

# 走行中ワイヤレス給電インホイールモータを 想定した漏洩磁界低減に向けたコイル設計の検討

洪 重灝\*, 清水 修, 藤田 稔之, 藤本 博志 (東京大学)

Coil design for reducing leakage magnetic field assuming dynamic wireless power transfer to in-wheel motor  
Chonghao Hong\*, Osamu Shimizu, Toshiyuki Fujita, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

## Abstract

Wireless power transfer (WPT) has been actively researched as a technology for solving the problem of cruising distance of electric vehicles. International standardization efforts of WPT for EV have been made in SAE-J2954, which includes restrictions on human exposure to leakage magnetic fields. This paper proposes coil design that satisfies the leakage magnetic field standards for dynamic wireless power transfer to in-wheel motor.

キーワード：インホイールモータ、ワイヤレス給電、磁界共振結合、電気自動車、コイル設計、漏洩磁界  
(in-wheel motor, wireless power transfer, magnetic resonance coupling, Electrical Vehicle, Coil Design, leakage magnetic field )

## 1. 序 論

近年、電気自動車 (electric vehicles : EVs) の短い航続距離と長い充電時間を解決する手段としてワイヤレス給電 (Wireless Power Transfer : WPT) というアイデアが注目され、世界中で盛んに研究開発が進んでいる<sup>(1)(2)</sup>。

EV への WPT とは、道路側に設置した送電用コイルから EV に取り付けた受電コイルで無線へ電力を受け取るというものである。これにより、走行中に充電が可能となり航続距離が延長するだけでなく、必要最低限のバッテリーのみを搭載すればよく、コスト削減にも繋がることが期待される。WPT の中でも、2007 年に MIT が発表した磁界共振結合方式<sup>(3)</sup> は、大きなエアギャップでも高効率大電力の送電が可能で位置ずれに強いという特徴を持つため、EV への WPT に適した技術として期待されている<sup>(4)</sup>。

しかし、EV への WPT には課題も存在する。中でも、実用化にあたっては漏洩磁界 (EMF) が大きな課題である。WPT に用いるコイルに電流が流れることで生じる電磁界による生体への影響、放射される電磁波の通信への考慮を含めた研究が必要となる。特に、人体曝露の観点では、EV への WPT の国際標準化への取り組みが行われている SAE-J2954 において、漏洩電磁界に関する安全性の規定<sup>(5)</sup> が設けられている。実用化の際には、この基準値を考慮する必要がある。<sup>(6)</sup> では、停車中ワイヤレス給電システムにおいて、単一電源から二台のワイヤレス給電に対する人体曝露に関する研究がなされている。

また、本研究室では、走行中ワイヤレス給電に適した電気自動車である走行中ワイヤレス給電インホイールモータ (Wireless In Wheel Motor : W-IWM) の研究開発が行われている<sup>(7)(8)(9)</sup>。走行中ワイヤレス給電インホイールモータは、ホイールの内部にモータを搭載する方式であり、路面からワイヤレスで給電された電力は車体バッテリーを介さず、モータに直接供給できるという利点を持つ。

本研究では、路面から W-IWM へのワイヤレス給電でのシステムを想定し、EMF を可能な限り低減し、EMF 評価



図 1 ワイヤレスインホイールモータ  
Fig. 1. Wireless In-Wheel Motor

を容易に行うコイル設計の検討を行う。コイル間のギャップと路面側コイルのコイル長に注目し検討する。具体的に行ったことを以下に述べる。

- 実機での漏洩磁界の計測
- シミュレーションと実機の比較
- 漏洩磁界を考慮したコイル長の設計

この時、検討する比較的短いループを持つコイルは、路面側の 1 つのインバータに対し、負荷となる車体側コイルは 1 つになるような大きさを想定している。すなわち、路面コイル上に同時に車体側コイルが同時に 2 個以上のコイルが存在する状況で WPT を行うことは想定していない。この理由としては、インバータで変換すべき必要電力がコイルの枚数分大きくなることが挙げられる。

また、この短いコイルは走行中の時充電時間が短くなることから、ある程度間隔を狭めてを敷設することを想定する。こういった分割型コイルの研究も多くなされている<sup>(10)</sup>。Fig. 2 のように、インバータにコイルが並列に接続された WPT システムを想定し、受電コイルが上部に存在するコイルのみをスイッチングにより駆動するシステム

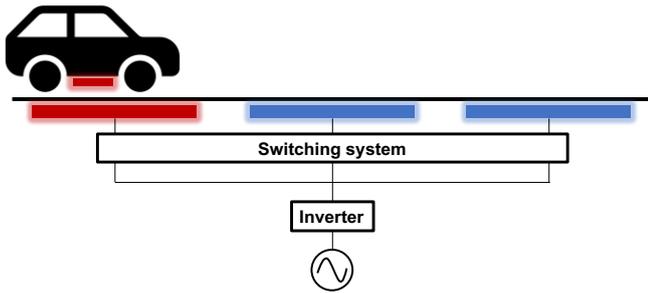


図2 分割型コイルのイメージ  
Fig. 2. Image of split-type coil

表1 EMF 曝露参考レベル<sup>(5)</sup>

Table 1. EMF exposure standard, Reference Levels<sup>(5)</sup>

Quality	ICNIRP 2010 General Public Reference Level Regions 2 and 3 (rms Field Strength)
Magnetic Field	27 μT or 21.5 A/m

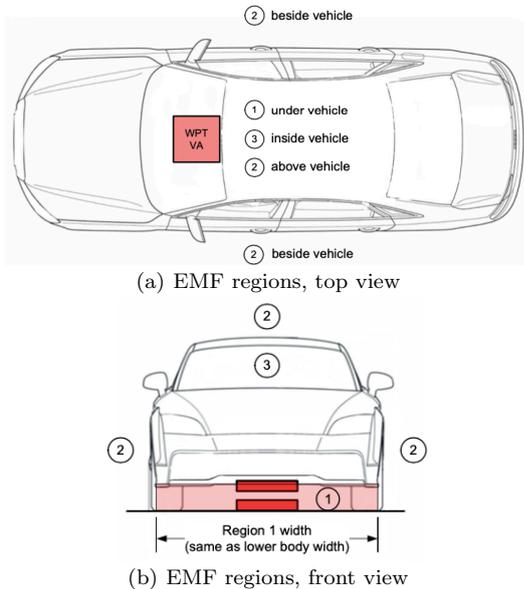


図3 EMF の規定領域<sup>(5)</sup>  
Fig. 3. EMF regions<sup>(5)</sup>

を目標とする。このシステムにより、インバータ数を減少も見込むことができる。本研究のコイル設計はそのシステム設計の前段階に位置する。

## 2. 漏洩電磁界 (EMF) に関する国際規格

非常に強い電磁界の中では、生体に強い不快感や神経などに刺激作用を及ぼす可能性があり、磁界共振結合方式のワイヤレス給電は漏洩電磁界に関する規定が必要となってくる。EV用 WPT システムの開発と並行して、その制度化、標準化も積極的に進められている。特に、制御通信以外の分野の詳細な技術内容については、SAE-J2954 で議論が多くなされている<sup>(5)</sup>。その中で、漏洩電磁界に関する国際標準規格については、ICNIRP(国際非電離放射線防護委員会)2010 のガイドラインに則ったものとなっている<sup>(11)</sup>。

具体的な参考レベルや領域に関する規定を Table 1、Fig.

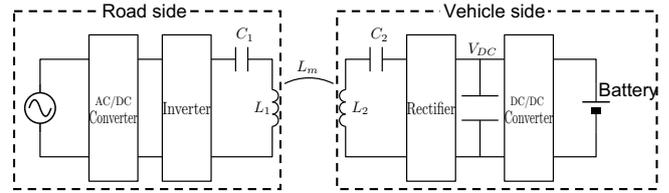


図4 EV への WPT システム  
Fig. 4. WPT system for EV

3 に示す。Table 1 中にある Regions 2 and 3 は Fig. 3 で示す番号の領域のことを指す。具体的に述べると、Region 2 は車底を除いた車外の領域、Region 3 は車内の領域を表す。(5) では、人体に影響する EMF を考慮しており、人体の入る余地のない Region 1 についての規定はなく、Regions 2 and 3 において、漏洩磁界の値が 27 μT が基準値となっている。これらの磁界への曝露制限に関するガイドラインに基づき、磁界曝露の安全性に関する定量的な議論や評価を行う必要がある。<sup>(6)</sup>

## 3. W-IWM のシステム

〈3・1〉 EV への WPT システムの概要 今回想定する W-IWM への WPT のシステムは基本的には EV への WPT と同様に考えて良い。本節では、EV を想定した WPT システムについて述べる。Fig. 4 にその全体的な回路図を示す。路面側では主に交流電源を用いて、コンバータを通して一次側インバータにかかる直流電圧を制御する。その後、インバータを用いて設計された共振周波数の交流にする。すでに設計された周波数で共振するように設定された路面側コイルに交流電流が流れることで磁界が発生し、その中で車体側コイルを貫く磁束によって車体側コイルに同様に共振周波数で動作する交流電流が流れる。その後、整流器を通して直流となり、DC/DC コンバータによって一定電圧に保たれた DC リンクキャパシタを通じてバッテリーに電流が流れ充電される。また、車体側コイルも路面側と同じ周波数で共振するように設計されている。このとき、

$$2\pi f_0 = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \dots \dots \dots (1)$$

となっている。ここで、 $f_0$  は共振周波数を表す。今回、共振周波数は 85 kHz を想定する。

また、コイルに流れる電流は一次側、二次側電圧  $V_1$ 、 $V_2$  を用いて、基本波のみを考え、共振条件では位相が 90 度ずれることに注意すると、次のように表せる。

$$I_1 = \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (2)$$

$$I_2 = j \frac{-R_1 V_2 + \omega_0 L_m V_1}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (3)$$

ここで、 $L_m$  は送電コイルと受電コイルの相互インダクタンスを表す。 $R_1$ 、 $R_2$  はそれぞれ送電コイル、受電コイルの抵抗を表す。

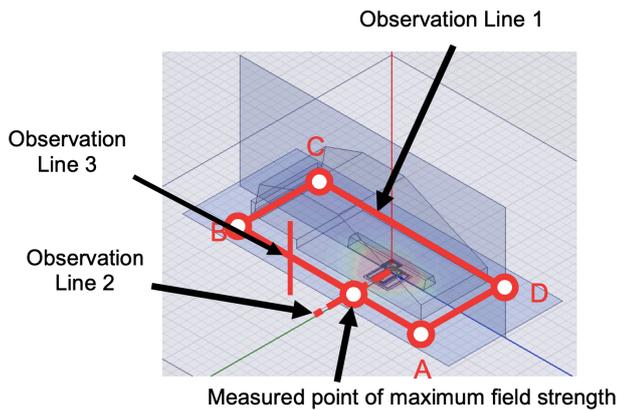


図 5 EMF 計測地点<sup>(5)</sup>

Fig. 5. EMF measurement point<sup>(5)</sup>

〈3・2〉 W-IWM における想定 第一に、コイル間ギャップについて、車体側コイルが車体底部に搭載しバッテリーに給電する方式を考えると、コイル間ギャップは大きく車体設計に依存するものである。しかし、本研究室ではインホイールモータへの直接給電を想定しているため、左右のタイヤ付近のバネ下に搭載する方式をとっている。この方式では、走行時の車体の揺れによるコイル間ギャップの変動がなく、コイル間ギャップ自体も比較的小さくできるため車体下へ取付けるコイルより相互インダクタンスが大きくなり高効率な送電が可能になるという利点を持つ。本研究ではそのバネ下搭載を想定し、漏洩磁界とコイル間ギャップとの関係を検証した。

第二に、路面コイルのサイズについて検討する。走行中給電では、走行中の給電時間やコイルの位置ずれに対するロバスト性を確保する必要があるため、道路の進行方向に長いコイルを想定することが多い。しかし、この長いループを形成するコイルはコイル同士の磁界的な結合が行われていない部分の割合が多く、漏洩磁界が大きくなってしまいうことが考えられると共に、コイル自体の抵抗が大きくなり銅損によるエネルギー損失が大きくなるという欠点も存在する。そこで、漏洩磁界の基準値を考慮したコイル長を設計する必要がある。

本研究では、W-IWM において EMF を可能な限り低減し、EMF 評価を容易に行うコイル設計の検討を行う。この時の漏洩磁界を評価する測定地点は Fig. 5 の赤線の部分で規定されており、つまり車体側面部分において評価を行えばよい。今回は W-IWM ではバネ下に受電コイルを搭載する方式をとっており、送受電コイルは共にホイール付近に左右に設置することを想定している。Fig. 6 に示す通り、コイル中心から赤く示された領域である車体側面までの距離は 500mm であり、この地点を評価を行う地点とする。

W-IWM で使用しているコイルを用いた時の EMF の測定結果を Fig. 8 に示す。この実験では、Fig. 7 に示すように車体が存在する場合とコイルのみの場合で比較を行った。Fig. 8 より、車体が存在する場合では、車体部がシールドになることにより EMF が低減されていることがわか



図 6 ワイヤレスインホイールモータにおける Region 2 にあたる領域  
Fig. 6. Region 2 of W-IWM



図 7 車体が存在する場合の測定状況  
Fig. 7. EMF( $x = 0 \text{ mm}, z = 252.5 \text{ mm}, P_1 = 1.65 \text{ kW}$ )

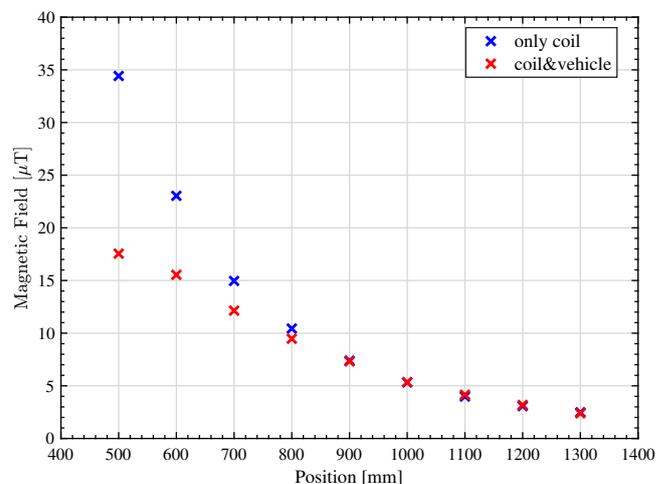


図 8 車両の有無による EMF の変化  
Fig. 8. Experiment (vehicle and no vehicle) :  $B(y)(x = 0 \text{ mm}, z = 252.5 \text{ mm}, P_1 = 1.65 \text{ kW})$

る。しかし、車体設計などによってシールド効果は差が出るため、コイル設計の段階から EMF の参考レベルを考慮した設計にしておくことが必要である。

#### 4. 漏洩磁界低減に向けたコイル設計方針

本研究では、磁界低減に向けコイル間ギャップとコイル形状を検討する。近傍の漏洩磁界はコイルに電流が流れることにより発生し、コイルから発生する磁束の大きさは一般に、 $\Phi = LI$  と表せる。よって、コイルの自己インダク

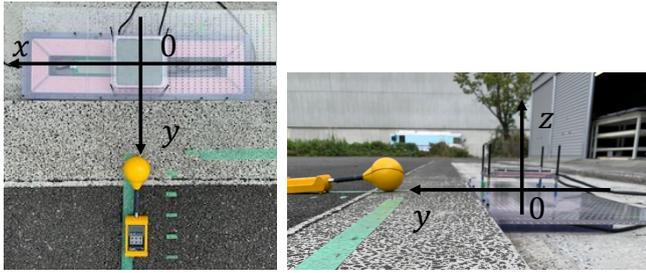


図 9 実験機  
Fig. 9. Experiment setup

タンスとコイルに流れる電流に依存する。

第一に、コイルに流れる電流の大きさを考えると、式 (2) や式 (3) より送受電電圧やコイル間の相互インダクタンスに依存する。送受電電圧は電力指令値に依存し、設計する WPT システムの電力要求に依存する。よって、コイル設計の段階では相互インダクタンスを大きくすること、すなわちコイル間エアギャップを小さくすることが漏洩磁界低減の観点から有効であると考えられる。

第二に、コイルの自己インダクタンスを小さくすることで漏洩磁界の低減を図ることが有効であると考えられる。コイルの自己インダクタンスは、主にコイルのターン数と閉コイルの面積に依存するが、コイル位置に対するロバスト性や相互インダクタンスの観点から、ある程度のターン数やコイルサイズが必要になってくる。また、走行中給電を想定すると路面コイルは給電時間の観点から長くする必要があるのである。よって、漏洩磁界の基準値を考慮してコイルサイズを最大化することが重要である。

### 5. コイル間ギャップの設計

本節ではコイル間ギャップ短縮に伴う漏洩磁界の変動に関する実測値を示す。その時の実験セットアップの様子を Fig. 9 に示す。路面側のコイル中心を原点として、図のように  $x$  軸、 $y$  軸を設定する。 $z$  軸は路面コイル表面からの高さを表すこととする。磁界の測定には、Narda S.T.S. 社製 ELT-400 型磁界曝露レベルテスタを用いた。この時、地表面から磁界曝露テスタの距離は、地表面から 62.5 mm としている。

実験する際の条件と実験に用いたコイルサイズを Table 2 に示す。今回、実際の EV 向け WPT システムの仕様に合わせて、インフラ側である路面側では入力電力を一定に、車体側は DC リンク電圧が一定に制御されているため二次側電圧を一定にすることで実験条件を統一した。ここで、コイル間ギャップを変化させた場合、相互インダクタンスが変化するのでコイルに流れる電流の大きさが変化する。

測定結果を Fig. 10 に示す。横軸はコイル中心から  $y$  方向の距離を表し、縦軸はその地点での磁束密度を表す。計測地点は前述の通り W-IWM の Regions 2 である 500 mm 以上の地点で計測を行った。Fig. 10 よりコイル間ギャップが大きいほど漏洩磁束が大きくなっていることがわかる。これは、コイル間ギャップを広げるほど相互インダクタンスが小さくなり、同じ入力電力でもコイルに流れる交流電流

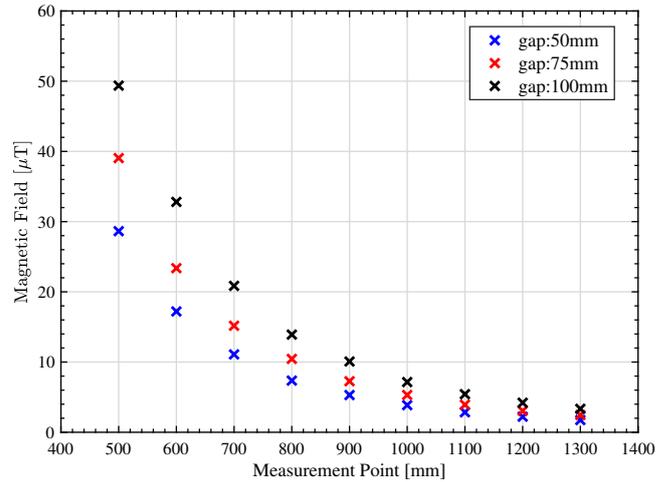


図 10 コイル間ギャップ短縮に伴う漏洩磁界の変動  
Fig. 10. Experiment :  $B(y)$  at various gap conditions ( $x = 0$  mm,  $z = 62.5$  mm,  $P_1 = 1.65$  kW, only coil)

表 2 実験条件

Table 2. Experiment conditions

Input power $P_1$	1.65 kW
Secondary voltage $V_2$	309 V
Resonant frequency $f$	84.7 kHz
Road-side coil	1000 mm × 250 mm
Vehicle-side coil	185 mm × 185 mm
Self inductance of Road-side coil $L_1$	238.6 μH
Self inductance of Vehicle-side coil $L_2$	93.8 μH

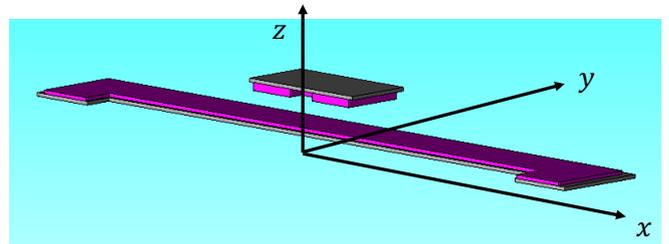


図 11 コイルのソリッドモデル  
Fig. 11. Solid model of coil in JMAG

の値が大きくなることによる影響だと考えられる。Fig. 10 よりコイル間ギャップは小さいほど漏洩磁界が低減できていることがわかる。今回は車体の物理的な設計において、最もコイル間のギャップを小さい 50 mm に設定することにした。

### 6. JMAG による磁界解析

〈6・1〉 JMAG によるシミュレーション 漏洩磁界の分布を正確に考慮するために、JMAG による磁界解析を行った。JMAG とは、電磁界解析ソフトウェアのことでモータやアクチュエータなどの磁界を主に有限要素法により解く磁界解析が主となっており、熱解析や電界解析、構造解析なども可能となっている。今回は、W-IWM のコイルをモデル化し磁界解析を行う。

〈6・2〉 コイルのソリッドモデル W-IWM において、本

表 3 モデルサイズ  
Table 3. Model size

Road-side coil(outside)	1000 mm×250 mm
Road-side(inside)	837.5 mm×94 mm
Road-side ferrite(outside)	832 mm×274 mm
Road-side ferrite(inside)	1026 mm×84 mm
Vehicle-side coil(outside)	185 mm×185 mm
Vehicle-side coil(inside)	42 mm×42 mm
Vehicle-side ferrite	200 mm×200 mm
Turns of wire (Road-side coil)	13 turns
Turns of wire (Vehicle-side coil)	25 turns
Gap of coils	50 mm

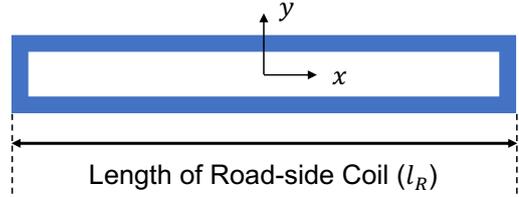


図 13 路面コイルの模式図  
Fig. 13. Figure of Road-side Coil

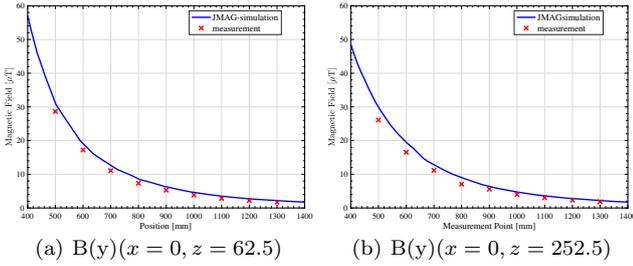


図 12 シミュレーションと実測の比較

Fig. 12. Comparison of simulation and experiment ( $l_R = 1000\text{ mm}, P_1 = 1.65\text{ kW}$ , only coil)

研究室で用いているコイルのソリッドモデルを Fig. 11 に示す。実寸と同様のサイズで設計を行っており、各パラメータについては Table 3 に示す。路面コイルの表面での中心点が原点に一致しており、Fig. 11 のように x 軸、y 軸、z 軸を設定している。

〈6・3〉 シミュレーションモデルの検証 上記の実験では、位置の変化に対し磁束密度の値が大きく変化するので計測誤差が大きく、正確な位置での正確な磁束密度の値を考えることは難しい上、WPT システムの検討を行うには考慮すべきパラメータが多いため、逐一、漏洩磁界をすることはあまり現実的ではない。よって、磁界解析によるシミュレーションの有効性が必要となってくる。コイルのみの条件において同様のシミュレーションを行い検証を行った。Fig. 13 に示す、 $l_R$  は 1000 mm である。次にシミュレーションと実験を比較した結果を示す。Fig. 12 よりいずれの場合においても、シミュレーションの結果と実測値の差異が微小であることがわかる。また、実測値に対する誤差は最大 11% であった。この差については、シミュレーションを行う際のモデル化誤差や実験の際の計測誤差が考えられる。

## 7. 路面コイル設計

〈7・1〉 コイルサイズの解析 コイルの大きさとターン数によってコイルのインダクタンスが決まり、インダクタンスが小さければ漏洩磁界の大きさも小さくなる。今回は JMAG を用いてシミュレーションを行い、安全値を満たすようなコイルサイズの上限について検討を行う。Fig. 13 のように、路面コイルの x 方向の長さを取り、 $L_1$  の変化に伴う漏洩磁界を解析する。この時、相互インダクタンスをできるだけ変化させないために受電コイルの大きさは変

化させない。

〈7・2〉 解析条件 磁界解析は、電力要求に対し効率が最大の時に流れる電流を算出してシミュレーションに用いた。最大効率時の最適電圧比  $A_{V_{\eta_{max}}}$  は次のように表せる。<sup>(12)</sup>

$$A_{V_{\eta_{max}}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1 R_2}} \cdot (4)$$

入力電力を  $P_1$  とすると、

$$P_1 = V_1 I_1 \dots \dots \dots (5)$$

ある入力電力  $P_1$  に対し、最大効率となる電圧は式 (2)、式 (3)、式 (4)、式 (5) を用いて解くと

$$V_1 = \sqrt{\frac{R_1 R_2 + (\omega L_m)^2}{R_2 + \omega L_m A_{V_{\eta_{max}}}}} P_1 \dots \dots \dots (6)$$

$$V_2 = A_{V_{\eta_{max}}} V_1 \dots \dots \dots (7)$$

と表せる。以上より、入力電力が与えられてる時の最大効率時の電圧、電流は式 (2)、式 (3)、式 (6)、式 (7) で計算できる。この時、 $R_1$  はコイルの長さが変化すると変化し、コイルに用いるリッツ線の単位長さ当たりの抵抗値から算出した値を用いている。入力電力  $P_1$  として用いた値は、(5) における WPT の送電規格を参考にし、今回は单相で最も電力規格の大きい 7kW の WPT システムを仮定する。

また、今回の解析では、常に路面コイルの中心と車体側コイル中心は xy 平面上では一致するように存在し、コイル間の距離は 50 mm としている。

〈7・3〉 解析結果 路面コイルのサイズを変化させた時のそれぞれの自己インダクタンスと相互インダクタンスの変化のシミュレーション結果を Fig. 14 に示す。車体側コイルの自己インダクタンスと相互インダクタンスはほとんど変化しないのに対し、路面側コイルの自己インダクタンスはコイル面積がコイル長に対して比例しているため、コイル面積に比例する自己インダクタンスはコイル長に比例する形になっていることがわかる。

コイル中心から車体側面までの距離を想定した 500 mm の地点における、解析によって得られた磁束密度の大きさと路面コイルのサイズとの関係を Fig. 15 に示す。Fig. 15 より、シミュレーションによる結果から、最大コイル長は 720 mm であり、シミュレーションにおける誤差を含めて考えると 600 mm 程度にする必要があるという結果が得られた。

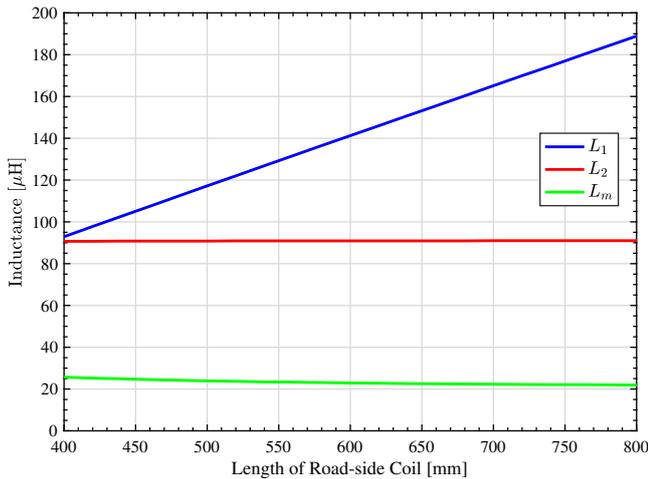


図 14 コイルインダクタンスのシミュレーション結果  
Fig. 14. Inductance of Coils (simulation)

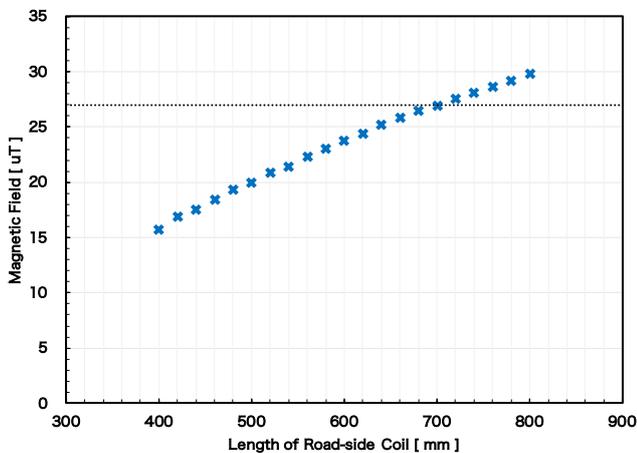


図 15 路面サイズコイル長変化による  $y = 500$  における磁束密度の最大値の変化  
Fig. 15. Max value of Magnetic Field at  $y=500$  vs  $l_R (P_1 = 7\text{kW})$

## 8. 結 論

本研究では、漏洩磁界を低減し、走行中ワイヤレス給電インホイールモータのシステムに合わせたコイル設計の検討を行った。第一に、コイル間ギャップと漏洩磁界の関係を示し、コイル間ギャップを小さくするほど漏洩磁界は低減されることが実証された。以降のコイルサイズの検討の際、コイルギャップは物理的な設計の下限である 50 mm に設定した。第二に、コイルサイズの検討を行った。磁界解析に JMAG を用いてシミュレーションを行い、基準値を満たすようなコイル長を検証した。7 kW の送電システムを仮定した今回の結果では最大必要コイル長は 700 mm であり、モデル誤差を考慮すると 600 mm 程度にする必要があるという結果が得られた。

## 謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費（基盤研究 A 課題番号:JP18H03768）によって行われたことを付記する。

## 参考文献

- (1) C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim, "Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6533–6545, oct 2016.
- (2) G. A. Covic and J. T. Boys, "Modern trends in inductive power transfer for transportation applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 28–41, 2013.
- (3) 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, jul 2007.
- (4) T. IMURA and Y. HORI, "Wireless Power Transfer Using Electromagnetic Resonant Coupling," *The Journal of The Institute of Electrical Engineers of Japan*, vol. 129, no. 7, pp. 414–417, 2009.
- (5) SAE, "Surface Vehicle," *SAE International*, p. 30, 2016.
- (6) Y. Hakuta and T. Watanabe, "Evaluation of the induced electric field in human body by exposure to leaked magnetic field from wireless power transfer system for two vehicles," *IEEJ Transactions on Fundamentals and Materials*, vol. 138, no. 6, pp. 329–334, 2018.
- (7) M. Sato, G. Guidi, T. Imura, and H. Fujimoto, "Model for loss calculation of wireless in-wheel motor concept based on magnetic resonant coupling," in *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. IEEE, jun 2016, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7556776/>
- (8) T. Takeuchi, T. Imura, H. Fujimoto, Y. Hori, and D. Gunji, "Study on energy system configuration of wireless in-wheel motor with supercapacitor," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 8, no. 1, pp. 263–273, 2016.
- (9) K. Hanajiri, K. Hata, T. Imura, and H. Fujimoto, "Maximum Efficiency Operation in Wider Output Power Range of Wireless In-Wheel Motor with Wheel-Side Supercapacitor," in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 1. IEEE, oct 2018, pp. 5177–5182. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8591202/>
- (10) T. Fujita, T. Yasuda, and H. Akagi, "A Dynamic Wireless Power Transfer System Applicable to a Stationary System," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3748–3757, 2017.
- (11) International Commission on Non-Ionizing Radiation protection, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz TO 100 kHz)," *Health Physics*, vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010.
- (12) K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, "Proposal of classification and design strategies for wireless power transfer based on specification of transmitter-side and receiver-side voltages and power requirements," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 138, no. 4, pp. 330–339, 2018.