

ワイヤレス給電において遠方漏洩磁界を考慮した 85kHz 帯における空芯コイルの設計法

学生員 山田 悠人^{*a)} 学生員 長谷川 蒼真^{*} 正員 居村 岳広^{*} フェロー 堀 洋一^{*}

Design Method of Coreless Coil in 85kHz Band Considering Far Magnetic Field Leakage in Wireless Power Transfer

Yuto Yamada^{*a)}, Student member, Soma Hasegawa^{*}, Student Member, Imura Takehiro^{*}, Member,
Yoich Hori^{*}, Fellow

The technology of in-motion wireless power transfer to electric vehicles has been actively studied in recent years as a solution to the problems faced by current battery EVs and as a major push toward decarbonization. Wireless power transfer using magnetic field resonance transmits and receives power through a coil, and the design of the coil is extremely important because it determines the performance of the wireless power transfer. In addition, the protection of the human body and precision equipment, are essential for the practical application of in-motion wireless power transfer to electric vehicles. In this study, the power, efficiency, and leakage field of the coil can be derived only by mathematical theory, which is in good agreement with electromagnetic field analysis, whereas coil design using electromagnetic field analysis has been the mainstream. Although the study was conducted using an air-core coil, it was found that a transmission power of 16.1 kW and a power transmission efficiency of 99.1% could be achieved below the regulated value of the magnetic field at a distance of 10 m.

キーワード : ワイヤレス電力伝送, 走行中ワイヤレス給電, コイル設計, 漏洩磁界, 電気自動車

Keywords : Wireless Power Transfer, Dynamic Wireless Power Transfer, Coil Design, Magnetic Field Leakage

1. 序論

磁界共振を用いたワイヤレス電力伝送(WPT:Wireless Power Transfer)はその利便性の観点から広く普及しつつある[1]。本研究でターゲットの一つとしている電気自動車(EV)は現在内燃機関搭載車の燃料をバッテリーに、エンジンをモータに変えたものとなっているが、化石燃料のエネルギー密度とリチウムイオンバッテリーのエネルギー密度はかけ離れており [2]、航続距離を含めガソリン車の利便性を上回ることは難しい。現在の BEV(Battery Electric Vehicle)は航続距離、車両価格、重量、給電スポット不足、希少金属の価格高騰、給電のわずらわしさ、給電時間がかかるなどの課題があるほかに、バッテリー製造時に発生する二酸化炭素やリサイクルの手間など真の脱炭素に疑問が残る。そこで走行中の EV に道路に埋設させたコイルからワイヤレスで電力を送る、走行中ワイヤレス給電(DWPT:Dynamic Wireless Power Transfer)の技術が注目されている [3-6]。走行中ワイヤ

レス給電は搭載バッテリー容量を半分以下に抑えつつ、航続距離を延ばすことができるため、車両価格を抑え、電費を向上し、世界的な希少金属の節約、バッテリー製造時の CO₂ の排出を抑えることができる。また走りながら給電するため、EV の給電用のスペースの確保や、給電時間の課題を解決できる。非常にメリットの多い技術であるが、走行中ワイヤレス給電の規格や法律が未整備であることや、使用するコイルの策定や人体防護、そして初期投資コストの削減など社会実装に向けての課題は多い。2020 年に SAE から J2954 という停車中給電(SWPT:Static Wireless Power Transfer)用の規格が整備されたが [7]、走行中ワイヤレス給電と停車中ワイヤレス給電は電力量やコイルサイズ等大きく異なる。要求される電力、効率、そして 10m 先の磁界の規制をクリアしたコイルの設計法を提案する。2 章で SS 方式の磁界共振結合の理論について示し、3 章でベクトルポテンシャルを用いた 10m 先の磁界の導出について示し、4 章で理論と電磁界解析の比較を行い、5 章で結論を示す。

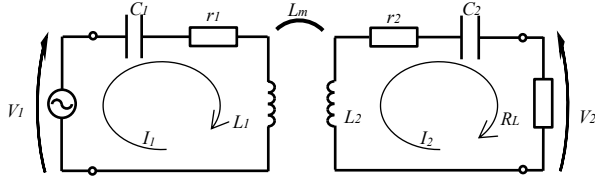


Fig 1 Equivalent circuit in magnetic field resonance coupling of (S-S).

2. SS 回路の設計理論

本研究では送受電に使用するコイルにそれぞれ直列に共振コンデンサを接続した SS 方式(Series-Series)の磁界共振によるワイヤレス電力伝送を用いる [8][9]。Fig 1 に等価回路を示す。(1)に回路の共振条件を示す。

$$\omega_0 = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1)$$

回路方程式より、電流 I_1 , I_2 は(2)(3)で表すことができ、1 次側と 2 次側で位相が $\pi/2$ 異なることがわかる。

$$I_1 = \frac{r_2 + R_L}{r_1(r_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2} V_1 \quad (2)$$

$$I_2 = j \frac{\omega_0 L_m}{r_1(r_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2} V_1 \quad (3)$$

抵抗負荷 R_L で消費される電力 P_2 、電力伝送効率 η はそれぞれ (4)(5) で表すことができる。電力伝送効率 η を最大にする最適負荷 $R_{L,\eta\max}$ の条件を(6)(7)に示す。

$$P_2 = \frac{R_L (\omega_0 L_m)^2}{\{r_1(r_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_1^2 \quad (4)$$

$$\eta = \frac{R_L (\omega_0 L_m)^2}{(r_2 + R_L) \{r_1(r_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}} \quad (5)$$

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0 \quad (6)$$

$$R_{L,\eta\max} = r_2 \sqrt{1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{r_1 r_2}} \quad (7)$$

以上の(2)-(5)より、漏洩磁界の計算に使用する電流値とコイルの性能を示す効率と電力が求まった。各式では入力電圧 V_1 と抵抗負荷 R_L のほかに、コイルの内部抵抗 r_i ($i=1, 2$) と相互インダクタンス L_m が必要である。以降それぞれの導出方法について記述する。コイルの内部抵抗 r_i と相互インダクタンス L_m を求めることができれば SS 回路のみならずあらゆる回路方式にも応用可能である。

〈2・1〉 コイルの内部抵抗 R の導出 EV へのワイヤレス給電では 85kHz 帯の交流電力を扱い、交流抵抗を軽減させるため細い素線を集めたリッツ線を用いる。交流電力による損失は銅損・鉄損・放射損があるが、本研究は空芯コイルでの検討であることや、波長に対しコイルが小さいため銅損に注目してコイル抵抗を導出する。リッツ線の銅損

は主に表皮効果損失と近接効果損失に分けることができ、それらは独立に考えてよい。表皮効果損失 $P_{S,Litz}$ [W/m]、近接効果損失 $P_{P,Litz}$ [W/m] をそれぞれ(8)(9)に示す [8][10]。

$$P_{S,Litz} = n \cdot F_R(f) \cdot R_{DC} \cdot I_{rms}^2 \quad (8)$$

$$P_{P,Litz} = n \cdot G_R(f) \cdot R_{DC} \cdot (H_e^2 + H_i^2) \quad (9)$$

$$F_R = \frac{\xi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\text{ber}_1(\xi)^2 + \text{bei}_1(\xi)^2} \cdot \{-\text{ber}_0(\xi)\text{ber}_1(\xi) + \text{ber}_0(\xi)\text{bei}_1(\xi) - \text{bei}_0(\xi)\text{ber}_1(\xi) - \text{bei}_0(\xi)\text{bei}_1(\xi)\} \quad (10)$$

$$G_R = -\frac{\xi \pi^2 d_i^2}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\text{ber}_0(\xi)^2 + \text{bei}_0(\xi)^2} \cdot \{\text{ber}_2(\xi)\text{ber}_1(\xi) + \text{ber}_2(\xi)\text{bei}_1(\xi) - \text{bei}_2(\xi)\text{ber}_1(\xi) + \text{bei}_2(\xi)\text{bei}_1(\xi)\} \quad (11)$$

リッツ線の素線数を n 、素線径を d_i とし、表皮深さ δ 、直流抵抗 R_{DC} 、素線当たりの実効値電流 I_{rms} 等抵抗計算に必要なパラメータを Table 1 にまとめた。

(9)はリッツ線の外部磁場 H_e と内部磁場 H_i で構成され、 H_e は(12)で表すことができ、 H_i は PEEC 法で導出する。 p はリッツ線のピッチを表している。

$$H_e = \frac{\hat{I}}{2\pi p} \quad (12)$$

以上よりリッツ線の単位長さ当たりの抵抗値が求まり、これをコイルの内部抵抗 R_i ($i=1,2$) とする。

〈2・2〉 送受電コイル間の相互インダクタンス L_m の導出 送電側(1 次側)と受電側(2 次側)のコイルがある場合、コイル間に相互のインダクタンス L_m が発生する。相互インダクタンス L_m は(13)で表される、ノイマン式で導出する。導出に用いたパラメータを Fig 2 に示した。200kHz 以上の高周波領域の場合誤差が大きくなるため注意が必要である。

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{dl_1 dl_2}{D} \quad (13)$$

Table 1 Parameters required for resistance calculation.

δ	R_{DC}	ξ	I_{rms}
$\frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 \sigma f}}$	$\frac{4}{\sigma \pi d_i^2}$	$\frac{d_i}{\sqrt{2} \delta}$	$\frac{\hat{I}}{\sqrt{2} n}$

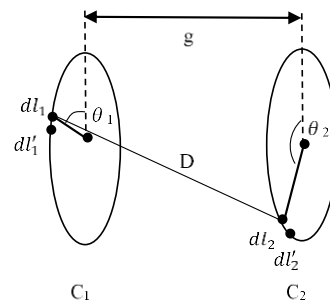


Fig 2 Parameters of the Neumann equation.

3. ベクトルポテンシャルを用いた磁界の導出

日本では漏洩磁界は近傍と遠方の二種類に分けられ、人体や電子機器へ悪影響を及ぼすため抑制が不可欠である。走行中ワイヤレス給電は停車中ワイヤレス給電に比べて 10 倍近くの電力を要する [11]ため、漏洩磁界をあらかじめ考慮したワイヤレス給電システムの設計が非常に重要である。多くの研究が車体から 3m 程度の近傍磁界の検討を行っているのに対し、本研究では車体から車幅方向に 10m 離れた遠方漏洩磁界に注目する。

遠方の漏洩磁界の算出に当たり、本研究ではベクトルポテンシャルを利用する。微小線分 Δs に流れる電流 I により発生する r 離れた位置のベクトルポテンシャルは(14)で表される。

$$\Delta A = \frac{\mu_0 I}{4\pi r} \Delta s \quad (14)$$

Fig 3 のような長方形の電流ループを考えた場合、点 $P(x,y,z)$ におけるベクトルポテンシャル A は A_x, A_y 成分のみを有し、それぞれ(15)(16)のようにしめす。

$$A_x \approx \frac{\mu_0 a I}{4\pi} \left(\frac{1}{r_4} - \frac{1}{r_2} \right) \quad (15)$$

$$A_y \approx \frac{\mu_0 b I}{4\pi} \left(\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_3} \right) \quad (16)$$

ここで、 $a, b \ll r$ と仮定しベクトルポテンシャルを求めると(17)で表すことができる。ただし以降 $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ とする。

$$A(r) \approx \left(-\frac{\mu_0 a b I}{4\pi} \frac{y}{r^3}, \frac{\mu_0 a b I}{4\pi} \frac{x}{r^3}, 0 \right) \quad (17)$$

点 P におけるベクトルポテンシャルを用いて磁界の算出を行う。 $B \equiv \text{rot } A$, $B = \mu_0 H$ より、点 P における磁界は(18)-(20)のように求められる。

$$H_x = \frac{a b I}{4\pi} \frac{3xz}{r^5} \quad (18)$$

$$H_y = \frac{a b I}{4\pi} \frac{3yz}{r^5} \quad (19)$$

$$H_z = \frac{a b I}{4\pi} \frac{2z^2 - x^2 - y^2}{r^5} \quad (20)$$

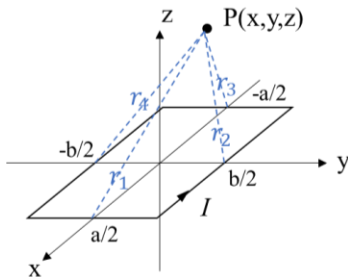


Fig 3 Parameters used for magnetic field calculation from vector potential.

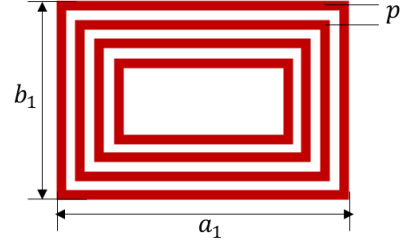


Fig 4 Coil shape used for magnetic field calculation.

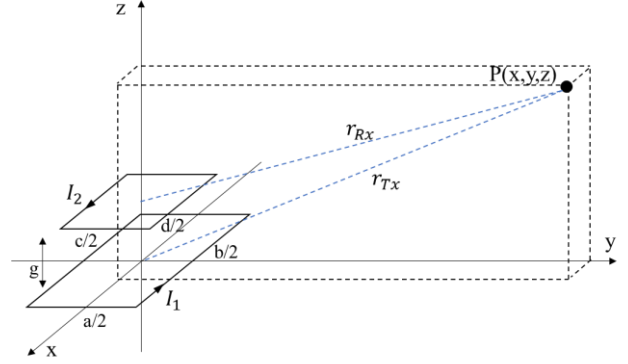


Fig 5 Parameters used for magnetic field calculation from vector potential with both primary and secondary coil.

n 回巻のコイルを Fig 4 のような n 個の微小ループとみなした場合、上式における ab は各ループ面積の総和を表す。したがって、(21)のように表すことができる。

$$ab = \sum_{k=1}^n a_k b_k \quad (21)$$

$$a_k = a_1 - 2p(n-1), b_k = b_1 - 2p(n-1) \quad (22)$$

次に、Fig 5 のような 1 次側と 2 次側の 2 つのコイルが存在する場合の点 P における磁界 H_p を求める。 H_p は、1 次側コイルによる磁界 H_{Tx} と 2 次側コイルによる磁界 H_{Rx} をそれぞれ求め、合成することで導出する。

1 次電流と 2 次電流の位相差 θ を考慮した時、1 次側、2 次側のコイルが発生させる磁界を(23)(24)に示す。ただし、 $\sum_{k=1}^n a_k b_k$, $\sum_{k=1}^m c_k d_k$ はそれぞれ 1 次側コイル、2 次側コイルの微小ループ面積の総和であり、 $a_k, b_k \ll r_{Tx}$, $c_k, d_k \ll r_{Rx}$ である。

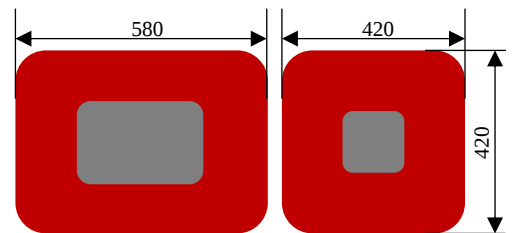


Fig 6 Coil size of transmission coil (Tx) and receiving coil (Rx).

$$\mathbf{H}_{Tx} = \begin{pmatrix} \frac{\sum_{k=1}^n a_k b_k 3xz}{4\pi r_{Tx}^5} \cdot I_1 \sin \omega t \\ \frac{\sum_{k=1}^n a_k b_k 3yz}{4\pi r_{Tx}^5} \cdot I_1 \sin \omega t \\ \frac{\sum_{k=1}^n a_k b_k 2z^2 - x^2 - y^2}{4\pi r_{Tx}^5} \cdot I_1 \sin \omega t \end{pmatrix} \quad (23)$$

$$\mathbf{H}_{Rx} = \begin{pmatrix} \frac{\sum_{k=1}^m c_k d_k 3x(z-g)}{4\pi r_{Rx}^5} \cdot I_2 \sin(\omega t + \theta) \\ \frac{\sum_{k=1}^m c_k d_k 3y(z-g)}{4\pi r_{Rx}^5} \cdot I_2 \sin(\omega t + \theta) \\ \frac{\sum_{k=1}^m c_k d_k 2(z-g)^2 - x^2 - y^2}{4\pi r_{Rx}^5} \cdot I_2 \sin(\omega t + \theta) \end{pmatrix} \quad (24)$$

$$|\mathbf{H}_p| = |\mathbf{H}_{Tx} + \mathbf{H}_{Rx}| \quad (25)$$

以上(23)-(25)より遠方の磁界を導出することができた。

4. 理論の精度の確認

解析に使用するコイルサイズは SAE J2954 で示されている、GA-WPT1 と VA-WPT1/Z3 を使用した。コイルサイズを Fig 6 に示した。Fig 1 に示した SS 回路にて 85kHz の 600V 正弦波電圧を印加し、送電コイルの巻き数を変更し、各巻き数ごとの電力と磁界について解析と理論を Fig 7 で比較した。磁界の測定点は車幅方向である y 方向に 10m、z 軸方向に 1m の点である。Fig 7 の結果はピーク電力と磁界である。

Fig 7 より解析結果と理論が非常によく一致していることがわかる。10m の磁界強度について 79kHz~90kHz 帯において、日本の電波法 [12]で 68.4dBμA/m、SAE J2954 [7]で 67.8dBμA/m という規制値が設けられている。しかし SAE J2954 では“limits shall be reduced by 15dB to 67.8 dBμA/m for EV WPT installations within a distance of 10 m from known sensitive equipment in public spaces”とあり、当てはまらない場合 82.8dBμA/m という緩い規制値が設けられている。走行中ワイヤレス給電の最初の導入場所は高速道路や幹線道路であると考えているため、本研究では 82.8dBμA/m を採用した。Fig 7 より規制値以下でかつ使用リッツ線の許容電流以

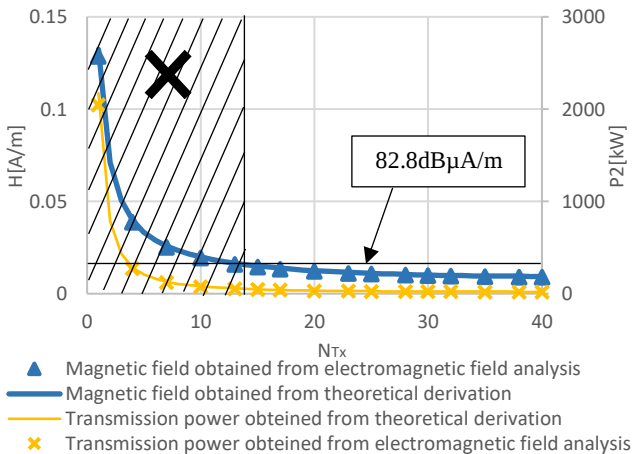


Fig 7 Comparison of theoretical equations and analytical values of leakage magnetic field at 10 m and transmission power when the number of turns of transmission coil is changed. (Tx:580×420mm, Rx:420×420mm, Number of turns of Rx coil is 30, transmission distance g is 200mm)

下の時、実効値 16.1kW、99.1%の電力伝送が可能であることがわかった。

5. 結論

本研究ではこれまで電磁界解析によって設計されていたコイルをすべて理論式から求める設計法を提案した。電磁界解析はすでに確立された技術であるが、現象を理論的に解明することは非常に重要である [13]。また解析時間の短縮につながった。空芯での検討であり、実際の EV へのワイヤレス給電においてはシールドの設置が予想され、いまだ実用的な設計には及ばないが、空芯コイルであっても規制値以下で 16.1kW、99.1%の電力伝送が可能であるとわかった。今後の検討としては実験との比較や近傍磁界の導出、そしてフェライト付きコイルの理論化等が考えられる。

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*, Vol. 317, No. 5834, pp. 83-86 (2007).
- [2] Lip Huat Saw, Yonghuang Ye, Andrew A.O. Tay, "Integration issues of lithium-ion battery into electric vehicles battery pack," *Journal of Cleaner Production*, Vol113, 2016.
- [3] P. D. Aghcheghloo, D. J. Wilson and T. Larkin, "Towards the Electrification of Road Infrastructure," *Equity in Transportation*, New Zealand, Mar. 2020.
- [4] D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi and P. T. Balsara, "Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 1, pp. 3-37, 2018.
- [5] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, May 2013, doi: 10.1109/TPEL.20.
- [6] S. Li and C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 4-17, March 2015.
- [7] SAE International, "Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology J2954," Issued2016-05, Revised2020-10.
- [8] Y. Yamada, T. Imura, "A study on Optimization of Wireless Power Transmission Ferrite-less Coils in the 85 kHz Band by Numerical Analysis," *EVTec2021*, Yokohama, 2021, May..
- [9] T. Imura, "Wireless Power Transfer : Using Magnetic and Electric Resonance Coupling Techniques," Springer, 2020..
- [10] Richard Y. Zhang, Jacob K. White, and John G. Kassakian, Charles R.Sullivan, "Realistic Litz Wire Characterization using Fast Numerical Simulations", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp.738-745, 2014.
- [11] Y. Yamada, K. Sasaki, T. Imura and Y. Hori, "Design Method of Coils for Dynamic Wireless Power Transfer Considering Average Transmission Power and Installation Rate," *IEEE 6th Southern Power Electronics Conference (SPEC 2021)*, Kigali Rwanda.
- [12] <https://kanpou.npb.go.jp/old/20160315/20160315g00057/20160315g000570003f.html>.
- [13] M. Curti, J. J. H. Paulides and E. A. Lomonova, "An overview of analytical methods for magnetic field computation," *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2015, pp. 1-7.