

# 高機能かつ低価格な EV 向けワイヤレス給電用コイルの開発

## Development of High Performance and Low Cost Coil for Wireless Power Supply for EV

松本 秀樹  
Hideki MATSUMOTO

三浦 聖  
Kiyoshi MIURA

野内 健太郎  
Kentarō NOUCHI

香月 史朗  
Shiro KATSUKI

大根田 進  
Susumu OHNEDA

当社は、EV 向けワイヤレス給電に求められる電気的特性を保持しつつ、価格低減に資するハンドリング性を考慮したコイル形態「ハイブリッド巻コイル」を考案した。

本稿では、ワイヤレス給電用コイルに求められる基本特性について解説し、種々のコイル形態による特性の違いおよび製造上の優劣を明らかにし、EV 向けワイヤレス給電装置に最適なコイル形態「ハイブリッド巻コイル」について報告する。

We have invented the “hybrid winding coil” which is easy to handle and leads to price reduction while maintaining the electrical characteristics required for wireless power supply for EV.

In this paper, we describe basic characteristics required for coils for wireless power supply, and clarify the difference in characteristics due to various coil forms and superiority in manufacturing, and then report the “hybrid winding coil” which is the optimum coil form for wireless power supply device for EV.

### 1. はじめに

各国は環境やエネルギー問題の対策のため、EV 普及に向け様々な政策を打ち出している。特に、欧州や中国では内燃自動車の販売を禁止する時期を明示する動きがあり、今後自動車は内燃機関から EV へと大きくシフトしていくに違いない。

一方、政府は 2018 年 6 月、未来投資戦略 2018 をとりまとめ、無人自動運転に関し 2020 年をめどに公道での移動サービスを開始し、2030 年までに全国 100 カ所以上で展開する目標を掲げた。トラブルの際の責任の所在、3D マップの規格化、サイバーセキュリティ対策など課題は山積するものの、既の実証実験は始まっている。

自動車の EV 化と自動運転化の進展に向けた課題の一つに充電が挙げられる。その打開策と考えられている技術がワイヤレス給電である。ワイヤレス給電によって、EV は駐車中に自動で充電できるようになり、その煩わしさが軽減される。無人自動運転自動車においては、そもそも自動的に充電されなければ意味がない。

EV 向けワイヤレス給電の標準化では、SAE (Society of Automotive Engineers) において標準化作業がなされ、2016 年 5 月技術上のガイドライン「SAE Technical Information Report (TIR) J2954」が発表された。更に、2017 年 11 月伝送電力を 11 kW まで高めた仕様が追加された。これにより、SAE J2954 仕様に準拠した製品の開発が加速されることとなった。

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について解説し、その中核を担うコイルに求められる特性および期待される機能を検討し、EV 向けワイヤレス給電装置に最適なコイル形態として考案した「ハイブリッド巻コイル」について報告する。

### 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徴

EV 向けワイヤレス給電においては磁界共鳴と呼ばれる方式が採用されている。

ワイヤレス電力伝送は、トランスの原理と同様、送信側コイルに高周波電流を流し、受信側に起電力を生じさせることにより電力伝送を行う。磁界共鳴方式では送信側と受信側の共振周波数と伝送周波数を同じとしたものであり、送受信コイル間の位置がずれたり、伝送距離が大き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。

#### 2.2 磁界共鳴方式ワイヤレス電力伝送の回路モデル

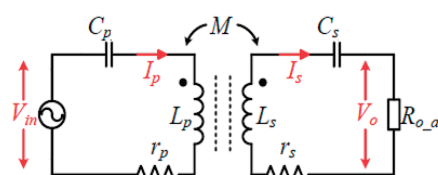


図 1 磁界共鳴方式ワイヤレス電力伝送の回路モデル

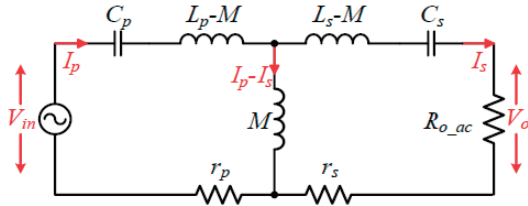


図2 磁界共鳴方式ワイヤレス電力伝送の等価回路

図1の磁界共鳴方式の回路は図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  $r_p$ 、送信周波数を  $f_1$ 、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  $r_s$ 、受信周波数を  $f_2$ 、共振周波数  $f_0$  (共振角周波数  $\omega_0$ ) とすると、各素子の値は式(1)の関係が成り立ち、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。

$$f_0 = f_1 = f_2$$

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

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

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

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

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

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

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。

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

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

### 2.3 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いて、伝送電力を大きくすることは、充電時間の短縮に繋がる。また伝送効率の低下は、その主要因がコイルの抵抗が大きいことにあるため、損失が増えるだけでなく、発熱に繋がる。そのため、伝送効率を上げることは装置設計の上でも重要となる。

最大伝送電力および最大伝送効率となるワイヤレス電力伝送の要件は、以下のように求めることができる。

磁界共鳴方式では、伝送角周波数  $\omega$  は共振角周波数  $\omega_0$  である。その角周波数での送信側インピーダンスを  $Z_{p\_ \omega 0}$ 、受信側インピーダンスを  $Z_{s\_ \omega 0}$ 、送信側電流を  $I_{p\_ \omega 0}$ 、受信側電流を  $I_{s\_ \omega 0}$  とした時、負荷抵抗  $R_{o\_ac}$  に印加される電力  $P_{out\_ \omega 0}$  は式(5)、その時の伝送効率 PTE  $\omega_0$  は式(6)で表される。

$$\omega = \omega_0$$

$$Z_{p\_ \omega 0} = r_p + j\omega_0 L_p + \frac{1}{j\omega_0 C_p} = r_p$$

$$Z_{s\_ \omega 0} = r_s + R_{o\_ac} + j\omega_0 L_s + \frac{1}{j\omega_0 C_s} = r_s + R_{o\_ac}$$

$$I_{p\_ \omega 0} = \frac{Z_s V_{in}}{Z_p Z_s + \omega_0^2 M^2} = \frac{(r_s + R_{o\_ac}) V_{in}}{r_p (r_s + R_{o\_ac}) + \omega_0^2 M^2}$$

$$I_{s\_ \omega 0} = \frac{j\omega_0 M V_{in}}{Z_p Z_s + \omega_0^2 M^2} = \frac{j\omega_0 M V_{in}}{r_p (r_s + R_{o\_ac}) + \omega_0^2 M^2}$$

$$P_{out\_ \omega 0} = |I_{s\_ \omega 0}|^2 R_{o\_ac} = \frac{\omega_0^2 M^2 V_{in}^2 R_{o\_ac}}{\{r_p (r_s + R_{o\_ac}) + \omega_0^2 M^2\}^2} \quad \text{式(5)}$$

$$PTE_{\omega_0} = \frac{|I_{s\_ \omega 0}|^2 R_{o\_ac}}{|I_{p\_ \omega 0}|^2 r_p + |I_{s\_ \omega 0}|^2 (R_{o\_ac} + r_s)} = \frac{\omega_0^2 M^2 R_{o\_ac}}{r_p (r_s + R_{o\_ac})^2 + \omega_0^2 M^2 (R_{o\_ac} + r_s)} \quad \text{式(6)}$$

ここで式(6) PTE  $\omega_0$  が最大となる  $R_{o\_ac}$  を求めると式(7)を得る。

$$R_{o\_ac, PTE\_max} = \sqrt{\frac{\omega_0^2 M^2 r_s}{r_p} + r_s^2} \quad \text{式(7)}$$

更に、PTE  $\omega_0$  は、式(7)の負荷抵抗  $R_{o\_ac, PTE\_max}$  の際の伝送効率 PTE<sub>opt</sub> は、送受信コイルの Q 値式(8)および式(9)と送受信コイル間の結合係数式(10)を用いて表すと式(11)となり、その時の伝送電力  $P_{out\_ \omega 0, PTE\_opt}$  は式(12)となる。

$$Q_p = \frac{\omega_0 L_p}{r_p} \quad \text{式(8)}$$

$$Q_s = \frac{\omega_0 L_s}{r_s} \quad \text{式(9)}$$

$$M = k\sqrt{L_p L_s} \quad \text{式(10)}$$

$$PTE_{opt} = \frac{k^2 Q_p Q_s}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_p Q_s})^2} \quad \text{式(11)}$$

$$P_{out, PTE\_opt} = \frac{V_{in}^2}{r_p \sqrt{1 + k^2 Q_p Q_s} (1 + \sqrt{1 + k^2 Q_p Q_s})^2} \quad \text{式(12)}$$

式 (11) より、最大伝送効率  $PTE_{opt}$  は  $k^2 Q_p Q_s \gg 1$  となるほど 1 に近づくことから、伝送効率を上げるためには、送受信コイル間の結合係数  $k$  を上げることで、コイルの  $Q$  値を大きくすることが必要であると分かる。

更に、 $Q$  値を大きくするためには、式 (8) および式 (9) からコイル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。磁界共鳴型では伝送周波数と共振周波数よりインダクタンスが決定されてしまうことから、伝送効率を上げるためには、いかにコイルの抵抗を下げることができるかが肝要となる。

### 3. コイルの特性

前項にて示したように、ワイヤレス給電用コイルにおいては、伝送周波数を決定するインダクタンスと伝送効率を決定する  $Q$  値に直結する交流抵抗を知ることが必要となる。

#### 3.1 矩形コイルのインダクタンス

5.2 項にて後述するように EV 用ワイヤレス給電用コイルには図 4 に示すレーストラック型コイルが利用される。このレーストラック型コイルのインダクタンスを算出するにあたり、図 3 で示す矩形コイルのインダクタンスを算出方法 Greenhouse Method と呼ばれる手法について解説する<sup>1)</sup>。

Greenhouse Method では、矩形コイルのインダクタンスは各セグメントの自己インダクタンスとセグメント間の相互インダクタンスを合計することにより算出する。

図 3 に示すような巻数  $n$  の矩形コイルでは、各セグメント長は式 (13) で算出できる。そして、このセグメント長を有する自己インダクタンスの合計は式 (14) で、幅  $w$ 、厚み  $t$ 、間隔  $s$ 、長さ  $l_1$  と  $l_2$  の平行セグメント間の相互インダクタンス  $M_{ij}$  は以下のように式 (15) から式 (23) で算出できる。

$$l_i = \frac{l_1 + l_2 + (-1)^i (l_2 - l_1)}{2} - \left\langle \frac{i}{2} - 1 \right\rangle (w + s) \quad \text{式 (13)}$$

ここで、 $i$ : セグメント番号、 $\langle \rangle$  で示す部分は、整数を示している。

$$L_s = \sum_{i=1}^{4n} \frac{\mu_0}{2\pi} l_i \left[ \ln \left( \frac{2l_i}{w+t} \right) + 0.5 + \frac{w+t}{3l_i} \right] \quad \text{式 (14)}$$

$$M_{ij} = M(l_i + \delta) - M(\delta) \quad \text{式 (15)}$$

$$M(l) = \frac{\mu_0}{2\pi} l \left\{ \ln \left[ \frac{l}{GMD} + \sqrt{1 + \left( \frac{l}{GMD} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left( \frac{GMD}{l} \right)^2} + \frac{GMD}{l} \right\} \quad \text{式 (16)}$$

$$GMD = \exp \left( \ln d - \frac{w^2}{12d^2} - \frac{w^4}{60d^4} - \frac{w^6}{168d^6} - \frac{w^8}{360d^8} - \frac{w^{10}}{660d^{10}} \right) \quad \text{式 (17)}$$

$$\delta = \frac{(l_j - l_i)}{2} \quad \text{式 (18)}$$

更に、電流の向きが同じとなるセグメント間の相互インダクタンスの合計  $M_{T+}$  は式 (19) となる。

$$M_{T+} = 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=i+1}^n \sum_{k=1}^4 M_{4(i-1)+k, 4(j-1)+k} \quad \text{式 (19)}$$

ここで、 $i, j$  は外周から内周へカウントした巻数を示し、 $k$  はその巻数のセグメント番号を示している。このとき、それぞれのセグメント間の距離は式 (20) となる。

$$d_+ = (j-i)(w+s) \quad \text{式 (20)}$$

一方、電流の向きが逆となるセグメント間の相互インダクタンス  $M_{T-}$  は式 (21)、セグメント間の距離は式 (22) で示される。

$$M_{T-} = 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^2 M_{4(i-1)+k, 4(j-1)+k; 2} \quad \text{式 (21)}$$

を

$$d_- = \frac{l_1 + l_2 + (-1)^i (l_1 - l_2)}{2} - (i+j-2)(w+s) \quad \text{式 (22)}$$

そして、コイルの全インダクタンス  $L$  は式 (23) で求められる。

$$L = L_s + M_{T+} - M_{T-} \quad \text{式 (23)}$$

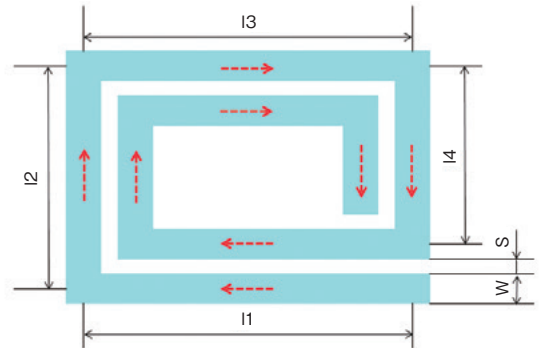


図3 矩形スパイラルコイルのパラメータ

#### 3.2 コーナー径 $R$ を有するコイルのインダクタンス

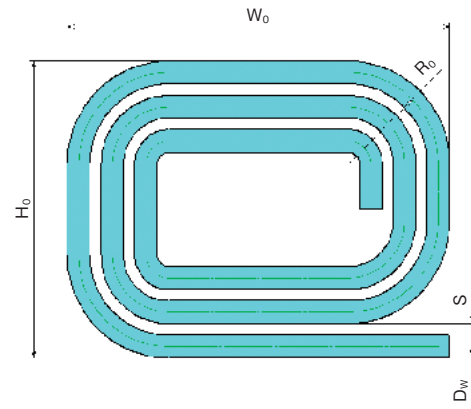


図4 レーストラック型コイル

図4に示すように、コーナー部が半径Rの弧を持つコイルがレーストラック型のコイルである。このような形状のコイルのインダクタンスは、コーナー部を図5に示すような3つの直線のセグメントに近似して求めることができる<sup>2)</sup>。すなわちレーストラック型コイルのインダクタンスは、図6に示すような八角形のコイルのインダクタンスとして算出可能となる。

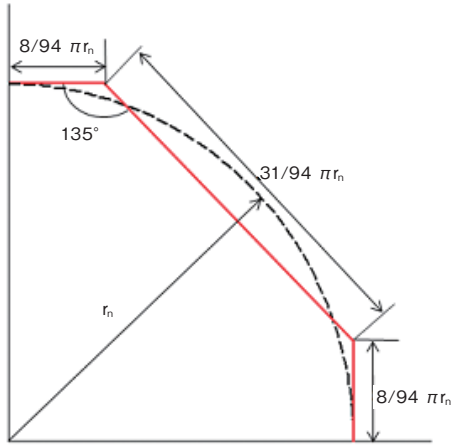


図5 レーストラックコイルのコーナー部の直線近似

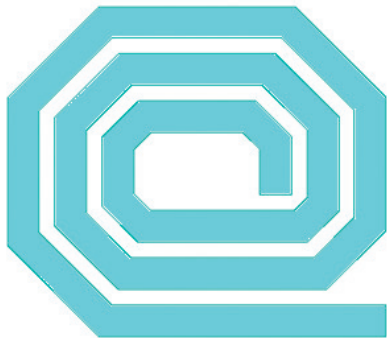


図6 レーストラックコイルの八角形コイル化

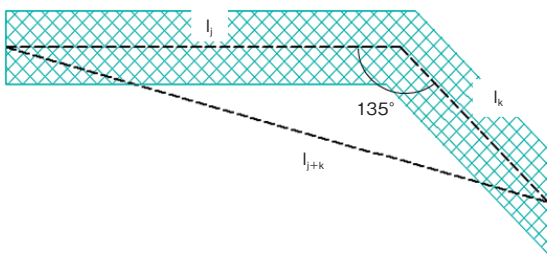


図7 135度で隣接するセグメント間の位置関係

$$L = L_s + M_{T+} - M_{T-} - M_{T135} \tag{24}$$

$$M_{jk} = 0.0001 \left( \frac{\sqrt{2}}{2} \right) l_j \left[ \ln \frac{1 + \frac{l_k}{l_j} + \frac{l_{j+k}}{l_j}}{1 - \frac{l_k}{l_j} + \frac{l_{j+k}}{l_j}} + \frac{l_k}{l_j} \ln \frac{\frac{l_k}{l_j} + \frac{l_{j+k}}{l_j} + 1}{\frac{l_k}{l_j} + \frac{l_{j+k}}{l_j} - 1} \right] \tag{25}$$

八角形コイルのインダクタンスは、矩形コイルのインダクタンスの算出と同様、各セグメントの自己インダクタンスとセグメント間の相互インダクタンスの合計により求められる。ただし、相互インダクタンスには対向するライン間の相互インダクタンスに加え、135度にて隣接するセグメント間(図7)の相互インダクタンス式(25)を考慮し、式(24)のとおりとなる。

### 3.3 コイルの交流抵抗

ワイヤレス電力伝送では85 kHzという高周波で電力伝送を行うことから、表皮効果と近接効果による線材の損失を低減するためリッツ線が利用される。リッツ線自体の交流抵抗は、Frederic Emmons Termanによって式(26)であることが示されている<sup>3)</sup>。式(26)において、Fは表皮効果による抵抗増を、kで始まる項は近接効果による抵抗増を示している。これより、素線径を細くすることにより、表皮効果および近接効果による抵抗増が小さくなることわかる。しかしながら、直流抵抗を維持しつつ素線径を小さくするためには、素線数を大幅に増やすことが必要であり、むやみに素線径を細くすることはコストアップにつながってしまう。システム全体を鑑み、適切な素線径と素線数のリッツ線を選択しなければならない。

$$R_{ac\_straight} = R_{dc} \left[ 1 + F + k \left( \frac{nd_s}{d_0} \right)^2 \times G \right] \tag{26}$$

$d_s$  : 素線径

$d_0$  : リッツ線径

$n$  : 素線数

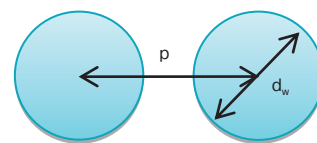
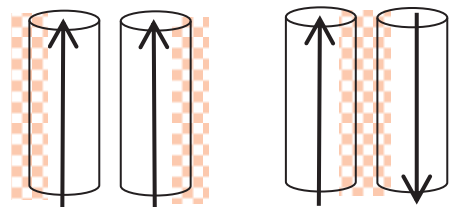
$$G \approx \left[ \frac{d_s}{4\delta} \right]^4$$

表皮厚:  $\delta = \sqrt{\rho / \pi f \mu}$   
 $\rho$ : 抵抗率[ $\Omega/m$ ]  
 $f$ : 周波数[Hz]  
 $\mu$ : 透磁率

$$F = G/3$$

$$k \approx 2 - (1.4/n)$$

$R_{dc}$  : リッツ線の直流抵抗



$p$  : 導体間距離  
 $d_w$  : 導体径

図8 平行導体の近接効果による電流密度の偏り

近接効果による損失は、リッツ線をコイルに巻線することによっても生じる。巻線により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（電流の向きにより図8のようになる）。この電流の偏りにより、線材の位置により抵抗値に偏りが生じ、結果コイル全体の抵抗を増加させる。

平行導体の導体抵抗  $R_0$  と近接効果を受けた抵抗  $R$  の比  $R/R_0$  は、式 (27) のようになることが示されている<sup>4)</sup>。図9に式 (27) より求めた平行ライン間の距離と近接効果による交流抵抗の悪化の関係を示す。図に示すように、ライン間隔が小さくなり近接するようになると交流抵抗が大きくなり、導体径相当の間隔があれば、その増加は10%程度にまで軽減される。後述するコイルの巻線形態において、巻線間にスペースを持たない密巻コイルでは近接効果による抵抗の悪化をもたらすことがわかる。

$$\frac{R}{R_0} \approx 1 + \left[ \left( \frac{1}{r'_1} \right) - \left( \frac{1}{r'_2} \right) \right] \quad \text{式 (27)}$$

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

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

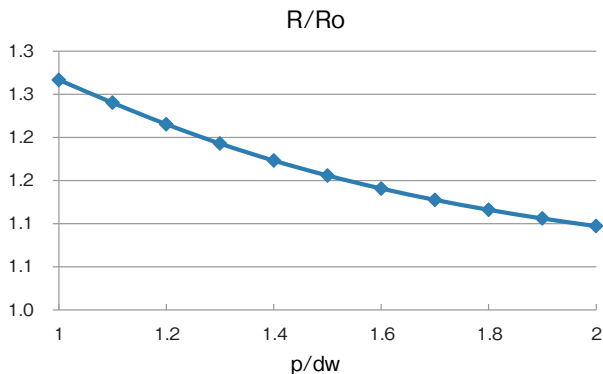


図9 平行ラインの間隔と交流抵抗の増加

#### 4. SAE J2954 規格

表1 SAE J2954 におけるクラス分け

パワークラス	WPT1	WPT2	WPT3
伝送電力	~ 3.7 kW	~ 7.7 kW	~ 11 kW
適用	乗用車 普通充電	乗用車 普通充電	乗用車 急速充電

「SAE TIR J2954」においては、地上側送信機と車載側受信機間の相互接続性や安全対策についての規格の他、標準化した装置の仕様も示されている。

標準仕様では、表1に示すように伝送電力の大きさにより WPT1, WPT2, WPT3 にクラス分けされ、それぞれにコイル形状を始めとする機構部品の仕様や回路部品の定数といった情報が提供されている。そのため、本標準仕様に基づいて規格に準拠したワイヤレス給電装置を制作するこ

とが可能となっている。

### 5. コイル形態と特徴

#### 5.1 コイル形態と特徴

表2にコイルの形状、表3にコイル巻線形態、表4にコーナー形状、の違いとその特徴について示す。

表2 コイルの形状と特徴

分類	円形	矩形 (レールトラック型)
形状		
特徴	<ul style="list-style-type: none"> <li>自動巻きしやすい。</li> <li>矩形に比べ送受信コイル間の位置ずれに弱い。</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>円形に比べ自動巻きづらい。</li> </ul>

表3 コイルの巻線形態と特徴

分類	密巻	ギャップ巻
形状	 巻線間にスペースを設けない。	 巻線間にスペースを設ける。
特徴	<ul style="list-style-type: none"> <li>交流抵抗が大きい。</li> <li>自動巻きしやすい。</li> <li>ハンドリングしやすい。</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>交流抵抗が小さい。</li> <li>ハンドリングしづらい</li> </ul>

表4 コイルコーナー形状と特徴

分類	同心コーナー	同径コーナー
形状	 コーナーの中心位置が同じ。	 コーナーの径が同じ。
特徴	<ul style="list-style-type: none"> <li>磁界強度の分布の偏りが大きい。</li> <li>内側の径が小さく、自動巻きづらい。</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>磁界強度の分布の偏りが小さい。</li> <li>自動巻きしやすい。</li> </ul>

IH 調理用コイルでは、自動巻きやすく、自己融着線を用いることにより形状保持が可能な円形の密巻コイルが利用されてきた。しかし、このタイプのコイルは、交流抵抗が大きくなり、ワイヤレス給電装置には向かない。

## 5.2 SAE規格のコイル形態

EV向けワイヤレス給電装置では、地上側装置と車載側装置との位置ずれに対して許容度が大きく、伝送効率を劣化させないコイル形態が望まれる。そのため、「SAE TIR J2954」では、車載側コイルに、矩形、同心コーナー、ギャップ巻のコイルが標準化され、地上側コイルにおいては、安全性の観点から磁界分布の偏りの少ない矩形、同径コーナー、ギャップ巻コイルが標準化されている。

しかし、これらのギャップ巻コイルでは、交流抵抗を小さくできるものの、巻線がしづらい。さらに、コイル自身で形状を保持することができず、形状を保持するためのトレイが必要となり、製作コストが非常に高くなる。

我々は、交流抵抗を増加させることなく、自動巻可能でハンドリングしやすいコイル、コイルトレイが不要なコイル形態を検討した。

## 5.3 ギャップ巻コイルと密巻コイル

密巻コイルは、自己融着線を使ってコイルを固着することにより形状保持が可能で、コイルトレイを不要とすることができる。巻線の自動化も容易であるから、大幅なコストダウンが可能である。課題は、2.4項にて記述したように、コイルの交流抵抗が大きくなることにある。

表5 ギャップ巻および密巻コイルの構成

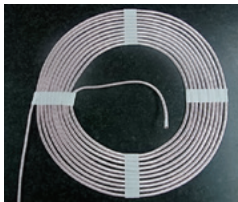
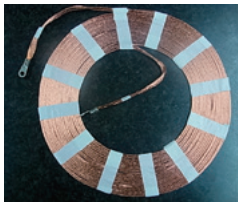
巻線	ギャップ巻	密巻
リッツ線	0.1 mm, 1020本	0.1 mm, 510本×2
コイル 外径/内径	300/168 mm	
巻数	10 Turn	
外観		

表5の左側のようなスパイラル型ギャップ巻コイルを形状とインダクタンス値を変えずに密巻コイルにするには、リッツ線を分割し、これらを並べて巻線することによって実現できる。たとえば、素線数1000本のリッツ線でギャップ巻のコイルであれば、リッツ線を2分割し、素線数500本のリッツ線2本を並べて密巻のコイルとすることができる(表5右側)。

表5に示したギャップ巻と密巻のスパイラルコイルのインダクタンスを図10、交流抵抗を図11に示す。インダクタンスは、巻線間の結合係数が大きい密巻が若干大きい。一方、交流抵抗については、密巻での増加が顕著に表れる。図11に示すように近接効果による抵抗増は数kHzの周波数から馬の背のように盛り上がる特徴がある。

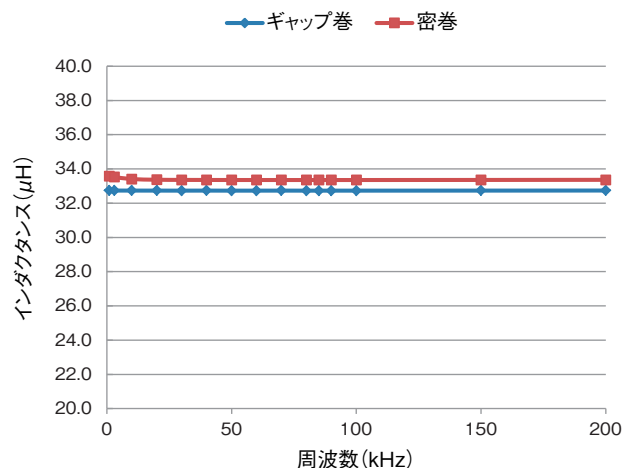


図10 密巻およびギャップ巻コイルのインダクタンス

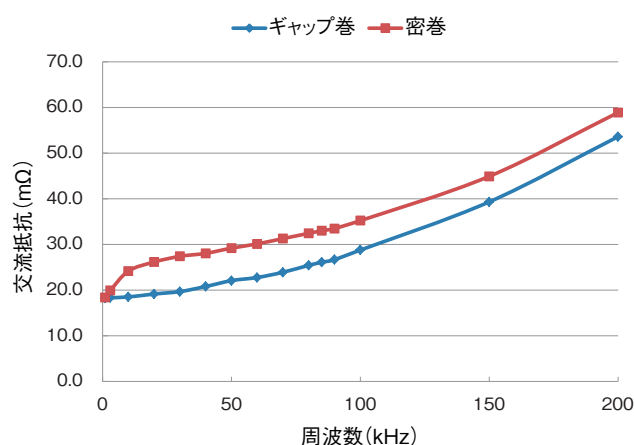


図11 密巻およびギャップ巻コイルの交流抵抗

## 5.4 転位巻コイル

前項において、本来1本のリッツ線によるギャップ巻コイルを2本のリッツ線に分割し密巻(パラ密巻)とすると、交流抵抗が大幅に増加してしまうことを示した。これを低減させる方法に転位巻と呼ぶ巻線方法がある。

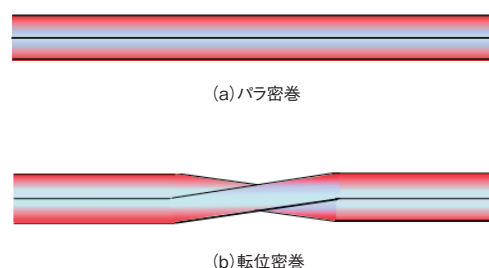


図12 平行ラインの転位巻

図12(a)に示すパラ密巻では、近接効果により電流密度の偏りによる抵抗値の偏りが長く続く、すなわち、線材の位置により抵抗値の大小に大きな差異が生じる。結果、コイル全体の交流抵抗が増加する。転位巻は図12(b)に示すように、平行するそれぞれのラインの位置関係のあるポイントにおいて反転させる巻線方法である。転位巻では、

この反転により線材の位置による電流密度の偏りがなくなり、近接効果による交流抵抗の増加を軽減することができる。

図 13 に平行 2 本のラインの転位巻コイルの交流抵抗測定結果を示す。線材は 0.1 mm/500 本のリッツ線、コイルは外径 300 mm、内径 210 mm、巻数 7 Turn、転位の回数は 28 と 4 で調査した。図 13 に示すとおり、わずか 4 回の転位でも交流抵抗の低減効果があることがわかる。

しかし、転位巻については、線材を入れ替える簡便な方法が見当たらないこと。また、転位部において線材が重なるためコイルの厚みの厚い部分が発生することなどの課題がある。

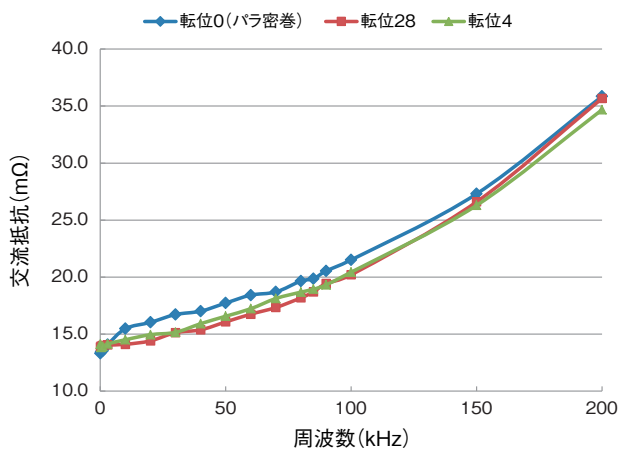


図 13 転位巻コイルの交流抵抗

### 5.5 ハイブリッド巻コイル

われわれは、ギャップ巻や転位巻のように交流抵抗が小さく、密巻のように巻線し易く、そして取扱い易いコイル形態としてハイブリッド巻 (HB 巻) を考案した。

HB 巻コイルは、図 14 に示すように巻数  $n$  の偶数ターンの巻線を奇数ターンである巻数  $(n-1)$  と  $(n+1)$  の間を蛇行させ当接させた巻線形態である。こうすることにより、転位巻のように線材内の電流密度の偏りを無くし、交流抵抗の悪化を防ぐことができる。

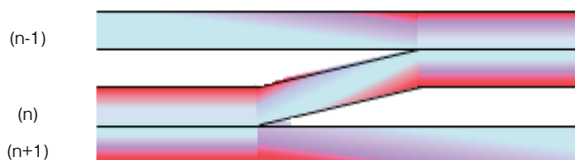


図 14 ハイブリッド巻

この HB 巻を行ったコイルを図 15、主な仕様を表 6 に示す。本 HB 巻コイルのインダクタンスと交流抵抗の評価結果は図 16 に示すとおりである。このように交流抵抗は近接効果による抵抗悪化を示すことなく、良好な値を示している。

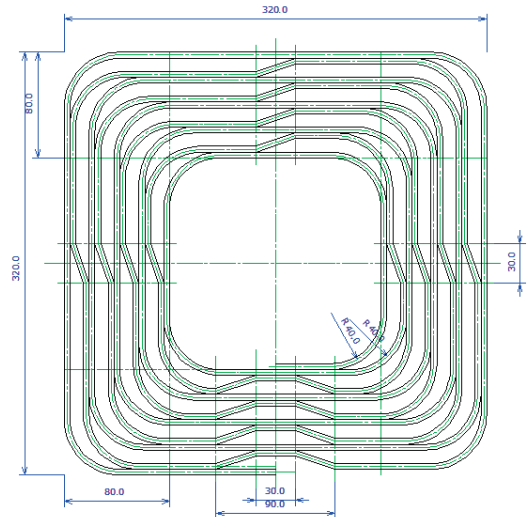


図 15 ハイブリッド巻コイル

表 6 ハイブリッドコイルの仕様概要

項目	仕様
リッツ線	0.1 mm/1050 本
コイル外径 / 内径	320/160 mm
コーナー径	40 mm (同径)
コイル厚	4.0 mm
巻数	9 Turn

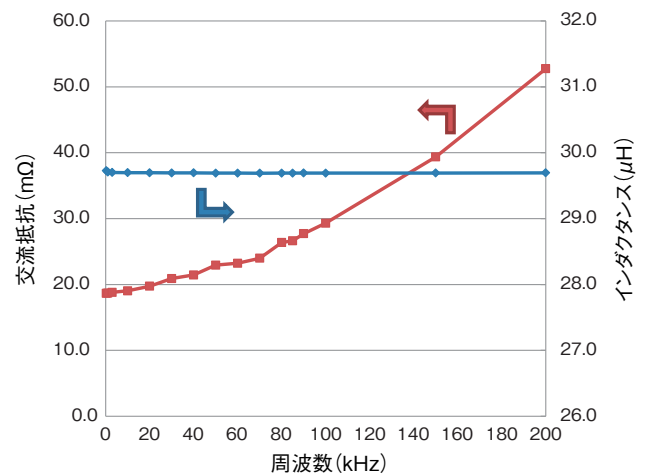


図 16 交流抵抗とインダクタンス

また、コーナー径 40 mm のレーストラック型である本コイルのインダクタンスを、ギャップ巻コイルとして算出した結果、 $29.6 \mu\text{H}$  となり測定値  $29.7 \mu\text{H}$  に良く近似した。このことにより、先に示したレーストラック型コイルのインダクタンス算出モデルが妥当であること、HB 巻コイルのインダクタンスはレーストラック型ギャップ巻コイルのインダクタンスより推定可能であることが示された。

更に、本 HB 巻コイルは、自己融着線や溶融固着する糸を巻いたリッツ線を用いることにより、形状の保持が可能となる。当社では、その製造のし易さから、アセテート糸を巻いたリッツ線を用い、コイルを固着することにより、

形状保持を実現した。図 17 にその実施例を示す。

以上のように、HB 巻コイルではその Q 値を損なうことなく、形状保持が可能なことから、ハンドリングが容易となり、形状保持のためのトレイを準備する必要がないなど多くの利点がある。



図 17 ハイブリッド巻コイルの実施例

## 6. 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、Q 値が大きいこと、すなわち交流抵抗が小さいことが求められることを示し、それを実現するコイル形態を明らかにした。

更に、低価格を実現するため、高 Q 値を維持しつつ、ハンドリングが容易でコイルの形状保持のためのトレイを省略可能なコイル形態、ハイブリッド巻 (HB 巻) コイルを考案し、その有効性を示した。

また、当社では、自動巻による製造方法を開発済みであり、HB 巻コイルそれ自体が低コストで製造可能である。

以上のことより、HB 巻コイルはワイヤレス給電装置の低価格化に大きく寄与するものである。我々は、HB 巻コイルの利用によりワイヤレス給電装置の価格低減が進み、EV および自動運転車の発展に貢献することを望むものである。

## 参 考 文 献

- 1) Greenhouse, H. M. (1974), Design of planar rectangular microelectronic inductors, IEEE Trans. Parts Hybrids Packag, 10(2), 101-109. doi:10.1109/TPHP, 1974. 1134841.
- 2) Grove, F. W. (1946), Inductance Calculations: Working Formulas and Tables, Van Nostrand, New York.
- 3) Terman, F. E.: Radio Engineers' Handbook, McGraw-Hill Book Company, First Edition 1927.
- 4) Alan Payne: "Skin Effect, Proximity Effect and the Resistance of Circular and Rectangular Conductors", 2016. <http://g3rbj.co.uk>
- 5) 松本秀樹, 他: 「ワイヤレス給電用コイルの最適化検討」, 昭和電線レビュー, Vol.62 (2016)

昭和電線ケーブルシステム(株)  
松本 秀樹 (まつもと ひでき)  
先行商品開発センター 産業用機能商品開発 G  
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)  
先行商品開発センター 産業用機能商品開発 G  
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)  
先行商品開発センター 産業用機能商品開発 G  
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)  
香月 史朗 (かつき しろう)  
先行商品開発センター長

昭和電線ホールディングス(株)  
大根田 進 (おおねだ すずむ)  
執行役員 新事業開拓部長