

EV 用走行中非接触給電システムにおける 分割コイルを用いた受電側漏洩磁界低減に関する検討

青木秀太¹, 佐藤文博^{1,2}, 宮原敏¹, 松木英敏¹, 田倉哲也³
(¹ 東北大, ² 東北学院大, ³ 東北工業大)

Reduction of Leakage Magnetic Field from Receiving Side by Separated Coil
for Contactless Charging System for Moving Electric Vehicles

S. Aoki¹, F. Sato^{1,2}, S. Miyahara¹, H. Matsuki¹, T. Takura³
(¹Tohoku Univ., ²Tohoku Gakuin Univ., ³Tohoku Institute of Tech.)

はじめに

実質的に EV 普及の妨げとなっている短い航続距離と長いエネルギー充填時間という課題を解決する為、我々は電磁誘導方式による走行中非接触給電を提案している。実用化には、送受電コイルから放射される漏洩電磁界の低減が必要である。我々は先行研究において漏洩電磁界低減効果を有する送電側多極コイルを提案し、低減効果と給電特性について一定の効果を確認した¹⁾。その結果システム全体のうち、受電側のスパイラルコイルから発生する漏洩電磁界が大半を占めており、受電コイルの漏洩電磁界の低減対策が必要である。そこで本研究では著者がこれまで検討を行ってきた分割コイル²⁾を走行中非接触給電の受電コイルとして導入し、コイルから放射される磁界強度及び送電側多極コイルとの結合係数を有限要素解析により求め、スパイラルコイルとの比較検討を行った。

漏洩磁界の比較と送電コイルとの結合係数分布

分割コイルは 2 つのコイルから発生する磁界が互いに逆極性となる様に構成する事で、磁界の打ち消し作用によって遠方の漏洩磁界を低減する効果を有する。加えて分割コイル間に間隔を与える事で磁束の広がり調整し送電コイルとの磁気結合を確保できる。Fig.1 に分割コイルと比較対象であるスパイラルコイルの外観と、両コイルを周波数 100 kHz, 電流 1 A で励磁した時の各軸上 10 m 地点における磁束密度の解析値を示す。各コイルには磁性材料として、600×600×8 mm の初透磁率 2400 のフェライトを設定しており、分割コイルでは磁性材料間に 200 mm の間隔を与えている。また、解析には電磁界解析ソフト Maxwell[®]3D を使用した。Fig.1 より、分割コイルはスパイラルコイルと比較し x,y,z 軸上それぞれ 51, 75, 87 ポイントの低減を確認し、漏洩磁界低減に有効である事が示された。次に送電側多極コイルの外観と、送受電コイル間の y 軸上における結合係数分布の解析値を Fig.2 に示す。送受電コイルのギャップは 170 mm と設定している。分割コイルを選択する事により、スパイラルコイルと比較し約 25% の結合上昇が確認でき、高効率給電の可能性を示唆する事が出来た。以上の結果より、受電側に分割コイルを選択する事によって漏洩磁界を低減しつつ高効率給電が行えると考えられる。

参考文献

- 1) 青木秀太, 松木英敏 他, 2015 年電子情報通信学会 WPT 研究会, 信学技報(2015-28) pp.43-48
- 2) 青木秀太, 松木英敏 他, 平成 26 年度スピノクス研究会講演概要集 pp.24

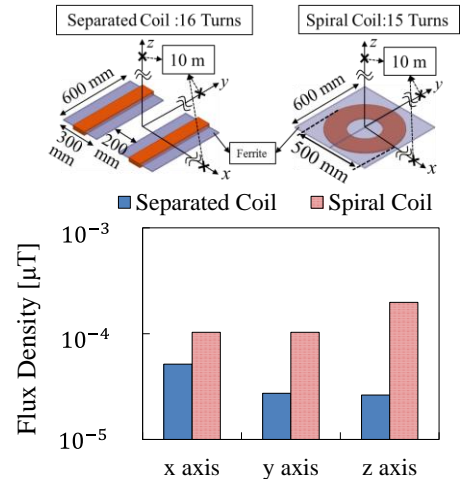


Fig.1 Receiving Coil Model and Comparison of Magnetic Flux Density.

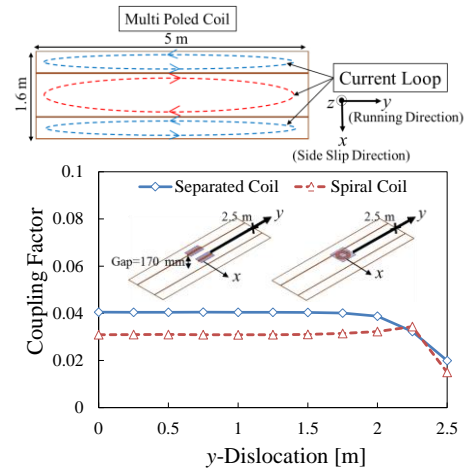


Fig.2 Feeding Coil Model and Coupling Factor Between Feeding and Receiving Coil on y Axis.

電磁誘導型ワイヤレス給電におけるインダクタンス補償方法による効率への影響

田倉哲也, 野中崇*, 佐藤文博**, 松木英敏***

(東北工業大学, *八戸工業高等専門学校, **東北学院大学, ***東北大学)

Effects of Inductance Compensation Methods on Efficiency via Inductive Power Transmission

T. Takura, T. Nonaka*, F. Sato** and H. Matsuki***

(Tohoku Institute of Tech., *Hachinohe National College of Tech., **Tohoku Gakuin Univ., ***Tohoku Univ.)

はじめに

バッテリーへの充電を想定した際に、充電状態によって負荷が変動して見えることから、電磁誘導型ワイヤレス給電方式において負荷に印可される出力電圧を安定化することは非常に重要な課題である。出力電圧を安定させる方法として、トランス T 型等価回路のインダクタンスを補償する方法^{1), 2)}がある。この方法では、入力電圧が負荷にそのまま印可される形となるため、負荷によらず出力電圧を安定させられる。しかし、伝送効率が最大となる条件³⁾から外れるため、高効率を達成するために必要な結合係数と Q 値の条件が変わるだけでなく、一次側からみた力率の低下も懸念される。そこで本稿では、一次側に並直列コンデンサを接続する方法を提案し、インダクタンス補償方法の比較から最大伝送効率の条件について検討した結果について報告する。

式の導出及び解析結果

本稿における電磁誘導型ワイヤレス給電方式の T 型等価回路を Fig.1 に示す。一次側には並直列に、そして二次側には直列にコンデンサを接続している。図における $L_i - M$ をコンデンサで補償したときの最大伝送効率 η_{\max} は以下の式で表される。

$$\eta_{\max} = \left(1 + 2 \left(1 + \sqrt{1 + (1 + r_1/r_2)\alpha} \right) / \alpha \right)^{-1}$$

ここで、 α は結合係数 k とコイルの Q 値より、 $k^2 Q_1 Q_2$ としている。LC 回路の共振条件で二次側を補償したとき³⁾と比較して巻線抵抗比 r_1/r_2 の項が追加された形となっている。上式より、一次側と二次側に同じコイルを用いたとき ($r_1/r_2 = 1$) の α と最大伝送効率の関係を Fig.2 に示す。結果として、同形状コイルを用いた場合、最大伝送効率 90% 以上を維持しつつ電圧の安定化を図るためには、700 以上の α 値が必要となり、この値は LC 共振条件で 90% 以上を達成するために必要な α 値の約 2 倍となっている。

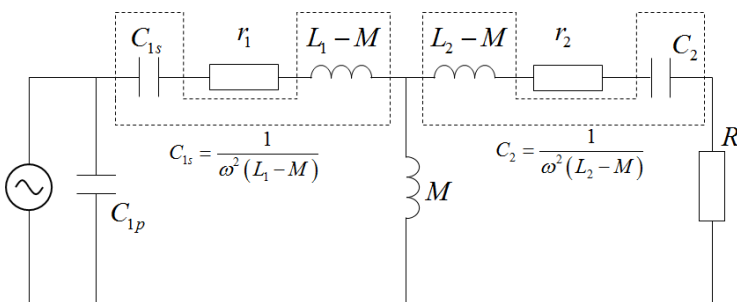


Fig.1 Equivalent circuit.

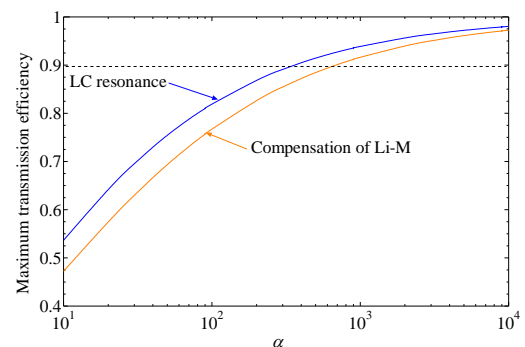


Fig.2 Maximum transmission efficiency η_{\max} vs α .

参考文献

- 1) G. B. Joung and B. H. Cho, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 13, no. 6, pp. 1013-1022, 1998.
- 2) T. Nayuki, K. Nemoto, and T. Ikeya, *Electric Power Engineering Research Laboratory Rep.*, no. H09015, 2010.
- 3) T. Takura, H. Matsuki, *et al.*, *J. Magn. Soc. Jpn.*, Vol.35, pp.132-135 (2011).

複数中継コイルを用いた非接触給電での伝送効率と磁場分布の関係

酒井紀元¹, 佐藤文博^{1,2}, 宮原敏¹, 松木英敏¹, 田倉哲也³
 (東北大,^{*}東北学院大,^{**}東北工業大)

Relationship between Transmission Efficiency and Magnetic Field Distribution

at Contactless Charging System by Utilizing Repeater Coils

N. Sakai¹, F. Sato^{1,2}, S. Miyahara¹, H. Matsuki¹, T. Takura³

(¹Tohoku Univ., ²Tohoku Gakuin Univ., ³Tohoku Institute of Tech.)

はじめに

非接触電力伝送技術において、充電機器の位置自由度向上のために、送受電機器以外に中継コイルを用いた伝送技術の研究が盛んに行われている。^{[1][2]} 複数の中継コイルを用いる際に、受電コイルの配置場所によって伝送効率が著しく低下するという問題^[3]がある。そこで本研究では、複数中継コイル使用時において各経路に受電コイルを配置する際に、接続する負荷を 50 Ω 固定と最適負荷とした 2 パターンについての磁場分布を電磁界解析ソフトにより解析し、経路による効率と磁場分布の関係について検討したので報告する。

検討方法

送受電コイル、及び中継コイルは同仕様とし、作成したコイル仕様を Table1 に示す。使用周波数は 100 kHz とした。送受電コイル、及び中継コイルにはコンデンサを挿入し、共振させている。Fig.1 に解析モデルを示す。中継コイル 2 個使用時において受電コイルの配置場所を変えた時の磁場分布を電磁界解析ソフト Maxwell®3D により解析した。この時、受電コイルに接続する負荷は 50 Ω 固定で接続した場合と経路ごとに最適負荷を接続した場合の 2 パターンとした。なお、水平方向へ配置した全てのコイル間 Gap を 10 mm とし、隣接コイル間の結合係数は 0.031 である。また送電電力として 10 W 固定とした場合について解析した。

解析結果

Fig.2 に中継コイル 2 個使用時における各経路に順番に受電コイルを配置した際の磁場分布を示す。Fig.2(a) は 50 Ω 接続時、Fig.2(b)は最適負荷接続時についての解析結果を示している。Fig.2(a)の結果より、最適負荷からずらした場合の磁場分布はどちらのコイル配置でも低効率な給電であり、磁場分布が不均一となっている。次に Fig.2(b)の結果より、効率が良いコイル配置では磁場分布が均一に形成されている。一方で、効率が悪いコイル配置では磁場分布が不均一であり、中継コイルでの損失が非常に大きい。これらの結果を比較すると経路 1 においては 50 Ω 接続時と最適負荷時での磁場分布がどちらも不均一となっているため、高効率な給電とするには磁場分布を均一となるように設計する必要があると考えられる。

Table1 Coil Specifications at 100 kHz.

Inductance L [uH]	17.6
Resistance r [Ω]	0.0225
Quality factor	491

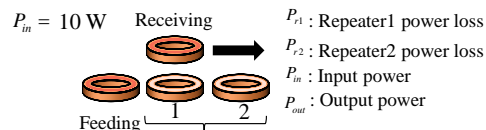


Fig.1 Analysis model.

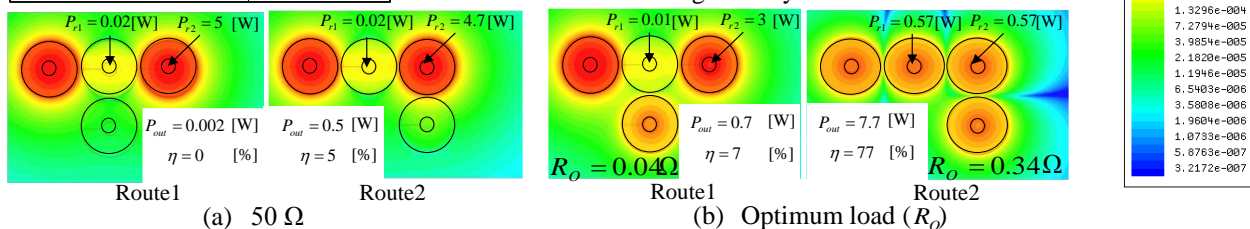


Fig.2 Relationship between transmission efficiency and magnetic field distribution.

参考文献

- [1] Koh Kim Ean, Yoichi Hori, other, IEICE WPT2012-37.
- [2] 太田佑貴, 他, 電気学会マグネティックス研究会, MAG-14-37, pp.47-51(2014)

共振型ワイヤレス給電向け中央絞込型コアコイル構造の検討

大島弘敬, 下川聡
(株式会社富士通研究所)

Center-constricted magnetic core-coil structures for resonant wireless power transfer

Hiroataka Oshima, Satoshi Shimokawa
(Fujitsu Laboratories Ltd.)

はじめに

離れた場所に配線なしで効率良く電力を伝送するための技術として、共振コイルを用いたワイヤレス給電技術が注目されている^{(1),(2)}。給電効率はコイル間の結合効率 k とコイルの Q 値の積 kQ で決まる⁽²⁾。より高効率を実現するために kQ を増加させる方法として、磁気コアの利用が考えられる。しかし、多くの給電対象となる機器にはサイズや重量などに制限がある。特に面対向配置型コイルにおいては、薄い板状のコアでは反磁界によって比透磁率 μ_r の効果が低減されてしまうため、大きな効果が得られないという問題があった。

検討方法

本検討では、一定のサイズの中で kQ を増加させる一手法として、Fig.1に示す中央絞込型コアコイル構造を検討した。円板状コアの厚さ方向の中央部(厚さ y)を絞り込んで直径を小さくするとともに、あわせて共振コイル径も小さくする。もう一方のコイルは断面図の上下方向にあるとする(面対向配置)。本構造を絞り込みのない場合と比較すると、まず、コイル抵抗 r はコイル径に比例して減少する。一方で、上下部(各厚さ x)を貫く磁束の多くはコアを通してコイル内側に集められ、コイルの鎖交磁束(よって相互インダクタンス M_{12})は比較的減少しないと考えられる。 $kQ = \omega M_{12} / (r_1 r_2)^{1/2}$ と表されるため⁽²⁾(ω は角周波数)、本構造による kQ の増加が期待される。電磁界シミュレータ⁽³⁾を用いてそれらの回路定数を求めて kQ を計算した。

計算結果

上下部直径 D_0 を100 mmで固定し、中央部直径 D_c を変化させて kQ の計算を行った。Fig.2に、絞り込みの無いとき($\beta = 1$)の値で規格化された kQ を $\beta = D_0/D_c$ に対してプロットした結果を示す。対向するコイルは直径500 mm、距離100 mmとした。空芯コイルのみならず絞り込みの無い場合と比較しても、本構造によってより大きな kQ が得られている。すなわち、コアの厚さや外径を増さずに高効率化できる可能性があるといえる。引き続きコア損失などの複素透磁率の効果や、形状や各種パラメータの影響の調査を行っていく。

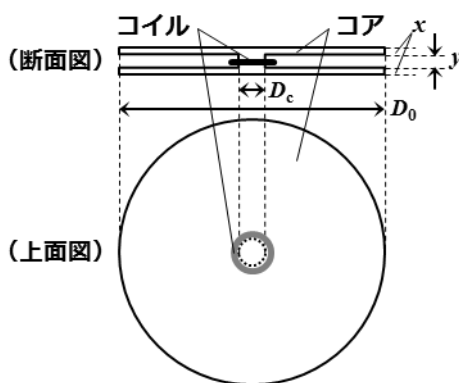


Fig.1. Schematic of core-coil structure.

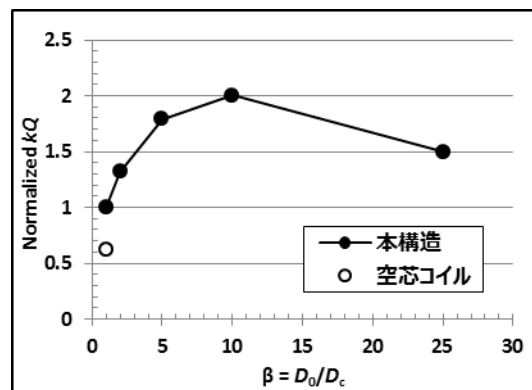


Fig.2. Simulated kQ as a function of $\beta = D_0/D_c$.

(計算条件)

周波数 f	100 kHz
比透磁率 μ_r	1000
上下部直径 D_0	100 mm
上下部厚 x	5 mm
中央部直径 D_c	D_0/β
中央部厚 y	10 mm
コイル線幅	1 mm
コイル線厚	0.1 mm
ターン数	1

参考文献

- (1) Kurs *et al.*, Science **317**, 83 (2007).
- (2) 松木英敏 監修, 非接触電力伝送技術の最前線, シーエムシー出版 (2009).
- (3) Shimokawa *et al.*, Proceedings of IEEE MTT-S IMWS-IWPT, 219 (2011).

Mathematica を用いた共振型電磁誘導式ワイヤレス給電の過渡解析

土井達也
(足利工大)

Transient Analysis of Resonant Electromagnetic Induction Type Wireless Power Transfer by Mathematica
DOI Tatsuya
(Ashikaga Inst. of Tech.)

緒言

走行中の電気自動車等, 受電デバイスが送電コイル上を移動する磁気結合式ワイヤレス給電では送受電コイル間の相互インダクタンスや受電側負荷が変動する。移動体用ワイヤレス給電システムの電氣的な過渡状態についての検討例は比較的少ない⁽¹⁾。しかし, 共振周波数時の RLC 回路や磁気誘導結合回路では特有の過渡状態が生じることが古くから知られており⁽²⁾, 移動体を前提としたワイヤレス給電の過渡状態の検討は必要不可欠である。

本報告では, 共振型電磁誘導式ワイヤレス給電システムの簡略化モデルを用いた, 電氣的な過渡解析について報告する。最初に, 電磁誘導式ワイヤレス給電システムの等価回路を示す。次に, Mathematica の関数 NDSolve による回路方程式(連立微分方程式)の数値解法について述べる。最後に, 受電デバイスの負荷や送受電デバイス間の磁気結合や負荷が変化する場合の計算結果を報告する。

検討モデルと解法

Fig.1 に, 送電と受電コイル各 1 個が平行に配置された共振型電磁誘導式ワイヤレス給電の等価回路を示す。送電及び受電コイルはいずれも, 巻数 3turns, 1 辺 300mm の方形コイルである。負荷は純抵抗 1Ω , 送受電コイル間距離は 200mm である。C は送受電各デバイスの共振周波数が 1MHz とする値とした。電源は, 周波数 1MHz で実効値 20V の正弦波交流とした。

Fig.2 に, Mathematica の関数 NDSolve で計算した送電及び受電電流の数値解の計算結果を示す。初期値は, 各状態変化時の電流値及び磁束不変の原理に基づいて得られた初期値とした。図中, $t=0\sim 20\mu\text{s}$ は SW1 が On, SW2 は Off である。 $t=20\mu\text{s}$ で SW2 が On になり, 相互インダクタンス $M=300\text{nH}$ である。 $t=120\mu\text{s}$ で $M=600\text{nH}$, $t=220\mu\text{s}$ で $M=300\text{nH}$, $t=320\mu\text{s}$ で $M=0\text{nH}$ と変化させた。Fig.2 の結果から, 相互インダクタンスが 2 倍になっても受電電流が磁気結合に応じて増加せず, 回路パラメータや諸条件によっては設計通りに動作しないことがわかる。

Fig.3 に各電流波形の周波数スペクトラムを示す。Fig.3 の結果では, 電源周波数の 5 倍まで比較的高いノイズレベルとなった。

参考文献

- 1) 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一:「中継器による走行中ワイヤレス給電の相互結合を考慮した等価回路解析」, 信学技報, WPT2012-38, 2012.
- 2) 大類浩, 吉久信幸:「過渡現象要論」コロナ社, 1955.

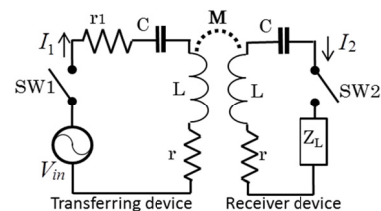


Fig. 1 An equivalent circuit.

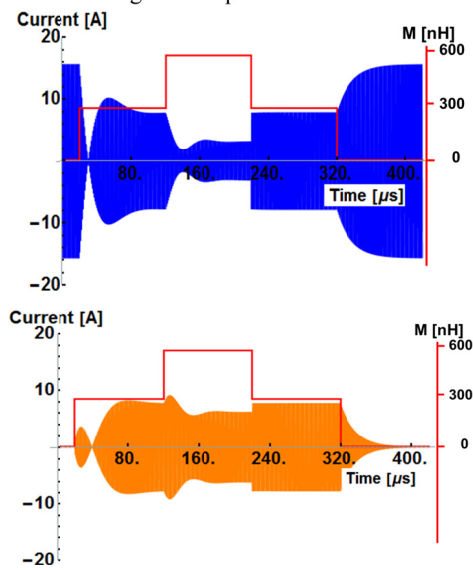


Fig. 2 Calculated current waveforms of transmitting (upper) and receiving (lower) current.

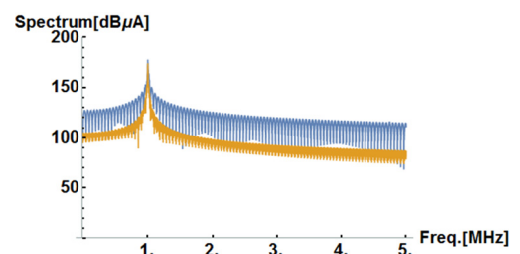


Fig. 3 Spectrum of current waveforms.