

# ワイヤレス給電用コイルの最適化検討

## Consideration of Coil for Wireless Power Transfer

松本 秀樹  
Hideki MATSUMOTO

三浦 聖  
Kiyoshi MIURA

森 正裕  
Masahiro MORI

野内 健太郎  
Kentaro NOUCHI

大根田 進  
Susumu OHNEDA

香月 史郎  
Shiro KATSUKI

当社は、リッツ線およびIH用コイルの製造を行ってきた知見を基に、ワイヤレス給電用コイルの商品化に取り組んできた。本稿では、スパイラルコイルの特性を理論解析や有限要素法による数値解析と実測値を比較することにより、数値解析がコイルの諸特性を推定するのに有効であることを明らかにした。また、ワイヤレス給電用コイルに求められる性能を明らかにし、その最適なリッツ線やコイルの特性について数値解析にて検討した。そして、ワイヤレス給電用コイルの最適化設計の指針を明らかにした。

SWCC Showa Group has been working on coils for wireless power transfer (WPT) based on our production knowledge of litz cables and IH coils. In this work we compared the experimental results with the calculation result by theoretical or numerical analysis using finite element method, and then clarified that these analysis are useful for considering the specifications of the spiral coil for WPT. We also clarified the characteristics required of coil for WPT, and examined by a numerical analysis regarding for the optimal characteristics of litz cables or coil. Then, we revealed guidance of optimal design of the spiral coil for WPT.

### 1. はじめに

近年、情報携帯端末の充電方式として Qi 規格を代表とするワイヤレス方式が実用化され、家電などへの適用も検討がなされるようになってきた。一方、環境保全に対する規制が厳しくなり、排気ガス規制の強化に対応するため、自動車メーカはプラグインハイブリッド車 (PHV) や電気自動車 (EV) の市場投入を加速させている。しかし、充電に要する時間が長い、手間が煩わしいなど給電方式に課題があるため、その普及のスピードはあまり上がっていないのが現状である。その給電方式の課題克服策の一つとしてワイヤレス給電が注目され始めてきた。

ワイヤレス給電システムの普及には、送電側と車載の受電側とのインターオペラビリティの確保や無線に関する法整備が必要となり、標準化が欠かせない。これまで、IEC や ISO、更には米国の SAE (Society of Automotive Engineers) において EV 向けワイヤレス給電システムの標準化作業がなされてきたが、2016 年 5 月 SAE より技術上のガイドライン「SAE Technical Information Report (TIR) J2954 Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/ Electric Vehicles and Alignment Methodology」

の発表がなされた。これにより、ワイヤレス給電システムの普及が進むことが期待されている。

本報告書では、ワイヤレス給電のベースとなっている磁界共鳴方式ワイヤレス電力伝送方式について解説し、その最適なコイル仕様について検討結果を報告する。

### 2. ワイヤレス電力伝送技術の概要

#### 2.1 ワイヤレス電力伝送方式と特長

主なワイヤレス電力伝送には、電磁誘導方式と磁界共鳴方式がある (表 1)。

電磁誘導方式は、トランスの原理と同様、送信側コイルに高周波電流を流すことにより受信側コイルに誘起電力が生じる原理を利用した方式である。位置ずれや伝送距離の制限から近接させて給電を行う必要があり、携帯情報端末

表 1 ワイヤレス電力伝送方式と特長

伝送方式	電磁誘導	磁界共鳴
伝送距離	< 10 cm	< 1 m
特長	大電力を高効率に伝送可能	結合係数が小さくとも高効率に伝送可能
課題	送受信コイル間距離や位置ずれにより伝送効率が落ちる	送受信コイル間距離や位置ずれによりシステムの調整が必要

やシェーバーなどのアプリケーションで利用されている。

磁界共鳴方式は、電磁誘導方式において送信側と受信側の共振周波数および伝送周波数を同じとしたものである。送受信コイル間の位置がずれたり、伝送距離が大きいといった結合係数の小さい条件においても、高効率で大電力の伝送が可能である。ただし、後述するように、送受信間の共振周波数や負荷の大きさにより、伝送効率や伝送電力が変動するため、これらを制御する工夫が必要となる。

### 2.2 ワイヤレス電力伝送方式の回路モデル

図1にワイヤレス電力伝送の回路モデルを示す。磁界共鳴方式(図1(b))は、電磁誘導方式(図1(a))に補償コンデンサを付加することなどにより送信側と受信側の伝送周波数 $f_1$ 、 $f_2$ および共振周波数 $f_0$ を同じにした方式である。すなわち、磁界共鳴方式は式(1)の条件が成り立っている特殊な電磁誘導方式であるといえる。

磁界共鳴方式は図2のように変換可能であり、送信回路の入力電圧を $V_{in}$ 、電流を $I_p$ 、インピーダンスを $Z_p$ 、インダクタンスを $L_p$ 、補償コンデンサの容量を $C_p$ 、抵抗を $r_p$ 、受信回路の負荷電圧を $V_o$ 、電流を $I_s$ 、インピーダンスを $Z_s$ 、インダクタンスを $L_s$ 、補償コンデンサの容量を $C_s$ 、抵抗を $r_s$ 、送受信コイル間の相互インダクタンスを $M$ 、伝送角周波数を $\omega$ とすると、この回路は式(2)のように表すことができる。

$$f_0 = f_1 = f_2$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad \text{式(1)}$$

$$\begin{bmatrix} Z_p & -j\omega M \\ -j\omega M & Z_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{式(2)}$$

$$Z_p = r_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p}$$

$$Z_s = r_s + R_{o\_ac} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}$$

$$I_p = \frac{Z_s V_{in}}{Z_p Z_s + \omega^2 M^2}$$

$$I_s = \frac{j\omega M V_{in}}{Z_p Z_s + \omega^2 M^2}$$

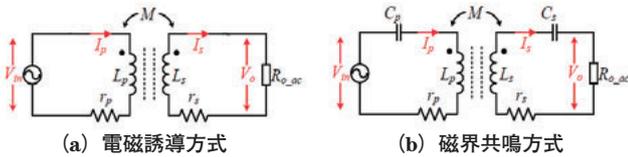


図1 ワイヤレス電力伝送方式の回路モデル

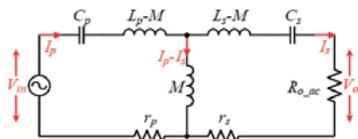


図2 磁界共鳴方式の等価回路

### 2.3 磁界共鳴方式の送信電力と伝送効率

式(2)から、負荷 $R_{o\_ac}$ へ出力する電力 $P_{out}$ 、および入力電力に対する負荷に伝送できる電力の比である伝送効率PTEは、式(3)および式(4)で表すことができる。

$$P_{out} = |I_s|^2 R_{o\_ac} \quad \text{式(3)}$$

$$PTE = \frac{|I_s|^2 R_{o\_ac}}{|I_p|^2 r_p + |I_s|^2 (R_{o\_ac} + r_s)} \quad \text{式(4)}$$

更に、送受信コイル間の結合係数 $k$ は、式(5)で定義されるため、 $I_p$ および $I_s$ はそれぞれ式(6)および式(7)のように表すことができ、式(3)の出力電力 $P_{out}$ と式(4)の伝送効率PTEは結合係数 $k$ をパラメータとして算出することが可能である。

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad \text{式(5)}$$

$$I_p = \frac{Z_s V_{in}}{Z_p Z_s + \omega^2 k^2 L_p L_s} \quad \text{式(6)}$$

$$I_s = \frac{j\omega k \sqrt{L_p L_s} V_{in}}{Z_p Z_s + \omega^2 k^2 L_p L_s} \quad \text{式(7)}$$

EV向けワイヤレス給電の標準化では、伝送周波数を85kHz帯とする案が有力であることから、図1(b)の磁界共鳴方式の各パラメータを表2とし、式(3)および式(4)を使って、結合係数 $k$ と伝送周波数 $f$ の違いにより出力電力 $P_{out}$ が変化の様子(図3)、結合係数 $k$ と伝送周波数 $f$ の違いにより伝送効率PTEが変化の様子(図4)、結合係数 $k$ と負荷抵抗 $R_{o\_ac}$ の違いにより出力電力 $P_{out}$ が変化の様子(図5)、結合係数 $k$ と負荷抵抗 $R_{o\_ac}$ の違いにより伝送効率PTEが変化の様子(図6)を求める。なお、図5および図6では、結合係数と負荷抵抗の違いによる出力電力および伝送効率の変動が大きいため、結合係数を0.01~0.09の範囲で求めた。

表2 磁界共鳴方式の各パラメータ

項目	記号	値
負荷抵抗 [Ω]	$R_{o\_ac}$	40
送信側自己インダクタンス [μH]	$L_p$	120
受信側自己インダクタンス [μH]	$L_s$	120
共振周波数 [kHz]	$f_0$	85
送信側コイル抵抗 [Ω]	$r_p$	0.3
受信側コイル抵抗 [Ω]	$r_s$	0.3

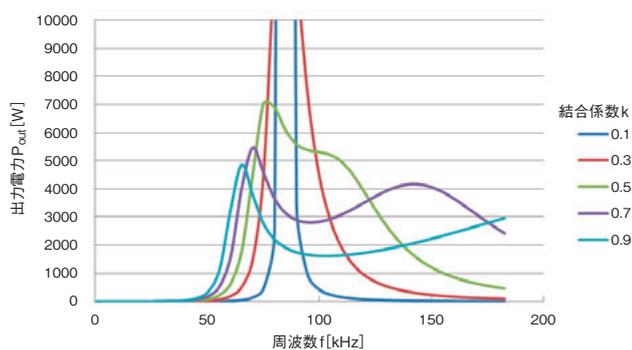
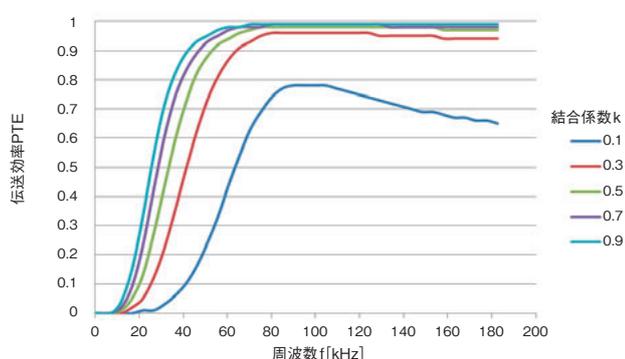
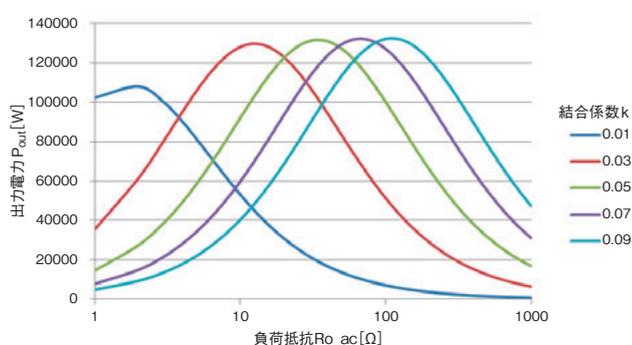
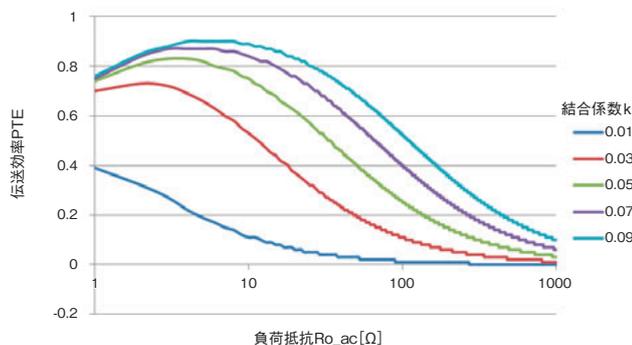
図3 送受信コイルの結合係数  $k$  と出力電力  $P_{out}$ 図4 送受信コイル間結合係数  $k$  と伝送効率 PTE図5 負荷抵抗  $R_{o\_ac}$  の違いによる出力電力  $P_{out}$ 図6 負荷抵抗  $R_{o\_ac}$  の違いによる伝送効率 PTE

図3～図6より、磁界共鳴方式では、その出力電力  $P_{out}$  および伝送効率 PTE は結合係数  $k$  や負荷抵抗  $R_{o\_ac}$  によって異なる振る舞いをするのがわかる。特に出力電力は、結合係数が大きくなると共振周波数から離れた両サイドの周波数においてピークが表れたり (図3)、負荷抵抗の大きさによってピークとなる周波数が大きく変動したり (図5) する。すなわち、送受信コイル間の位置によって結合係数が変化したり、バッテリーの残量により負荷抵抗値が変動するなどした場合、伝送する電力や効率が変動することになる。そのため、磁界共鳴方式では、これらを調整、最適化することが必要となる。

以上のようにワイヤレス電力伝送においては、システム設計を行うに際し、伝送効率や伝送可能な電力を最適化するために送受信コイルの結合係数を知ることが重要となる。

#### 2.4 ワイヤレス電力伝送用コイルに求められる要件

ワイヤレス電力伝送における伝送効率の低下は損失が増えるだけでなく、発熱の原因となる。そのため、そのシステム設計において伝送効率を上げることが最優先の課題となる。

磁界共鳴方式のワイヤレス電力伝送では、最大効率となる負荷抵抗の値は式 (8) で示され、この時の伝送効率は式 (9) で示される<sup>1)</sup>。この式より、伝送効率を上げるためには、送受信コイル間の結合係数  $k$  を上げること、コイルの  $Q$  値を大きくすることが必要であるとわかる。更に、送受信コイルの  $Q$  値は式 (10) および式 (11) で示されることから、 $Q$  値を大きくするためには、そのインダクタンスを大きくする、または抵抗を小さくすることが必要となる。すなわち、伝送効率を上げるためには、決められたコイル形状において、抵抗を上げることなくインダクタンスを大きくすることが肝要となる。

$$R_{o\_ac,PTE\_max} = \sqrt{\frac{\omega_0^2 M^2 r_s}{r_p} + r_s^2} \quad \text{式 (8)}$$

$$PTE_{opt} = \frac{k^2 Q_p Q_s}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_p Q_s})^2} \quad \text{式 (9)}$$

$$Q_p = \frac{\omega_0 L_p}{r_p} \quad \text{式 (10)}$$

$$Q_s = \frac{\omega_0 L_s}{r_s} \quad \text{式 (11)}$$

### 3. リッツ線とその特長

#### 3.1 リッツ線の概要

リッツ線は、線径 0.05 mm から数 mm のエナメル線を数十本から数千本撚り合わせた電線 (図7参照) であり、IH 電磁調理器用コイルや高周波トランスなどに利用され

ている。

要求される耐電圧によりエナメル線の絶縁被膜の厚みが異なるほか、耐熱温度により絶縁材の種類も異なる。更に、撚り方も様々である。図8にリッツ線の構成例を示す。図8に示すリッツ線は、①多数の素線を孫撚り→②孫撚り7束を子撚り→③子撚り7束を親撚り、と3回の撚りを行った例である。

リッツ線は、素線径、素線数、撚り方により交流抵抗の特性が異なり、その選択はとても重要である。



図7 リッツ線

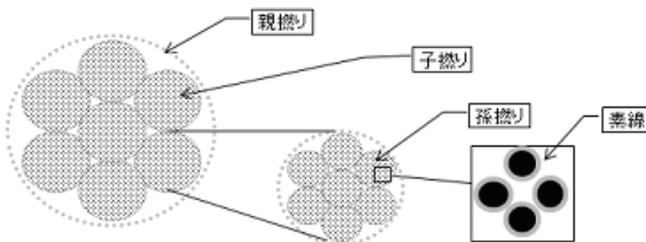


図8 リッツ線の構成例 (3段撚り)

### 3.2 高周波における導体損失

ワイヤレス電力伝送では高周波帯で電力伝送を行うことから、そのコイルの損失を低減するためリッツ線が利用される。それは、以下のような表皮効果損失と近接効果損失を低減させる効果が期待できるからである。

導体の抵抗は、周波数の増加とともに大きくなる。これは、周波数が高くなるとともに電流が導体表面近くに偏る

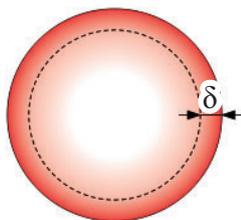


図9 導体の表皮効果

表皮効果が原因である。電流密度が導体の表面の  $1/e(0.73)$  となる距離  $\delta$  を表皮厚といい (図9)、導体の抵抗  $R_s$  は式(12)で示される。

$$R_s \approx \frac{\rho l}{\pi(d_w \delta - \delta^2)} \quad \text{式 (12)}$$

$\rho$  : 抵抗率 (銅の抵抗率は  $1.27 \times 10^{-8} \Omega m$ )

$d_w$  : 導体径

$l$  : 導体長

表皮効果による抵抗増を低減させるためには、導体の表面だけでなく中心部でも電流密度を高くすることが有効である。従って、表皮厚よりも細かいエナメル線を撚り合せたリッツ線を利用すると高周波の抵抗損失を小さくすることが可能となる。

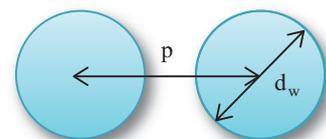
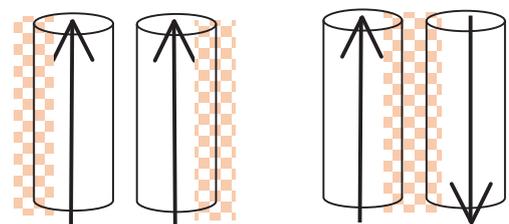
しかし、導体が近接するとそれぞれの電流によって生じた磁界により、他方の導体に渦電流を生じさせ、電流密度に偏りを生じることになる (電流の向きにより図10のようになる)。これを近接効果といい、これも抵抗増加の原因となる。平行導体の導体抵抗  $R$  と近接効果による抵抗の増加  $R_0$  の比は、式(13)のようになることが示されている<sup>2)</sup>。

$$\frac{R}{R_0} \approx 1 + [(1/r'_1) - (1/r'_2)] \quad \text{式 (13)}$$

$$r'_1 = (2p/d_w + 0.5d_w/p - 1)$$

$$r'_2 = (2p/d_w - 0.5d_w/p + 1)$$

リッツ線の近接効果の低減には、リッツ線の撚り構成を工夫し、リッツ線を構成する素線がリッツ線内の一定の位置に留まることのないようにすることが肝要である。更に、コイルを形成すると、近接効果損失はその磁界の影響により増加するため、コイル化した後の交流抵抗の値にも留意が必要となる。



$p$  : 導体間距離

$d_w$  : 導体径

図10 平行導体の近接効果による電流密度の偏り

### 3.3 リッツ線の交流抵抗

図 11 に、同一の導体断面積となる銅単線と 2 種類のリッツ線の交流抵抗の測定例を示す。導体断面積を  $4.0 \text{ mm}^2$  とした①  $\phi 2.26 \text{ mm}$  の銅単線、②素線径  $\phi 0.1 \text{ mm}$  素線数 510 本のリッツ線、③素線径  $\phi 0.07 \text{ mm}$  素線数 1,038 本のリッツ線の交流抵抗を測定したものである。交流抵抗の測定には、KEYSIGHT 製 Precision LCR Meter を使用し、線材は中央で折り返して測定している。そのため、図 11 に示す交流抵抗はその近接効果損失が付加されている。

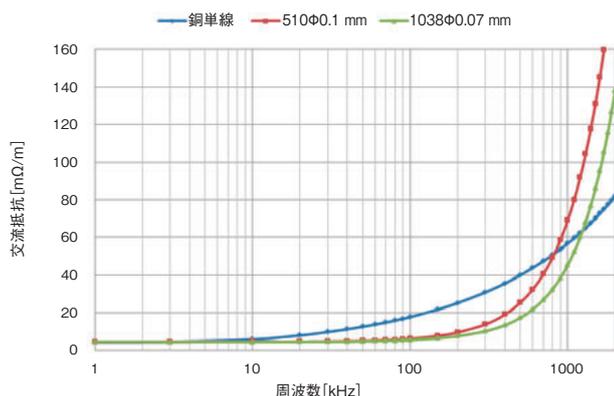


図 11 導体断面積  $4.0 \text{ mm}^2$  の銅単線とリッツ線の交流抵抗

図 11 に示されているように、リッツ線は銅単線に比べ周波数 10 kHz から 1 MHz の範囲で交流抵抗が小さくなっている。1 MHz を超えると近接効果損失の方が支配的となり、リッツ線の優位性が無くなっている。また、細い素線径を多数撚り合せたリッツ線の方が、交流抵抗が小さくなり、この傾向はより高い周波数において顕著となる。

## 4. ワイヤレス給電用コイルの電磁界解析方法

### 4.1 ワイヤレス給電用コイルの概要

ワイヤレス給電に利用されるコイルには、ソレノイド型、スパイラル型（サーキュラー型）、更に、複数の角形スパイラルを組合せものなどがある。ここでは、最も一般的なタイプである図 12 に示すようなスパイラルコイルについて検討を行う。先に示したとおり、ワイヤレス給電において、このスパイラルコイルに求められる特性としては、インダクタンスと交流抵抗比を表す Q 値と送受信コイル間の結合係数  $k$  があり、これらの諸特性を明らかにする必要がある。



図 12 ワイヤレス電力伝送用スパイラルコイル

### 4.2 スパイラルコイルのインダクタンス

スパイラルコイル間の相互インダクタンスは、図 13 に示す同軸上の 1 ターンループコイルの相互インダクタンスを求める理論式 (14) を展開することによって求められる<sup>3)</sup>。スパイラルコイルは半径の異なる 1 ターンループコイルの集合体と考えることができ、相互インダクタンス  $M_{\text{total}}$  は、それらコイルの相互インダクタンスを積算する式 (15) によって求めることができる。ここで  $M_{ij}$  は  $i$  番目のループコイルと  $j$  番目のループコイルの相互インダクタンスであり、 $n_1$ 、 $n_2$  はそれぞれのスパイラルコイルのターン数である。

更に、自己インダクタンスについては、相互インダクタンスを求める式 (14) の  $x$  に替わって自身の幾何学的平均距離 (GMD) 式 (16) を用いることによって求めることができる。

$$M = \frac{8\pi\sqrt{r_1 r_2}}{\sqrt{\kappa_1}} [K(\kappa_1) - E(\kappa_1)] \quad \text{式 (14)}$$

$$\kappa_1 = \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2}$$

$$x_1 = \sqrt{(r_1 + r_2)^2 + x^2}$$

$$x_2 = \sqrt{(r_1 - r_2)^2 + x^2}$$

・  $K(\kappa_1)$ 、 $E(\kappa_1)$  は、それぞれ第 1 種完全楕円積分と第 2 種完全楕円積分

・  $x_1$ 、 $x_2$  はそれぞれ円形コイルの最小距離と最大距離

$$M_{\text{total}} = \sum_{i=1}^{n_1} \sum_{j=1}^{n_2} M_{ij} \quad \text{式 (15)}$$

$$\text{GMD} = r \exp(-1/4) \quad \text{式 (16)}$$

$r$ : 同一コイル内のループコイル間の距離

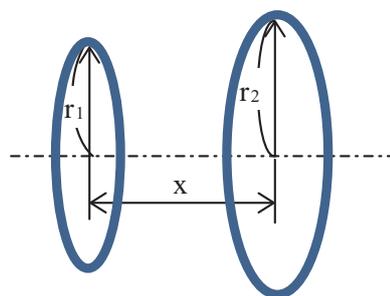


図 13 同軸上 1 ターンループコイル

### 4.3 スパイラルコイルの交流抵抗と Q 値

素線径  $d_s$ 、素線数  $N_s$  のリッツ線を用いて形成した多層スパイラルコイルの交流抵抗  $R_{ac}$  は式 (17) となることが報告されている<sup>4)</sup>。また、コイルの性能を示す Q 値は、角周波数を  $\omega$ 、インダクタンスを  $L$ 、抵抗を  $R$  とすると式 (18) で示されることから、コイルの自己インダクタンスと交流

抵抗により求めることができる。

$$R_{ac} = R_{dc} \left( 1 + \frac{f^2}{f_h^2} \right) \quad \text{式 (17)}$$

$$f_h = \frac{2\sqrt{2}}{\pi(d_w/2)^2 \mu_0 \sigma \sqrt{N_t N_s \eta \beta}}$$

- ・  $R_{dc}$  : 直流抵抗
- ・  $f$  : 周波数
- ・  $\mu_0$  : 真空の透磁率
- ・  $\sigma$  : 導電率
- ・  $N_t$  : コイルの巻き数
- ・  $\eta$  : コイルの形状によって決まるパラメータ
- ・  $\beta$  : 巻線断面積に占める導体の割合

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad \text{式 (18)}$$

#### 4.4 フェライトの影響

ワイヤレス給電では、コイルによって発生する磁界により電力伝送を行うが、一方でこの磁界は近接する金属に渦電流を発生させ、伝送電力の損失や発熱につながる。これを防ぐため、高透磁率、低導電率の材料であるフェライトを配置することが行われる（図 16 参照）。そのためフェライトを配置した場合のコイルのインダクタンスやコイル間の結合係数を知る必要がある。

一般に、フェライトを配置した場合、結合係数を求めるには、理論的に求めることが困難なため有限要素法などの手法を用いることが必要である。今回の解析では、有限要素法を用いた電磁界シミュレーションソフト FEMM4.2<sup>5)</sup> を用いた。本シミュレーションソフトは、回転軸座標によるシミュレーションが可能であり、スパイラルコイルのような円形コイルのシミュレーションに適している。

### 5. 電磁界解析と実際との比較

#### 5.1 コイルのインダクタンスおよび Q 値の検証

表 3 に示すスパイラルコイルについて、理論式 (14) から式 (18) により、インダクタンス、交流抵抗および Q 値を求め、実測値と比較した。その結果、表 4 のとおり各値ともその差はわずかであり、これらの理論式を用いた推定が可能であることが確認された。

更に電磁界シミュレーションソフト FEMM4.2 を用いて、フェライト (表 6) をコイル (表 5) の背部に配置した場合について磁束分布とそのインダクタンスを求めた。磁束分布のシミュレーション結果を図 14 に示す。また、インダクタンスの実測値とシミュレーション値の比較を表 7 に示す。表 7 より、シミュレーション値と実測値は良く一致しており、フェライトを配置したコイルのインダクタンスの推定においても FEMM4.2 を用いたシミュレーションが有効であることを確認した。

表 3 検証用スパイラルコイル仕様

項目	値
リッツ線素線径 [mm]	0.07
リッツ線素線数	705
リッツ線径 [mm]	3.7
コイル外径 [mm]	300
コイル巻き数	22
コイル巻線スペース [mm]	0
入力リード線長 [mm]	200
出力リード線長 [mm]	200

表 4 Q 値検証結果

項目	理論値	実測値
インダクタンス [ $\mu\text{H}$ ]	127.5	115
交流抵抗 @85 kHz [ $\text{m}\Omega$ ]	73.9	71.9
Q 値 @85 kHz	921	854

表 5 FEMM シミュレーション用コイル仕様

項目	値
リッツ線径 [mm]	1.3
コイル外径 [mm]	80
コイル内径 [mm]	38
コイル巻き数	18
コイル巻線スペース [mm]	0

表 6 FEMM シミュレーション用フェライトの仕様

項目	値
導電率 [ $\text{S/m}$ ]	1
透磁率	1,200
厚み [mm]	1.7

表 7 インダクタンスのシミュレーション結果

形態	インダクタンス [ $\mu\text{H}$ ]	
	シミュレーション	実測値
コイル単体	23.1	23.1
コイル+フェライト	41.7	41.4

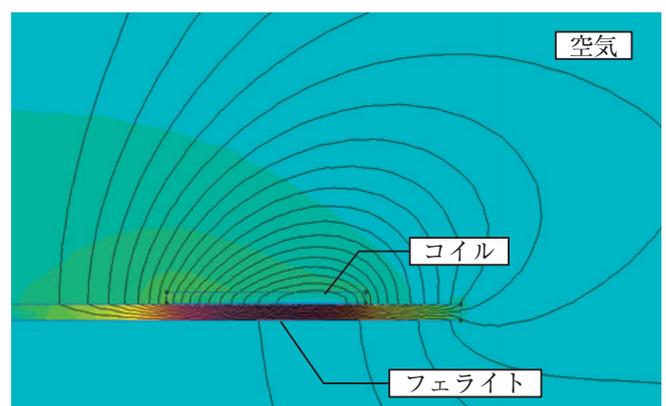


図 14 FEMM4.2 による検証用スパイラルコイルの磁束分布シミュレーション

#### 5.2 スパイラルコイル間の結合係数の検証

スパイラルコイル間の結合係数について、理論式 (14)、式 (15) および式 (5) を用いた理論値と、FEMM4.2 シミュレーション値および実測値とを比較した。送受信コイルとも表 5 に示すコイルを使用した。比較した結果を、表 8 お

よび図 15 に示す。この結果より、コイル間の垂直距離が小さい位置において、実測値がシミュレーション値に比べ小さな値となったが、測定環境や測定誤差の影響がでているものと推測でき、結合係数  $k$  についてもこれらを使って推定可能であると判断した。

表 8 結合係数検証結果

コイル間の距離		結合係数 $k$		
垂直 [mm]	水平 [mm]	理論値	FEMM	実測値
10	0	0.54	0.52	0.48
18		0.35	0.34	0.30
26		0.23	0.24	0.20
34		0.16	0.17	0.14

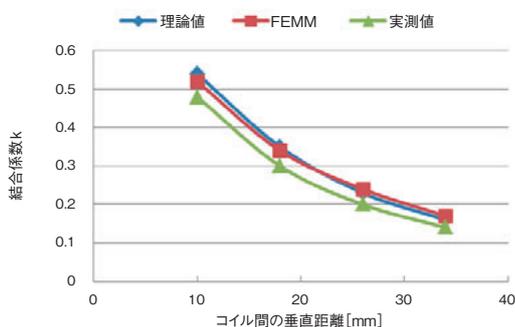


図 15 結合係数検証結果

続いて、図 16 のようにフェライトにサンドイッチされたコイルの結合係数について、FEMM4.2 を用いた算出結果について検証を行った (図 17)。その結果、表 9、図 18 に示すように、シミュレーションと実測値は良く一致し、フェライトにサンドイッチされたコイル間の結合係数の推定に FEMM4.2 によるシミュレーションが有効であることを確認した。

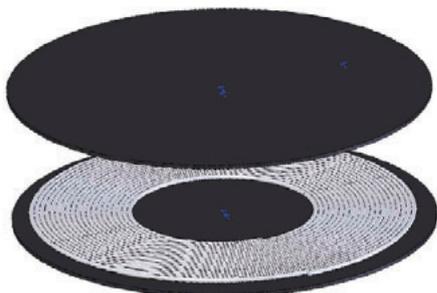


図 16 フェライトにサンドイッチされたコイル

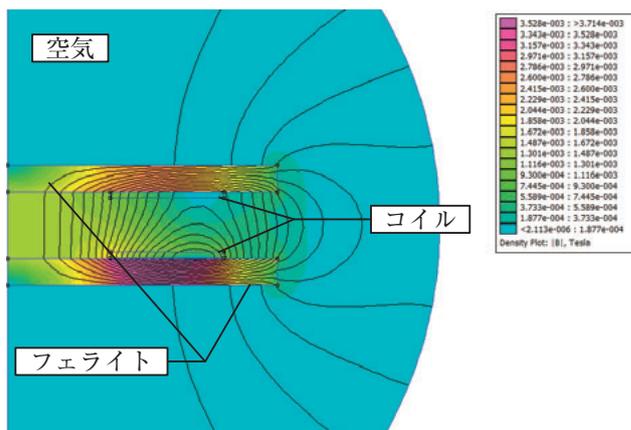


図 17 フェライトにサンドイッチされたコイルの磁束分布シミュレーション

表 9 フェライトでサンドイッチされたコイル間の結合係数検証結果

コイル間の距離		結合係数 $k$	
垂直 [mm]	水平 [mm]	FEMM	実測値
10	0	0.74	0.72
18		0.51	0.50
26		0.35	0.33
34		0.24	0.23

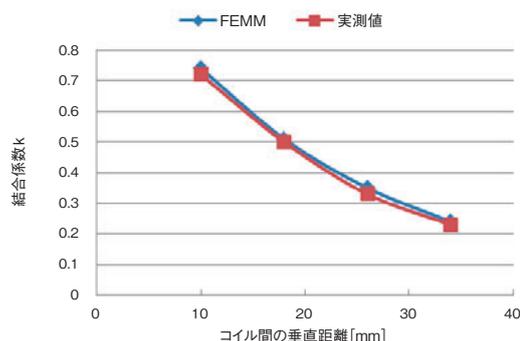


図 18 フェライトにサンドイッチされたコイル間の結合係数

### 6. ワイヤレス電力伝送用コイルの最適化検討

5 項において理論式および電磁界シミュレーションソフト FEMM4.2 により、コイルの  $Q$  値と結合係数の推定が可能であることが示された。そこで、図 19 に示すような、コイル外径  $W_o$ 、コイル内径  $W_i$ 、巻線間スペース  $s$ 、リッツ線径  $d_w$  のスパイラルコイルについて、ワイヤレス給電用コイルに求められる、より大きな  $Q$  値となるコイルの仕様とそのコイル間の結合係数を検討した。

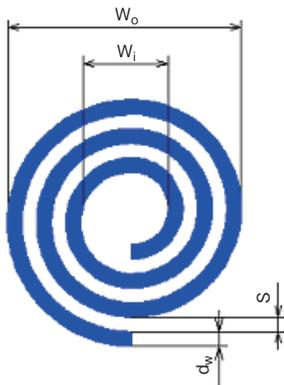


図 19 スパイラルコイル

6.1 コイルの巻線間スペースおよびリッツ線の構成と Q 値

表 10 に示すコイル①とコイル②は、スパイラルコイルの外径  $W_o$  と巻き数が同じで、巻線間のスペース  $s$  が 1.3 mm (コイル①) と 0 mm (コイル②) であり、コイル②とコイル③は、コイルの形状は同じだがリッツ線の種類が異なり、②は素線径 0.07 mm 素線数 2,100 本、③は素線径 0.05 mm 素線数 4,200 本のコイルである。これらのコイルの Q 値を比較し、コイルの巻き方やコイルを構成するリッツ線の種類によりどのようなコイルの Q 値が大きく、ワイヤレス給電用コイルとして良好な特性を示すか推定した。

表 11 に示すように、コイルの外径と巻き数が同じ場合、巻線間のスペースを空けたコイルは、密巻きのコイルに比べ、Q 値が悪化した。巻線間のスペースを設けることで、近接効果による交流抵抗は低減することができるが、インダクタンスの減少も大きく、Q 値は小さくなった。また、外径  $W_o$  と内径  $W_i$  が同じコイルの場合、細い素線を数多く束ねたリッツ線を使用したコイルのほうが、交流抵抗が小さくなり Q 値が大きくなった。ワイヤレス給電用コイルでは、素線径の細いリッツ線を用い、スペースを空けることなく巻いたコイルの Q 値が大きくなることが示された。

表 10 検討用スパイラルコイルの仕様

項目	コイル①	コイル②	コイル③
リッツ線素線径 [mm]	0.07		0.05
リッツ線素線数	2,100		4,200
リッツ線径 [mm]	4.6		4.9
コイル外径 [mm]	258		
コイル内径 [mm]	73	112	101
コイル巻き数	16		
コイル巻線スペース [mm]	1.3	0	

表 11 コイルの巻線間スペースと Q 値

項目	コイル①	コイル②	コイル③
リッツ線長 [mm]	8,313	9,293	9,012
インダクタンス [ $\mu$ H]	41.2	55.8	51.2
交流抵抗 @85 kHz [m $\Omega$ ]	22.1	26.4	21.8
Q 値 @85 kHz	997	1,128	1,251

6.2 コイルの巻線間スペースと結合係数

続いて、表 10 に示したコイル①およびコイル②について、結合係数にどのような差が生じるか推定した (表 12 および図 20)。

その結果、コイル間の垂直距離が小さい場合、巻線間のスペースを設け内径の小さいコイル①の結合係数はわずかに大きいですが、垂直距離が大きくなると、その差はほとんどなくなった。内径が小さく巻き幅が広いコイルの結合係数が大きくなることが予想されたが、あまり変わらない結果となった。一方、コイルの外径とコイル間の水平距離は結合係数に密接に関係し、送受信コイルがコイルの半径を超えて離れると両コイルの磁界の方向が逆転し、表 12 の水平距離 200 mm での結合係数のようにマイナスに転じてしまう。そのため、コイル間のアライメント誤差や伝送効率の規定より、コイル形状の外径が決定されることになることが予想される。

表 12 コイルの内径と結合係数

コイル間の距離	結合係数			
	垂直距離 [mm]	水平距離 [mm]	コイル①	コイル②
50	0	0	0.39	0.38
	40	0	0.34	0.33
	80	0	0.22	0.22
	120	0	0.09	0.10
	160	0	0.00	0.01
	200	0	-0.03	-0.03
100	0	0	0.18	0.18
	40	0	0.16	0.16
	80	0	0.11	0.12
	120	0	0.06	0.07
	160	0	0.02	0.03
	200	0	0.001	0.00
150	0	0	0.09	0.09
	40	0	0.08	0.08
	80	0	0.06	0.07
	120	0	0.04	0.04
	160	0	0.02	0.02
	200	0	0.01	0.01

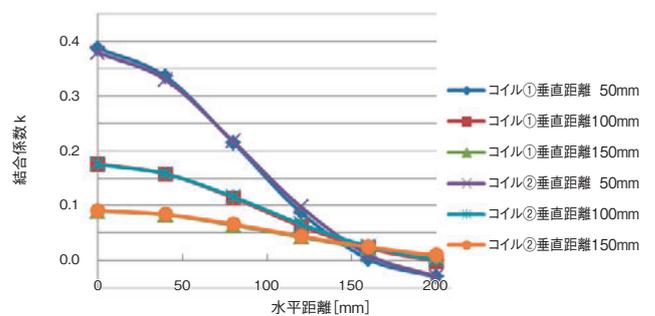


図 20 コイルの巻線間隔と結合係数

### 6.3 コイルの巻数と Q 値

表 13 に示す、内外径が同じで巻き数が 16 ターンのコイル④と 20 ターンのコイル⑤について Q 値を算出した。

Q 値の算出結果は表 14 のとおりであり、巻き数の多いコイル⑤の Q 値のほうが大きくなった。この場合も巻き数の増加に伴いインダクタンスと交流抵抗が増加するが、インダクタンスの増加の方がより大きく Q 値が大きくなった。

表 13 検討用スパイラルコイルの仕様

項目	コイル④	コイル⑤
リッツ線素線径 [mm]	0.07	
リッツ線素線数	2,100	
リッツ線径 [mm]	4.6	
コイル外径 [mm]	258	
コイル内径 [mm]	73	
コイル巻き数	16	20
コイル巻線スペース [mm]	1.3	0

表 14 巻き数と Q 値

項目	コイル④	コイル⑤
リッツ線長 [mm]	8,313	10,468
インダクタンス [ $\mu$ H]	41.2	55.8
交流抵抗 @85 kHz [m $\Omega$ ]	22.1	26.4
Q 値 @85 kHz	997	1,128

### 6.4 コイルの巻数と結合係数

表 13 に示す形状が同じで巻き数の異なるコイルについて、結合係数に違いが生じるか検討した。

検討の結果、表 15 に示すように結合係数はコイルの巻き数やインダクタンスに関係せず、コイル形状が同じであれば同じ結合係数となった。

表 15 巻き数と結合係数

コイル間の距離		結合係数	
垂直距離 [mm]	水平距離 [mm]	コイル④	コイル⑤
100	0	0.18	0.18
	40	0.16	0.16
	80	0.11	0.11
	120	0.06	0.06
	160	0.02	0.02
	200	0.00	-0.00

### 6.5 フェライトの結合係数への影響

FEMM4.2 を利用し、コイルをフェライトでサンドイッチした場合の結合係数の変化を検討した。コイル仕様は表 16 に示したように、コイル⑥とコイル⑦は外径と巻き数が同じで内径が異なり、コイル⑦とコイル⑧は内外径が同じで巻き数が異なっている。

FEMM4.2 によるシミュレーションより導いた結合係数を表 17 に示す。フェライトでコイルをサンドイッチすることにより、漏れ磁束を大幅に低減し、結合係数が増加した。また、結合係数はコイルの内径や巻き数に影響されなことが確認された。

表 16 検討用スパイラルコイルの仕様

項目	コイル⑥	コイル⑦	コイル⑧
リッツ線素線径 [mm]	0.07		
リッツ線素線数	2,100		
リッツ線径 [mm]	4.6		
コイル外径 [mm]	258		
コイル内径 [mm]	118	69	
コイル巻き数	16		20
コイル巻線スペース [mm]	1.3	0	1.3
コイルの厚み [mm]	4.6		

表 17 フェライトの結合係数に与える影響

コイル間の距離		結合係数					
垂直 [mm]	水平 [mm]	コイル⑥		コイル⑦		コイル⑧	
		無	有	無	有	無	有
50	0	0.39	0.59	0.39	0.58	0.39	0.58
100		0.17	0.25	0.17	0.25	0.17	0.25
150		0.08	0.11	0.08	0.14	0.08	0.11

\* 無：フェライト無し、有：フェライト有り

## 7. ま と め

磁界共鳴方式のワイヤレス給電に利用されるコイルには、大きな Q 値であること、結合係数を大きくすることが求められることを示し、これらの推定に各理論式および電磁界シミュレーションソフト FEMM4.2 が利用できることを検証した。

更に、これらのツールを用いて、種々のコイルについて Q 値と結合係数 k を推定し、①巻線間隔を詰める、巻数を増やすなどにより Q 値が高くなる、②より細い素線を多数束ねたリッツ線を使用した方の Q 値が高くなる、③送受信コイルの結合係数はコイルの形状に依存し、インダクタンスの大きさに依存しない、④フェライトでサンドイッチすることにより漏れ磁束を小さくし、結合係数を大きくすることができる、ことが確認された。

ここでは、送受信コイルの形状が同じものとし、検討を行った。しかし、車載用コイルにおいては、より小型・軽量であることも求められる。今後は、標準化作業の進展に伴い、コイル形状の規格化も行われると思われ、これらの要件を含めた最適化の検討をすすめたい。

## 参考文献

- 1) K. Van Schuylenbergh and R. Puers : "Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems", 1st ed. Springer Science (2009)
- 2) Alan Payne : "Skin Effect, Proximity Effect and the Resistance of Circular and Rectangular Conductors", 2016. <http://g3rbj.co.uk>
- 3) James Clerk Maxwell : "Treatise on Electricity and Magnetism", Oxford, Clarendon Press (1873)
- 4) Zhi Yang, Wentai Liu, and Eric Basham : "Inductor Modeling in Wireless Links for Implantable electronics", IEEE Transactions on Magnetics, vol.43, Issue 10, p. 3851-3860 (2007)
- 5) D. C. Meeker : Finite Element Magnetics Method. Version 4.2. <http://www.femm.info>.

- 6) K. B. Baltzis : “The FEMM Package: A simple, Fast, and Accurate open Source Electromagnetic Tool in Science and Engineering” , Journal of Engineering Science and Technology Review 1, p.83-89 (2008)

---

昭和電線ケーブルシステム(株)  
松本 秀樹 (まつもと ひでき)  
産業機器電線事業開発プロジェクト 主幹  
非接触給電用コイルの研究・開発に従事

昭和電線ケーブルシステム(株)  
三浦 聖 (みうら きよし)  
産業機器電線事業開発プロジェクト 主幹  
非接触給電用コイルの研究・開発に従事

昭和電線デバイステクノロジー(株)  
森 正裕 (もり まさひろ)  
精密デバイス事業部  
技術・品質保証部 技術2課 主幹  
非接触給電用コイルの研究・開発に従事

昭和電線ケーブルシステム(株)  
野内 健太郎 (のうち けんたろう)  
産業機器電線事業開発プロジェクト 主査  
非接触給電用コイルの研究・開発に従事

昭和電線ケーブルシステム(株)  
大根田 進 (おおねだ すずむ)  
産業機器電線事業開発プロジェクト長

昭和電線デバイステクノロジー(株)  
香月 史郎 (かつき しろう)  
精密デバイス事業部  
技術・品質保証部長