

走行中ワイヤレス給電における 85 kHz 自己共振オープン型コイル を用いたコンデンサレス送電システムに関する初期検討

古里 洸一[†] 居村 岳広^{††} 堀 洋一^{†,††}

[†] 東京大学大学院 新領域創成科学研究科 〒 277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5

^{††} 東京大学大学院 工学系研究科 〒 277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5

E-mail: [†]furusato15@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, ^{††}{imura, hori}@hori.k.u-tokyo.ac.jp

あらまし 近年、電気自動車に対する走行中ワイヤレス電力伝送に関して、研究が盛んに行われている。磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送にはコイルが送電側受電側ともに用いられる。大電力用途や高 Q 値のコイルを使用する場合には、コイルと共に用いられる共振コンデンサには、非常に高い電圧が印加され、絶縁破壊にいたる可能性がある。本稿では電気自動車に対するワイヤレス給電のなかでも、走行路地中に埋設するコイルに焦点を当て、オープン型コイルを用いた外付けコンデンサレスの地中共振コイルシステムを提案する。電気自動車向けの周波数である 85 kHz を設計目標とし、2 層式角型スパイラルコイルのコイル形状と自己共振周波数特性の関係を明らかにすることで、自己共振オープン型コイルの設計法を提案する。最後に実際に作製したコイルを用い、コイルの特性と設計法の妥当性について検討する。

キーワード ワイヤレス電力伝送, オープン型コイル, ショート型コイル, 共振コンデンサ, 浮遊容量

Fundamental Research on 85 kHz self-resonant open end coil for capacitor-less wireless power transfer system

Koichi FURUSATO[†], Takehiro IMURA^{††}, and Yoichi HORI^{†,††}

[†] Graduate school of Frontier Sciences, The University of Tokyo
5-1-5, Kashiwanoha, Kashiwa, Chiba, 277-8561, Japan

^{††} Graduate school of Engineering, The University of Tokyo
5-1-5, Kashiwanoha, Kashiwa, Chiba, 277-8561, Japan

E-mail: [†]furusato15@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, ^{††}{imura, hori}@hori.k.u-tokyo.ac.jp

Abstract Characteristics of a wireless power transfer system depend on characteristics of coils. Resonant coil is used for wireless power transfer in the case of magnetic resonant coupling type. Resonant capacitor used for resonating with coil has problem of withstand voltage. High voltage is applied to resonant capacitor because of high Q coil, and can cause breakdown accident. Capacitor-less wireless power transfer can prevent this accident. In case of wireless power transfer for electric vehicles, 85 kHz is used as resonant frequency. In this paper, design method of self-resonant open end coil which resonate at 85 kHz is proposed. Characteristics of the proposed coil is verified by experiment.

Key words Wireless power transfer, Open end coil, Short end coil, Resonant capacitor, Stray capacitance

1. はじめに

2007 年に MIT の André Kurs らの磁界共振結合方式 [1] のワイヤレス電力伝送の報告以来、近年ワイヤレス電力伝送に関する研究が耳目を集めている。ワイヤレス電力伝送技術は、その名の通りワイヤレスで電力を送るものであり、産業界だ

けでなく家庭などの身近な分野にも応用が期待されている [2]。磁界共振結合方式は電磁誘導方式に比べ伝送距離、伝送効率、伝送電力の面で優位性がある [3]。ワイヤレス電力伝送の理論に関して、フィルタ理論による説明 [4]、 kQ 積による表現 [5]、電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論 [3] など理論が明らかになってきている。

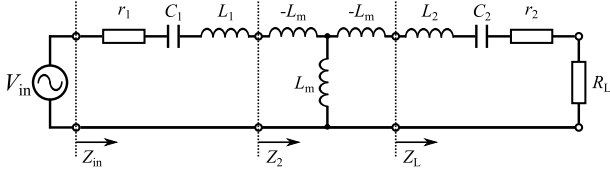


Fig. 1 S/S 方式のワイヤレス電力伝送システムの等価回路

電気自動車に対する走行中給電に関して、現在研究が盛んに行われている [6] [7] [8]. 磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送にはコイルが送電側受電側ともに用いられる. 本稿では電気自動車に対するワイヤレス給電のなかでも、走行路地中に埋設するコイルに焦点を当てる. ワイヤレス電力伝送用のコイルは高周波で駆動され、コイルサイズの小型化や、高効率化が期待されている [5]. その他にも、DD コイル [9] を用いた結合係数の改善 [10], 漏洩磁界抑制のためのコイル形状の最適化 [11], 送電側設備を簡略化するための補助コイル形状と配置の検討 [12] など多くの研究がなされてきた. コイルは大別してショート型コイルやオープン型コイルの 2 つがあるが、地中コイルにオープン型コイルを適用した例や、ショート型コイルとオープン型コイルの比較、共振コンデンサの絶縁破壊に対する考察、地中周囲環境からのコイルの共振周波数に対する影響を議論したものは見受けられなかった.

本報告では、オープン型コイルを用いた、外付け共振コンデンサが不要な地中共振コイルシステムを提案する. オープン型コイルは自身のもつ浮遊容量により自己共振が可能であり、本報告で述べる設計法により、85 kHz において自己共振に至る地中コイルの設計を行う.

2. 地中コイルの構成

2.1 コンデンサの耐圧の問題

磁界共振結合を利用した S/S 方式のワイヤレス電力伝送 [3] には共振器の例として、ショート型コイルと共振コンデンサが必要となる. 送電側の共振回路の耐圧の問題に着目し、Fig. 1 の典型的な S/S 方式のワイヤレス電力伝送システムの等価回路をもとに、理論的に考察する.

Fig. 1 のように、等価回路をいくつかに分割して計算を行う. 相互誘導回路より負荷側のインピーダンスを Z_L とすると.

$$Z_L = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + r_2 + R_L$$

となる. ここで S/S 方式の共振条件 $\omega L_2 = 1/\omega C_2$ を適用すると,

$$Z_L = r_2 + R_L$$

となる. よって相互誘導回路を含めた負荷側のインピーダンス Z_2 は、相互インダクタンスを L_m として,

$$Z_2 = -j\omega L_m + \frac{j\omega L_m \{-j\omega L_m + Z_L\}}{j\omega L_m - j\omega L_m + Z_L} = \frac{\omega^2 L_m^2}{Z_L}$$

と計算される. ここで送電側電源からみたシステム全体の入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = r_1 + Z_2 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1$$

となり,

$$V_{in} = I_{in} \left\{ (r_1 + Z_2) + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right\}$$

が成立する. ここで S/S 方式の共振条件 $\omega L_1 = 1/\omega C_1$ の下では $V_{in} = I_{in} (r_1 + Z_2)$ が成立するので送電側電源電圧 V_{in} と地上側共振コンデンサにかかる電圧 V_{C_1} の比は以下のように求められる.

$$\frac{V_{C_1}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{in} (r_1 + Z_2)} = \frac{-j}{\omega C_1 \left(r_1 + \frac{\omega^2 L_m^2}{r_2 + R_L} \right)} \quad (1)$$

(1) より、「負荷抵抗値 R_L が極めて大きい場合」や「地中コイルと受電コイル間の結合 L_m が極めて小さい場合」、つまり (1) は,

$$\frac{V_{C_1}}{V_{in}} = \frac{-j}{\omega C_1 r_1} = -jQ_C, \quad Q_C \equiv \frac{1}{\omega C_1 r_1} \quad (2)$$

(2) のようになり、共振コンデンサは電源電圧の Q 値倍の高電圧にさらされる.

同様に受電側共振コンデンサにかかる電圧 V_{C_2} と送電側電源電圧 V_{in} の比は以下のように求められる.

$$\frac{V_{C_2}}{V_{in}} = \frac{L_m}{r_1 C_2 (r_2 + R_L) + \omega^2 L_m^2 C_2} \quad (3)$$

磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送は結合係数とコイルの Q 値の積が大きければ大きいほど効率が高くなることがわかっている [5]. そのため、大きな電力を高 Q 値のコイルで送ろうとしたときに、共振コンデンサに非常に高い電圧が加わる可能性がある. ここで、Table 1 の条件下で、相互インダクタンス L_m が極めて小さくなる時、(1) が (2) に近づき、電源電圧の Q 値倍の電圧が共振コンデンサに印加されることを SPICE を用いた回路シミュレーション結果で示す.

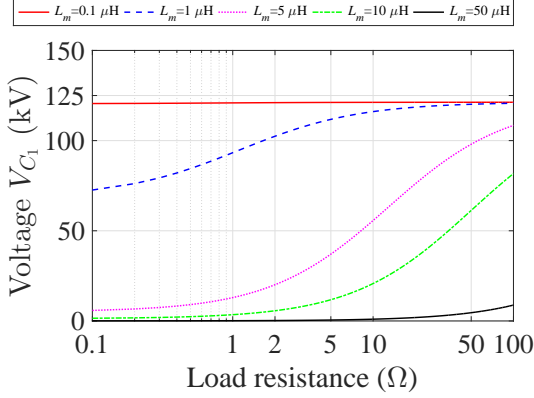
Fig. 2(a) より、送受電コイル間の相互インダクタンス L_{rmm} が小さく、地中コイルの頭上付近に電気自動車が存在しない状態で送電側システムが運用されている最悪のケースの場合、送電側共振コンデンサには 125 kV 程度の極めて大きい電圧が加わることがわかる.

Fig. 2(b) より、送受電コイル間の相互インダクタンスが $1 \mu\text{H}$ 程度とある程度小さく、受電側負荷が極めて小さい場合、受電側共振コンデンサには 60 kV 程度の極めて大きい電圧が加わることがわかる.

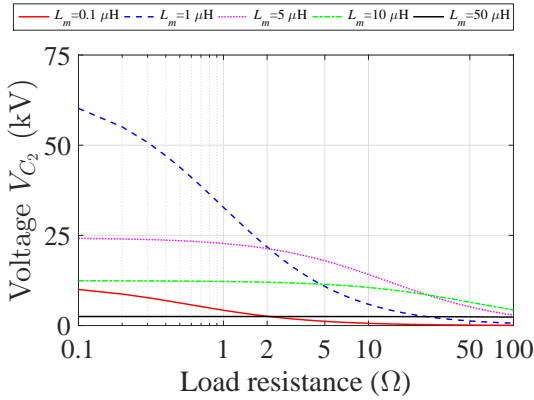
前述した通り、送電側コンデンサには受電側コンデンサより高い電圧が印加され、送受電コイル間の結合が小さい場合には極めて危険な状態に陥ることがわかる. 電気自動車に対する走行中給電を想定すると、コイル間の結合が常に変化し、結合が小さい領域が生じるために、危険となりやすいことがわかる.

Table 1 シミュレーションに用いた回路パラメータ

Parameter	Value
Input voltage V_{in}	500 V
Operating frequency	85 kHz
Self-inductance L_1, L_2	250 μ H
Capacitance C_1, C_2	14 nF
Coil and Capacitor resistance r_1, r_2	0.5 Ω
Q value of the coils Q	267
Load resistance R_L	30 Ω



(a) C_1 にかかる電圧



(b) C_2 にかかる電圧

Fig. 2 負荷側の結合と負荷抵抗値と共振コンデンサにかかる電圧

そこで、ショート型コイルと共振コンデンサの組で実現される共振器の他に、共振コンデンサが不要でコイルのみで自己共振するオープン型コイル [13] [14] を地中コイルに適用することを本稿で提案する。

2.2 ショート型コイルとオープン型コイルの比較

オープン型コイルとショート型コイルの周波数特性を伝送線路理論から考察する。

Fig. 3 に示すような、特性インピーダンス Z_0 、位相定数 $\beta = \omega/c$ (ω : 線路の電源角周波数, c : 光速) の長さ l の伝送線路を考える。伝送線路終端に装荷する負荷のインピーダンスを Z_L とすると、給電端からみた入力インピーダンス Z_{in} は

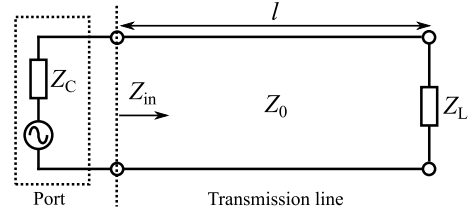


Fig. 3 伝送線路のモデル

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (4)$$

となる。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (5)$$

R, G はそれぞれ、伝送路の単位長さあたりの抵抗、コンダクタンスである。 L, C はそれぞれ、伝送路の単位長さあたりのインダクタンス、キャパシタンスである。

ショート型のコイルの場合は (4) における Z_L が 0 である場合と等価なので、(4) は (6) のように書き直せる。

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l \quad (6)$$

オープン型のコイルの場合は (4) における Z_L が ∞ である場合と等価なので、(4) は (7) のように書き直せる。

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l = -jZ_0 \cot \frac{\omega}{c} l \quad (7)$$

簡単のために無損失伝送路を仮定し、特性インピーダンス $Z_0 = 50 \Omega$ とすれば、ショート型コイルとオープン型コイルのリアクタンスの周波数特性は Fig. 4 のような特性を示す。Fig. 4 のショート型コイルの場合、 l が小さい順に、反共振点 ($\pi/2$)、共振点 (π)、反共振点 ($3\pi/2$) の順に現れていることがわかる。オープン型コイルの場合、 l が小さい順に、共振点 ($\pi/2$)、反共振点 (π)、共振点 ($3\pi/2$) の順に現れていることがわかる。これらのことから、外付けの共振コンデンサを使用せずにコイルを自己共振させるためには、ショート型コイルに比べて低い周波数で自己共振するオープン型コイルのほうが優位性がある。よって、コンデンサ不要で自己共振させるために適しているコイルはオープン型コイルであると言える。

2.3 システム構成の全体像

電気自動車に対するワイヤレス給電において、地中に埋設するコイルの特性の違いについて検討する。

Fig. 5(a) にショート型コイルを用いた従来のシステム構成を示す。「ショート型コイル」、「共振コンデンサ」、「磁性材料」が主な素子である。磁性材料は漏洩磁界低減、コイルの Q 値改善のために用いられる。ショート型コイルの第 1 次自己共振周波数は反共振となりワイヤレス電力伝送に使用できないために、外付け共振コンデンサによって第 1 次自己共振周波数より低い周波数領域に共振点を生成する。何らかの原因で共振コンデンサにおいて絶縁破壊が生じた場合、修復の工事が必要となることが予想される。

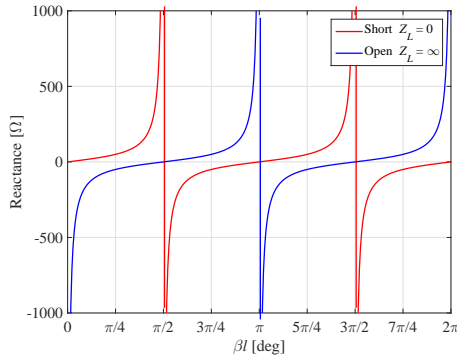
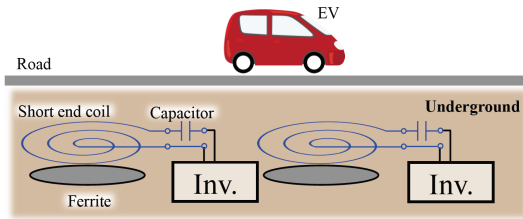
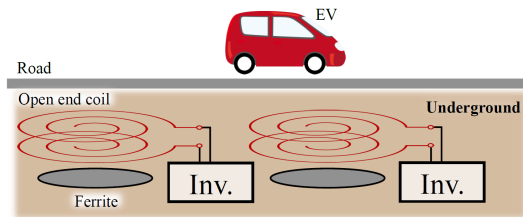


Fig. 4 無損失伝送線路のリアクタンスの周波数特性 (特性インピーダンス $Z_0 = 50 \Omega$)



(a) ショート型コイルの場合



(b) オープン型コイルの場合

Fig. 5 従来システムと提案システムの構成概略図

Fig. 5(b) にオープン型コイルを用いた提案システムの構成を示す。従来システムと比較して、「共振コンデンサ」が不要となり、「オープン型コイル」と「磁性材料」が主な素子である。オープン型コイルの第1次自己共振周波数は共振でありワイヤレス電力伝送に使用でき、外付け共振コンデンサ不要で共振現象を実現できる。そのため共振コンデンサのコスト低減に寄与できる。また、何らかの原因で共振コイルにおいて絶縁耐力 3000 kV/m を超える電界による絶縁破壊が生じても、絶縁破壊後に自己復帰するために、工事は必要なくなる。

本稿では前述の優位性を持つオープン型コイルの自己共振点を 85 kHz に設定する手法について述べる。

3. オープン型地中コイルの設計

3.1 層間ギャップと巻線ピッチの調整による共振周波数特性

オープン型コイルの自己共振周波数を 85 kHz に設定することで、コンデンサレスの地上コイルを実現することを提案する。(7) のオープン型コイルの入力インピーダンスの式において、

Table 2 簡易解析モデルの設計パラメータ

Parameter	Value
No. of turns n	5.5, 10.5, 20.5, 30.5
Coil outer Size	500 mm × 250 mm
Layer gap g_l	5, 10, 20 mm
Wire pitch p	5, 10, 20 mm
Wire diameter	2 mm

85 kHz で自己共振に至るために必要な伝送線路長 l の条件は伝送線路理論に基づき、

$$\frac{\pi}{2} = \frac{\omega}{c} l = \frac{2\pi f}{c} l \quad (8)$$

$$l = \frac{c}{4f} = \frac{3 \times 10^8}{4 \times 85 \times 10^3} \cong 882.35 \text{ m} \quad (9)$$

と設計すればよい。線路長は 882.35 m となる。現実的に短い巻線長で自己共振を起こすために、Fig. 6(a) に示す2層式スパイラルオープン型コイルを設計対象とする。スパイラル形状により近傍磁界強度を増し、2層式とすることで浮遊容量の増加により短い線路長でも自己共振周波数の低周波化が可能となる。

2層式円形スパイラルオープン型コイルの場合、層間ギャップの変更により共振周波数の調整、巻線ピッチの変更により反共振周波数の調整と共振周波数の微調整が可能であることがわかっている [15]。そこで、Fig. 6(b) に示す2層式角型スパイラルオープン型コイルの周波数特性とコイルパラメータである層間ギャップ g_l 、巻線ピッチ p の関係性についても明らかにするために、Fig. 6(c) に示す解析モデルを用いて特性の評価を行った。角型コイルは専有面積が大きく、走行中給電のように一角度方向のみの位置ずれが生じるアプリケーションにおいては円形コイルよりも角型コイルのほうが適している。電磁界解析には Menter Graphics 社の IE3D 15.1 を用いた。Table 2 に簡易解析モデルのパラメータを示す。

Fig. 7(a) に2層式角型スパイラルオープン型コイルの層間ギャップ g_l を変化させた場合、Fig. 7(b) に巻線ピッチを変化させた場合のリアクタンス特性の変化をそれぞれ示している。これらの結果より、層間ギャップの変更により共振周波数が大きく変化し、巻線ピッチの変更によっては共振周波数はわずかに変化しないことがわかる。このことから、角型コイルの場合も円形コイルの場合と同様の設計手法 [15] が有効であることを確認した。

また Fig. 7(c) に巻数を変更したときのリアクタンス特性の変化を示している。巻数の増加に伴い、自己共振周波数が低くなっていくことが確認できる。

以上のことから、コイルの設計パラメータである巻数、層間ギャップ、巻線ピッチを比較すると、変化に対して周波数特性への影響が大きいのは巻数であるから、巻数をおおまかに決定し、その後、層間ギャップで共振周波数を低下させ、巻線ピッチで自己共振周波数を微調整する手法がコイル設計の手法として有効であると考えられる。

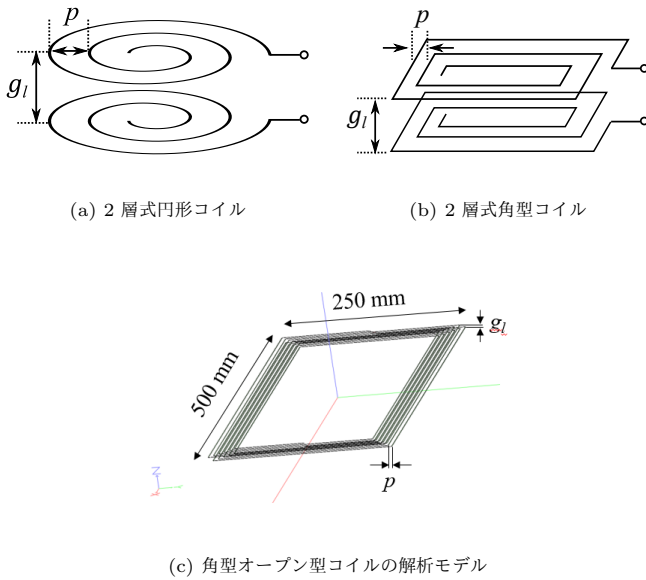


Fig. 6 解析対象のコイル形状概形と解析モデル

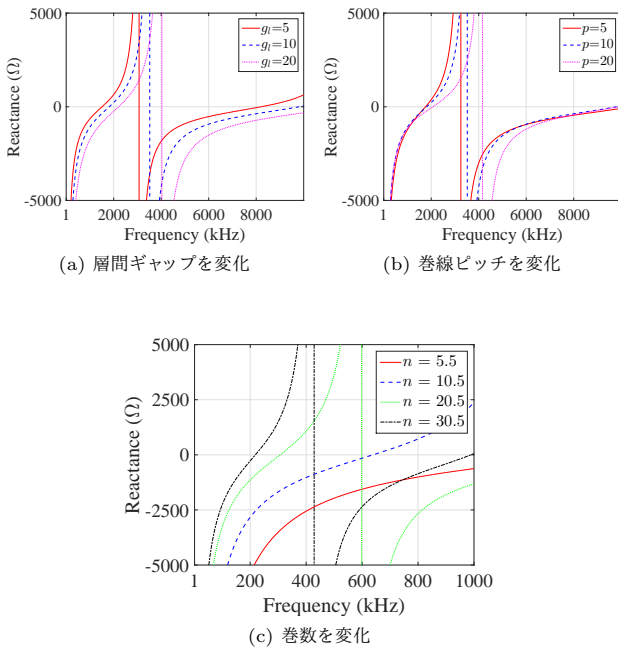


Fig. 7 簡易解析モデルのリアクタンス周波数特性

3.2 85 kHz 自己共振角型オープン型地中コイルの設計

前節で検証したオープン型コイルを用いて、85 kHz で自己共振に至るコイルを設計した。電磁界解析には Menter Graphics 社の IE3D 15.1 を用いた。kHz 帯での自己共振を実現させるためには、(7) における l が十分に大きい必要がある。

まずコイルのサイズを電気自動車に対する走行中給電を想定し 1280 mm × 390 mm と定め、線材として、断面積 3.5 mm² の KIV 線を用いて実際にコイルを作製することとした。KIV 線の導体径は 2.5 mm、絶縁被覆厚は 0.8 mm である。

使用する KIV 線のパラメータを用い、85 kHz に自己共振周波数を設定したコイルの設計データを Table 3 に示す。IE3D 上の解析モデルを Fig. 8 に示す。

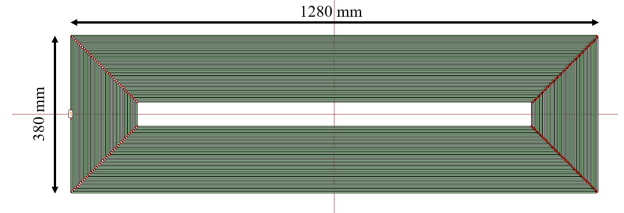


Fig. 8 設計した 85 kHz 自己共振オープン型コイルの解析モデル

Table 3 85 kHz 地中コイルの設計後パラメータ

Parameter	Value
No. of turns n	39.5
Coil outer size	1280 mm × 380 mm
Layer gap g_l	2 mm
Wire pitch p	1.6 mm
Wire diameter	2.5 mm

持ち運び用途の受電コイルなどでは、Table 3 のような大型コイルは不適切だが、地中コイルの場合は巻線長が長い大型コイルでも使用が可能となるため実現可能であると考えられる。

Table 3 に基づき、前述した KIV 線と層間ギャップ用の塩化ビニル板を用いて実際にコイルを作製した。Fig. 9(a) に作製したコイルの外観を示す。Fig. 9(b) のように塩化ビニル板を隔てて 2 層の巻線を配置している。

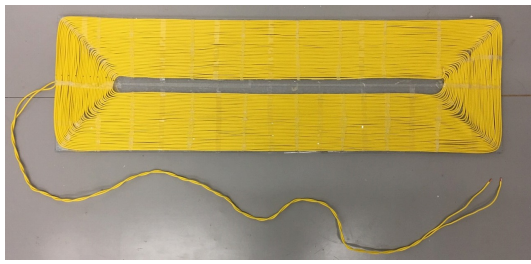
作製したコイルのリアクタンス周波数特性を Keysight Technology 社のインピーダンスアナライザ E4990A を用いて測定を行った。

Fig. 10 に作製したコイルの周波数特性を示す。sim. は IE3D による電磁界解析結果、exp. は測定値を示す。Fig. 10 から、共振周波数については、電磁界解析での設計通り、作製したコイルのリアクタンスが 0 となる自己共振周波数は 85 kHz に設定できていることがわかる。反共振周波数は作製したコイルの特性のほうが低い値となっていた。

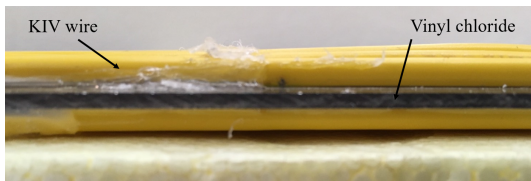
測定により、提案した手法により自己共振周波数を 85 kHz へ正確に設定できることを示すことで、設計手法の妥当性と 85 kHz 自己共振オープン型コイルの実現可能性を確認できた。

4. おわりに

本報告では、電気自動車に対するワイヤレス給電を想定した、オープン型コイルを用いた外付けコンデンサ不要な地上用コイルの構成を提案した。85 kHz にオープン型コイルの自己共振周波数を設定することを設計目標として検討を行った。オープン型コイルは自身のもつ浮遊容量により自己共振が可能であり、2 層式角型スパイラルコイル構造をとることで kHz 帯まで低くすることを容易にした。コイル形状と自己共振周波数特性の関係を明らかにすることで、巻数と層間ギャップの調整により、任意の周波数に自己共振周波数を設定する手法を提案した。提案する設計法により、85 kHz において自己共振に至る地中コイルの設計を行った。電磁界解析による共振周波数の設計値と



(a) 上面図



(b) 側面図

Fig. 9 作製した 85kHz 自己共振オープン型コイル

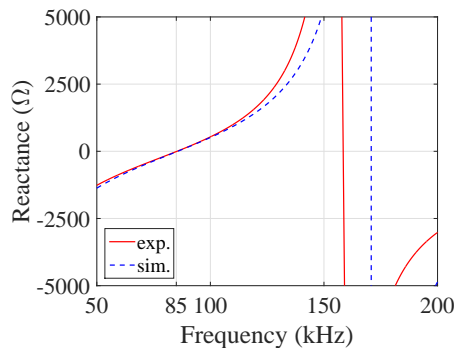


Fig. 10 設計したコイルのリアクタンス周波数特性

実際に作製したコイルの測定値は一致しており、設計手法の妥当性と 85 kHz 自己共振オープン型コイルの実現可能性を確認できた。

謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費 25709020, 15H02232 の助成を受けたものです。

文 献

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances.," *Science (New York, N.Y.)*, vol.317, no.5834, pp.83–86, 2007.
- [2] H. Shoki, "Trends of Wireless Power Transmission Technologies and Approaches for Commercialization," Technical report of IEICE(WPT2010-07), pp.19–24, 2010.
- [3] T. Imura and H. Yoichi, "Unified Theory of Electromagnetic Induction and Magnetic Resonant Coupling," *IEEJ Transactions on Sensors and Micromachines*, vol.135, no.6, pp.697–710, 2015.
- [4] I. Awai, "BPF Theory-Based Design Method for Wireless Power Transfer System by Use of Magnetically Coupled Resonators," *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, vol.130, no.12, pp.2192–2197, 2010.

- [5] T. Tohi, Y. Kaneko, and S. Abe, "Maximum Efficiency of Contactless Power Transfer Systems using k and Q ," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol.132, no.1, pp.123–124, 2012.
- [6] J.M. Miller, O.C. Onar, C. White, S. Campbell, C. Coomer, L. Seiber, R. Sepe, and A. Steyerl, "Demonstrating dynamic wireless charging of an electric vehicle: The benefit of electrochemical capacitor smoothing," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol.1, no.1, pp.12–24, 2014.
- [7] L. Chen, G.R. Nagendra, J.T. Boys, and G.a. Covic, "Double-coupled systems for IPT roadway applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol.3, no.1, pp.37–49, 2015.
- [8] d. Kobayashi, T. Imura, and Y. Hori, "Real-time maximum efficiency control in dynamic wireless power transfer system," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol.136, no.6, pp.425–432, 2016.
- [9] A. Zaheer, H. Hao, G.a. Covic, and D. Kacprzak, "Investigation of multiple decoupled coil primary pad topologies in lumped IPT systems for interoperable electric vehicle charging," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.30, no.4, pp.1937–1955, 2015.
- [10] Z. Wei, J.C. White, a.M. Abraham, and C.C. Mi, "Loosely Coupled Transformer Structure and Interoperability Study for EV Wireless Charging Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.30, no.11, pp.6356–6367, 2015.
- [11] H. Kim, S. Member, C. Song, D.-h. Kim, D.H. Jung, I.-m. Kim, Y.-i. Kim, J. Kim, S. Member, S. Ahn, S. Member, and J. Kim, "Coil Design and Measurements of Automotive Magnetic Resonant Wireless Charging System for High-Efficiency and Low Magnetic Field Leakage," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.64, no.2, pp.383–400, 2016.
- [12] T. Kan, T.D. Nguyen, J.C. Wjite, R.K. Malhan, and C. Mi, "A New Integration Method for an Electric Vehicle Wireless Charging System Using LCC Compensation Topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp.1–12, 2016.
- [13] H. Hirayama, T. Amano, N. Kikuma, and K. Sakakibara, "A consideration of open- and short-end type helical antennas for magnetic-coupled resonant wireless power transfer," *Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2012*, pp.3009–3013, 2012.
- [14] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, "Study on open and short end helical antennas with capacitor in series of wireless power transfer using magnetic resonant couplings," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp.3848–3853, 2009.
- [15] K. Furusato, T. Imura, and Y. Hori, "Design of Multi-frequency Coil for Capacitor-less Wireless Power Transfer using High Order Self-resonance of Open End Coil," *IEEE MTT-S Wireless Power Transfer Conference 2016*, no.78, pp.1–4, 2016.