^{3/2} k_2 r_1) K_2(j^{-1/2} k_2 r_1) \\ &\quad - j^{3/2} K_1(j^{-1/2} k_2 r_1) J_2(j^{3/2} k_2 r_1) \} - j r_2 B_2 C_2^* \{ j^{-3/2} K_1(j^{1/2} k_2 r_2) J_2(j^{-3/2} k_2 r_2) - j^{1/2} J_1(j^{-3/2} k_2 r_2) K_2(j^{1/2} k_2 r_2) \} \\ &\quad + j r_1 B_2 C_2^* \{ j^{-3/2} K_1(j^{1/2} k_2 r_1) J_2(j^{-3/2} k_2 r_1) - j^{1/2} J_1(j^{-3/2} k_2 r_1) K_2(j^{1/2} k_2 r_1) \} + r_2 B_2 B_2^* \{ j^{1/2} K_1(j^{-1/2} k_2 r_2) K_2(j^{1/2} k_2 r_2) \\ &\quad - j^{-1/2} K_1(j^{1/2} k_2 r_2) K_2(j^{-1/2} k_2 r_2) \} - r_1 B_2 B_2^* \{ j^{1/2} K_1(j^{-1/2} k_2 r_1) K_2(j^{1/2} k_2 r_1) - j^{-1/2} K_1(j^{1/2} k_2 r_1) K_2(j^{-1/2} k_2 r_1) \} ] \quad (\text{W/m}) \quad (22) \end{aligned}$$

### 3.3 内部導体に起因する抵抗

Fig. 7 に素線に生ずる渦電流損のモデルを示した。同図において、微小区間 $\Delta z$  に発生する渦電流損 $P(H_z(\Delta z))$ の和を求めることで素線に発生する渦電流損 $P_{st}$ を求めることができる。

まず、素線の中心軸上の任意の点 ( $r=0, z=z$ ) に発生する単位長さあたりの渦電流損を求める。次に、各点における渦電流損を 6 次の多項式  $P(H_z(z))$  で近似して積分することで、素線に生ずる渦電流損  $P_{st}$  が求められる。 $P_{st}$  は次式となる。

$$P_{st} = \int_{d_1}^{z_0} P(H_z(z)) dz \quad (W) \quad (23)$$

ここに、 $z$ : コイル右端面から中心軸上の任意の点までの距離(m),  $z_0$ : 渦電流損  $P(H_z(z)) = 0$  W/m となるとき  $z$  (m),  $d_1$ : コイル右端面から素線までの距離(m)

次に、内部導体は素線数  $N_{st} = 7$  本燃られた構造であるので、素線に生ずる渦電流損  $P_{st}$  を  $N_{st}$  倍することで内部導体に起因する渦電流損を求めて、さらに電流  $I^2$  で割ることで内部導体に起因する抵抗  $R_{in}$  を導出する。

$$R_{in} = \frac{P_{st}}{I^2} \times N_{st} \quad (\Omega) \quad (24)$$

ここに、 $N_{st}$ : 素線数

### 4 実測値と理論式および有限要素法との比較

Fig. 8 にコイルから発生する磁界の強さ-距離特性を示した。式(6)を用いて求めた計算値と FEM で得られた結果を示してある。FEM 解析モデルは Fig. 7 に示したとおりであり、銅線 1 本毎、計 102 本をモデル化した。JMAG-Studio Ver 9.01901m (軸対象三次元周波数応答磁界解析) を用いて解析した[11]。表皮深さを考慮して銅線のメッシュの大きさを  $4 \mu\text{m}$ 、素線の鋼線および銅薄膜のメッシュはいずれも  $2 \mu\text{m}$  とした。理論値と FEM の磁界の強さ  $H$  は 1.6% 以内で一致しており、理論式の妥当性を示している。

Fig. 9 は無限長の素線 ( $r=0$  m) に磁界  $H_z$  が作用したときに発生する単位長さあたりの渦電流損-磁界特性であり、渦電流損  $P$  は式(22)を用いて算出した。同図に示したように、 $P \propto H^2$  の関係がある。

Fig. 10 は中心軸上の任意の点に発生する単位長さあたりの渦電流損である。理論計算値は、Fig. 8 に示した  $H_z(z)$  を式(22)に代入して求めた。この計算値を Excel 2003 (Microsoft Office) を用いて、6 次の多項式

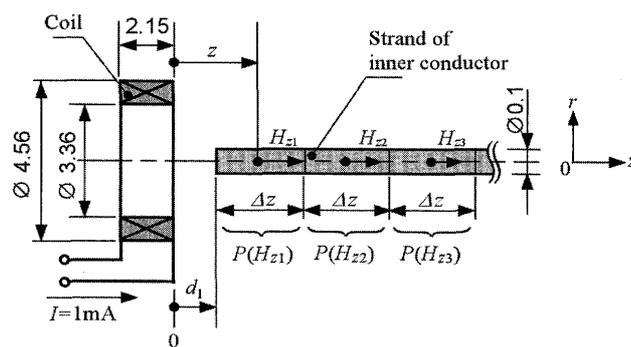


Fig. 7 Model of eddy current loss in strand of inner conductor (unit: mm).

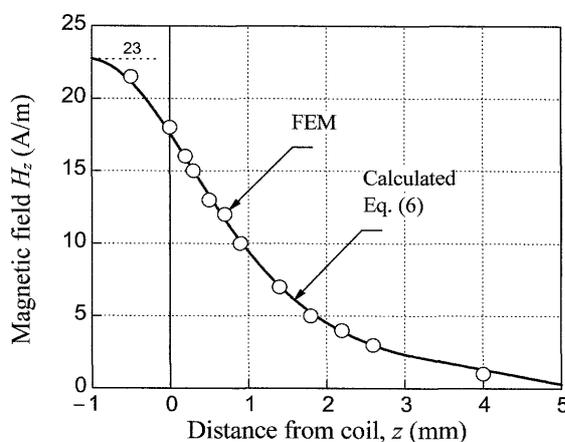


Fig. 8 Magnetic field produced by coil vs. distance from coil ( $r = 0$  m,  $I = 1$  mA,  $f = 1$  MHz).

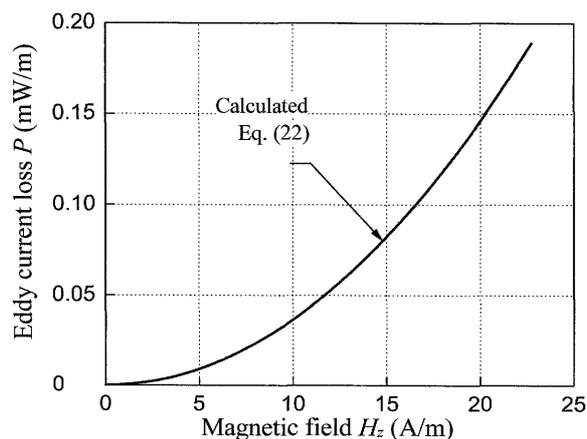


Fig. 9 Eddy current loss in strand of inner conductor vs. magnetic field ( $r = 0$  m,  $f = 1$  MHz).

$P(H_z(z))$  で近似してあり、その係数を同図に示してある。データ点と近似曲線との相関係数は 0.999 であった。さらに素線に発生する渦電流損  $P_{st}$  は、同図中の近似式

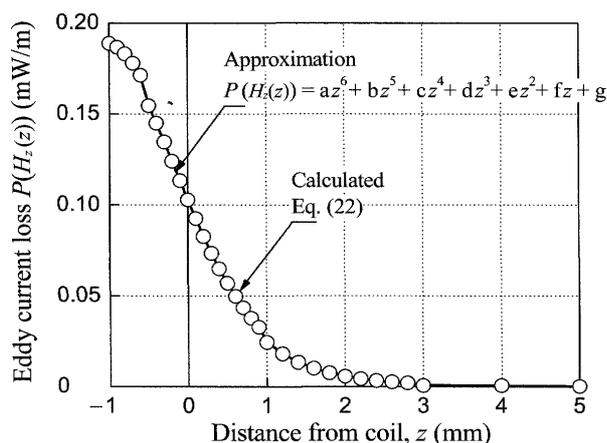


Fig. 10 Eddy current loss in strand of inner conductor vs. distance from coil ( $r = 0$  m,  $I = 1$  mA,  $a = -1.72 \times 10^{-4}$ ,  $b = 2.679 \times 10^{-3}$ ,  $c = -1.308 \times 10^{-2}$ ,  $d = 2.217 \times 10^{-2}$ ,  $e = 1.863 \times 10^{-2}$ ,  $f = -0.107$ ,  $g = 0.103$ ).

$P(Hz(z))$ を式(23)に代入して求める。また  $P(Hz(z)) \propto H^2$  の関係があり  $H = 0$  A/m で  $P(Hz(z)) = 0$  A/m となることを考慮して、積分範囲は Fig. 10 に示したように  $H \approx 0$  A/m となる  $z_0 = 5$  mm までとした。

Fig. 11 に内部導体の距離  $d_1$  に依存する交流抵抗  $R_{ac}$  の実測値を示した。インピーダンスアナライザ (HP4192A) を用いて  $f = 1$  MHz で測定した。同図中に矢印で示したように、 $R_{ac}(d_1 = \infty)$  からの増加分が  $R_{in}$  である。

Fig. 12 に内部導体に起因する抵抗  $R_{in}$  の実測値と式 (24) を用いた計算値および有限要素法 (FEM) との比較を示した。同図中の実測値  $R_{in}$  は、Fig. 11 に示した  $R_{ac}$  に基づいて次式を用いて求めた。

$$R_{in} = R_{ac}(d_1) - R_{ac}(d_1 = \infty) \quad (\Omega) \quad (25)$$

ここに、 $R_{ac}(d_1)$ :  $d_1$  におけるコイルの交流抵抗( $\Omega$ ),

$R_{ac}(d_1 = \infty)$ :  $d_1 = \infty$  におけるコイルの交流抵抗( $\Omega$ )

理論式の計算誤差は 2.8 % 以内であり、理論式の妥当性を確認できた。FEM の計算誤差は 10.2 % 以内であった。また、コイルと内部導体の距離  $d_1 \geq 3$  mm のときに内部導体に起因する抵抗  $R_{in} \approx 0 \Omega$  となることが分かった。

本論文で導出した渦電流損の理論式を適用することで、本解析とは外形の異なるコイルでも、内部導体がコイルの交流抵抗に与える影響を求めることができる。

## 5 あとがき

本論文で述べたことをまとめると以下のようになる。

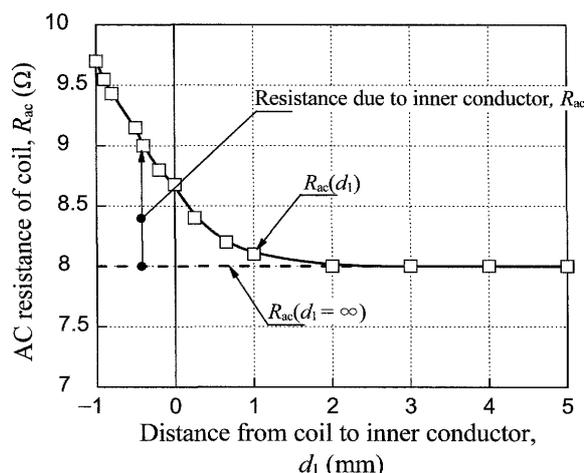


Fig. 11 AC resistance of coil depending on distance from coil to inner conductor ( $f = 1$  MHz).

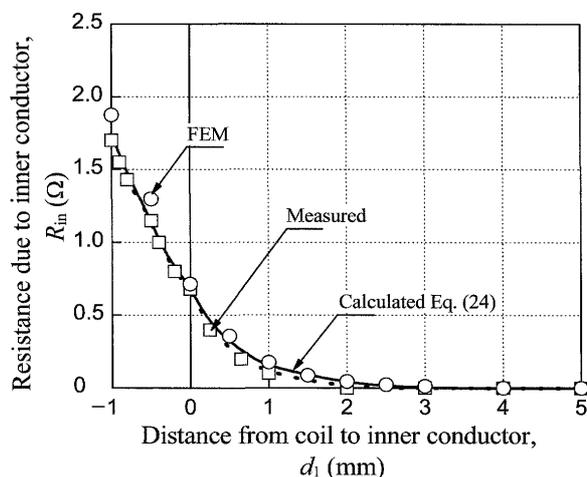


Fig. 12 Resistance due to inner conductor vs. distance from coil to inner conductor ( $f = 1$  MHz).

### (1) 内部導体に起因する抵抗の理論式の導出

コイルから生ずる交流磁界が内部導体に作用するときに内部導体内に生ずる渦電流損の理論式を導出した。また、本論文で導出した渦電流損の理論式を適用することで、本解析とは外形の異なるコイルでも、内部導体がコイルの交流抵抗に与える影響を求めることができる。

### (2) 実測値と理論式および FEM との比較

内部導体に起因する抵抗  $R_{in}$  の理論式の計算誤差は 2.8 % 以内であり妥当性を確認した。

### (3) 内部導体がコイルの交流抵抗に与える影響

コイルと内部導体の距離  $d_1 \geq 3$  mm とすることで、コイルの交流抵抗に与える影響を  $0 \Omega$  にすることができる。

本論文で導出した理論は、本解析で示したコイルおよび同軸ケーブルの寸法と異なる場合にも応用できる。また、コイルの交流抵抗を低減することでコイルの  $Q$  値を大きくすることができ、渦電流形変位センサの高感度化と測定範囲の拡大が期待できる[2]。また、コイルの交流抵抗に与える影響を  $0 \Omega$  にすることで EC 変位センサの温度ドリフトに与える影響も低減できると期待される。

(2009年7月3日受付, 2009年12月24日再受付)

#### 参考文献

- [1] 片岡, 柴田, 高橋, 山崎, センサハンドブック, pp.423-424, 培風館, 1986
- [2] 水野, 米野, 橋場, 渡辺, 榎木, 品川, 山田, 渦電流形変位センサに用いるコイルのインピーダンス解析, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-03-221, pp. 23-24, 2003
- [3] 水野, 榎木, 鈴木, 朝比奈, 野田, 品川, 植原, 北沢, 磁性めっき線を用いたコイルの交流抵抗の低減, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-06-177, pp. 51-56, 2006
- [4] 松村, 町田, 中原, 渦電流式変位センサの抵抗成分推定法, 電学論 A, 125, 4, pp. 301-308, 2005-4
- [5] 潤工社テクニカルハンドブック発行プロジェクト, 潤工社テクニカルハンドブック, pp.5-24, 潤工社, 2004
- [6] Robert A. Schill, Jr., General relation for the vector magnetics field of a circular current loop: a closer look, Transaction on Magnetism, IEEE, Vol. 39, No. 2, p. 965, 1947
- [7] 宮副, 電磁気学 II, pp.112-115, 朝倉書店, 1983
- [8] J. Lammeraner, M. Stafl: Eddy current, Iliffe Book Ltd., pp. 91-98, 1964
- [9] N. W. Mclachlan, Bessel functions for engineers .2.ed., pp.137-152, Oxford at the clarendon press, 1955
- [10] 中島, マイクロ波工学, pp. 37-42, 森北出版, 2000
- [11] JMAG-Studio Ver 9.01901m, The Japan Research Institute, Ltd..