

ワイヤレス電力伝送における理論式と数値計算を用いた高効率コイル設計法

吹田 幸将*, 居村 岳広(東京理科大学)

Wireless Power Transfer Coil Design Method for High Efficiency
by Theoretical Formula and Numerical Analysis
Yukimasa Suita, Takehiro Imura (Tokyo University of Science)

1. まえがき

近年、デバイスの増加に伴いコードレスでのワイヤレス電力伝送（Wireless Power Transfer : WPT）の利便性が期待されている。特に、コイルの磁界結合を用いた磁界共振結合方式による WPT は数十 cm から数 m の伝送距離でも高効率の電力伝送ができ、その最大効率は kQ 積というコイル変数により決まる値に大きく影響される。しかし、特定の周波数で kQ 積を最大化するような WPT 最適コイルの設計方法は確立されておらず、最適化の先行研究⁽¹⁾では多くの電磁界解析を行う必要があるため時間がかかり、また評価関数が不明瞭である。

本論文では電磁界解析を用いず、数値計算のみを用いて、周波数とコイルサイズと巻数を変数とした kQ 積の関数モデル化を述べ、正確かつ高効率なコイルの設計指針を示し、実証実験を行う。

2. 磁界共振結合方式

磁界共振結合方式の等価回路を図 1 に示す。伝送効率 η は(1)式となり、効率を最大にする最適負荷抵抗 $R_L = R_{Lopt}$ と、最大効率 η_{MAX} は(2), (3)式で表される。

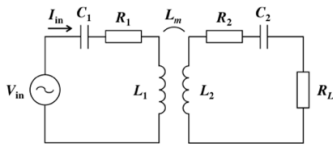


図 1 磁界共振結合方式の等価回路
Fig.1. Equivalent Circuit for Magnetic Resonance Coupling Method

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L)\{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}} \quad (1)$$

$$R_{Lopt} = R_2 \sqrt{1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2}} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (2)$$

$$\eta_{MAX} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (3)$$

ここで k は結合係数であり、 k と Q 値は(4), (5)式で表される。本論文では簡単化のため送受信を同一コイルとし、 kQ 積を(6)式として考える。

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (4)$$

$$Q_i = \frac{\omega_0 L_i}{R_i} \quad (5)$$

$$kQ = \frac{\omega_0 L_m}{R} \quad (6)$$

3. kQ 積モデル化方法

(6)式より、コイル抵抗 R 、相互インダクタンス L_m を用いて kQ 積モデル化を行う。

<3・1>コイル内部抵抗 R

単位メートル辺りのリッツ線で作成されるコイル内部抵抗を 3 つに分け⁽²⁾、それぞれ数値計算を行う。また、リッツ線概形を図 2 に示す。

$$\textcircled{1} \text{表皮効果損失 } P_{S,Litz} = n \cdot F_R(f) \cdot R_{DC} \cdot I_{rms}^2 \quad [\text{W/m}] \quad (7)$$

$$\textcircled{2} \text{外部近接効果損失 } P_{P,Litz} = n \cdot G_R(f) \cdot R_{DC} \cdot H_e^2 \quad [\text{W/m}] \quad (8)$$

$$\textcircled{3} \text{内部近接効果損失 } P_{I,Litz} = n \cdot G_R(f) \cdot R_{DC} \cdot H_i^2 \quad [\text{W/m}] \quad (9)$$

n 、 δ 、 R_{DC} 、 F_R 、 G_R は以下の通りとする。

リッツ線素線数 : n

$$\text{表皮深さ : } \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 \sigma f}}$$

$$\text{導体直流抵抗 : } R_{DC} = \frac{4}{\sigma \pi d_i^2}$$

$$\xi = \frac{d_i}{\sqrt{2}\delta}$$

$$I_{rms}^2 = \frac{I^2}{2n^2}$$

$$F_R = \frac{\xi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\text{ber}_1(\xi)^2 + \text{bei}_1(\xi)^2}$$

$$\cdot \{-\text{ber}_0(\xi)\text{ber}_1(\xi) + \text{ber}_0(\xi)\text{bei}_1(\xi)\}$$

$$- \text{bei}_0(\xi)\text{ber}_1(\xi) - \text{bei}_0(\xi)\text{bei}_1(\xi)\}$$

$$G_R = -\frac{\xi \pi^2 d_i^2}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\text{ber}_0(\xi)^2 + \text{bei}_0(\xi)^2}$$

$$\cdot \{\text{ber}_2(\xi)\text{ber}_1(\xi) + \text{ber}_2(\xi)\text{bei}_1(\xi)\}$$

$$- \text{bei}_2(\xi)\text{ber}_1(\xi) + \text{bei}_2(\xi)\text{bei}_1(\xi)\}$$

(8)式の外部磁場 H_e^2 はコイル形状による磁界で、本論文では簡単化のため隣接するリッツ線のみ考慮し、隣接する線は無限長、電流 I は一様に流れるとして(10)式で表す。

また、(10)式の d_a は隣接する線間距離だが、本論文では線間距離ゼロとするため線直径 d_a とした。

$$H_e = \frac{I^2}{(2\pi d_a)^2} \quad (10)$$

(9)式の内部磁場 H_i^2 を考慮する近接損失においては PEEC 法(Partial Element Equivalent Circuit method)⁽³⁾を利用する。リッツ線を細かく分割し、それぞれの領域でマクスウェル方程式をキルヒホッフの電圧則と見なして解析する。

図 3 に素線数 1425、外径 0.3[m]、巻数 10 のコイルの抵抗値の比較を示す。100[kHz]以下で大旨一致している。ここで得られるコイル抵抗は、周波数、構成リッツ線の長さの関数である。

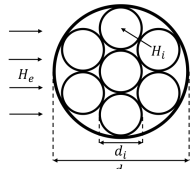


図 2 リッツ線概形
Fig.2. Outline drawing of litz

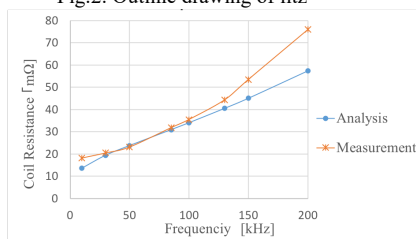


図 3 コイル抵抗値の比較
Fig.3. Comparing coil resistance

<3・2>相互インダクタンス L_m

ノイマンの式(11)を用いて導出する。コイルとパラメータの関係は図 4 に示す。

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{dl_1 dl_2}{D} \quad (11)$$

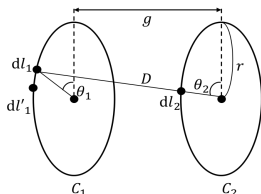


図 4 ノイマンの式におけるコイルパラメータ
Fig.4. Coil parameter of Neumann formula

<3・3> kQ 積モデル化

3.1 節、3.2 節で得られたモデルの変数を以下と定める。

① コイル抵抗 R … 周波数、リッツ線長の関数

② 相互インダクタンス L_m … サイズ、巻数の関数

ここで、コイルサイズが定められたものとすれば、リッツ線長と巻数には比例関係があるので、(6)式より、

③ kQ 積 … 周波数、巻数の関数

と関数モデル化が可能である。

4. 実験による検証

3 章で得られた kQ 積を検証する。先に設計条件として以下①~③を定め、コイル(図 5)を作成、巻数を変化させた結果を図 6、7 に示す。

① 使用リッツ線：素線数 1425、線種：銅

② 外径：0.3 [m]、ギャップ：0.15 [m]

③ 周波数：85 [kHz]

図 6、7 より、 kQ 積はピーク含め大旨一致し、特に最大効率の観点だと誤差は殆どなく、定められたサイズ、周波数で何回巻けば高効率になるか判断できる。

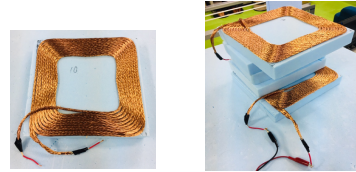


図 5 設計した 10 巻コイルと実験風景
Fig.5. Designed 10 Turned Coil and Experiment scenery

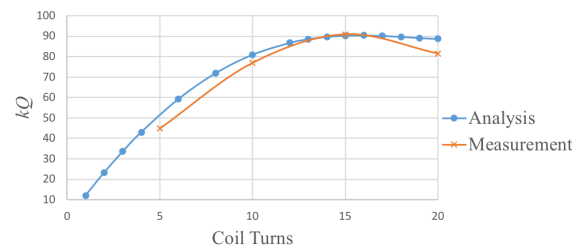


図 6 kQ 積と巻数特性
Fig.6. kQ -Turns characteristic

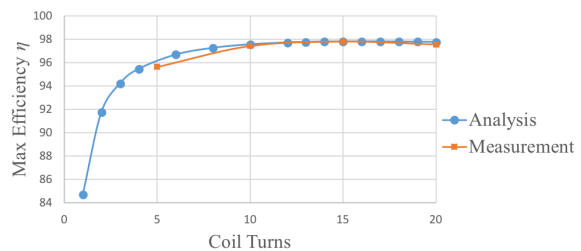


図 7 最大効率と巻数特性
Fig.7. Efficiency-Turns characteristic

5. まとめ

理論式と数値計算のみで 85[kHz]の kQ 積の正確なモデル化が可能となった。85[kHz]を規格とする電気自動車向けワイヤレス給電に対して伝送性能の向上、製造コストの削減が期待できる。

今後の課題として、100[kHz]を超えた時のリッツ線抵抗のモデル化を可能にすることや、伝送電力等の他の設計変数も考慮することがある。

謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費 17H04915 の助成を受けたものです。

文 献

- (1) R.Bosshard, J.W.Kolar, "Multi-Objective Optimization of 50 kW/85kHz IPT System for Public Transport", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol.4, no.4, pp.1370-1382, 2016.
- (2) Jonas Mühlethaler, "Modeling and Multi-Objective Optimization of Inductive Power Components", DIS.ETH NO.20217, p.223, 2012.
- (3) Richard Y. Zhang, Jacob K. White, and John G. Kassakian, Charles R.Sullivan, "Realistic Litz Wire Characterization using FastNumerical Simulations", in Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.738-745, 2014.