

第3世代ワイヤレスインホイールモータにおける 走行中給電用コイルの開発

正員 清水修*^{a)} 正員 藤田稔之*
正員 永井栄寿* 上級会員 藤本博志*
正員 大森洋一**

Development of Dynamic Wireless Power Transfer Coils for 3rd Generation Wireless In-Wheel Motor

Osamu Shimizu*^{a)}, Member, Toshiyuki Fujita*, Member, Sakahisa Nagai*, Member, Hiroshi Fujimoto*, Senior Member,
Yoichi Omori**, Member

(2020年10月23日受付, 2021年x月x日再受付)

Short cruise range is a major issues in electric vehicles, and dynamic wireless power transfer has been proposed to solve this problem. In this study, a new dynamic power transfer system is introduced, called the hird generation wireless in-wheel motor, that integrates the drive circuit and motor. Additionally, a methodology of the transmitter and receiver coil design that can calculate inductance and resistance of the rectangular spiral coils in a fast manner is proposed. It considers the theoretical efficiency of coils, current of coils, and voltage of resonance capacitor as constraints. Inductance calculation models only use coordinates of coil edge and the distance between coil and ferrite core. The coils designed by the proposed method were manufactured and evaluated using an LCR meter. The calculation error of the self-inductance and mutual inductance was found to be $\pm 9\%$. With the transmitter coil and receiver coil, an output and DC to DC efficiency of is 18kW and 95.2%, respectively, were obtained by actual wireless power transfer test.

キーワード: 走行中ワイヤレス電力電送, ワイヤレスインホイールモータ, 駆動システム, コイル

Keywords: dynamic wireless power transfer, wireless in-wheel motor, driving system, coil

1. 研究の背景

内燃機関自動車が抱える, 二酸化炭素の排出, エネルギー源の化石燃料への依存, 大気汚染, 騒音という課題の解決のために, 電気自動車の普及が求められている。電気自動車には内燃機関自動車と比較して航続距離が短いという性能的課題が挙げられる。また, 電気自動車普及促進の目的の一つである二酸化炭素の排出量の低減を効果的に行うためには, エネルギー源から発送電, 充電, 駆動に係るまでの総合エネルギー効率である Well-to-Wheel の向上が重要である。そして, Well-to-Wheel の向上にはバッテリー重量低

減による走行抵抗の低減が効果的⁽¹⁾である。

電気自動車の航続距離の問題とバッテリーによる重量増の問題を解決する手段として, 走行中に給電するシステムが提案されている。走行中, もしくは信号等の一時停車中に給電することでバッテリーの容量を低減⁽²⁾することにより, バッテリー重量を低減することが可能である。走行中給電システムには大別して, 電車の様に架線等の給電用のインフラに対して車両から伸ばした電極を接触させて給電する, 接触式の走行中給電システム⁽³⁾と非接触式(WPT:wireless power transfer)の給電システムがある。更に, 非接触の給電システムとして電界結合を利用したもの⁽⁴⁾と磁界結合を利用したもの⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾がある。

本研究は磁界共振結合方式を用いた走行中給電システムに適用する給電コイルの設計法を提案することを目的とする。2章では本研究で開発したコイルを搭載する走行中給電システムについて述べる。3章で給電コイルの設計法と設計法に基づいて開発したコイルのコイルパラメータの評価についてまとめる。そして4章で電力伝送試験について

a) Correspondence to: shimizu.osamu@edu.k.u-tokyo.ac.jp
* 国立大学法人東京大学大学院 新領域創成科学研究科〒277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5
Graduate School of Frontier Science, The University of Tokyo, 5-1-5 Kashiwanoha, Kashiwa, Chiba, 277-8561
** 東洋電機製造株式会社〒790-0063 愛媛県松山市辻町 2-21
TOYO DENKI SEIZO K.K., 2-21 Tsujimachi, Matsuyama, Ehime, 790-0063

述べ、5章で結論を述べる。

2. 第3世代ワイヤレスインホイールモータ

ここでは第3世代ワイヤレスインホイールモータ (Wireless In-Wheel Motor 3: W-IWM3) について述べる。ワイヤレスインホイールモータとはワイヤレス給電のシステムとインホイールモータを組み合わせたシステムである。インホイールモータとは駆動用モータをホイールの内部に配置した駆動システムである。著者らの研究チームは、駆動用の電力をインホイールモータにワイヤレスで給電する第1世代のワイヤレスインホイールモータ⁽⁸⁾と更に走行中給電を可能とした第2世代のワイヤレスインホイールモータ (Wireless In-Wheel Motor 2: WIWM-2)⁽⁹⁾を開発した。W-IWM2の給電能力は12kW, DC to DC 効率92%である。そしてW-IWM3⁽¹⁰⁾はWIWM-2の大出力化と高効率化を目的として、18kW給電, DC to DC 効率95%を目標とした、走行中給電可能なワイヤレスインホイールモータである。W-IWM3の概観と車両搭載状態をFig. 1に示し、システム構成をFig. 2に示す。

ダイレクトドライブ式のインホイールモータとインバータ、整流器が一体となった機電一体の構成となっており、コントローラを含んだ受電から駆動までの回路が全て一体化されている。その一体化されたユニットはホイール内に全

て収められている。受電コイルはホイール近傍に配置されコンバータに接続されているため、ばね下の配置となっている。

インホイールモータとばね下に受電コイルを配置したのワイヤレス給電システムを組み合わせることで利点を生むことができる。ばね下にコイルを配置することの利点は下記の通りである。

- 1) サスペンションの伸縮による受電コイルと路面との距離の変動を受けない。
- 2) タイヤと一体となって動くため、タイヤの動きに合わせて路面の段差や突起を避けられるようになり、受電コイルと路面との距離を短くできる。

給電コイルは路面に配置する構成としているため、路面との距離はコイルギャップに直接影響する。

路面に配置された給電コイルから受電した電力は整流器によって整流され、車体に搭載されたバッテリーに充電されるか、もしくは駆動に直接利用される。駆動に直接利用する場合には、バッテリーまでの配線抵抗やバッテリーの内部抵抗による損失が発生しない。上記の受電コイルをばね下に配置することの利点に加え、インホイールモータと組み合わせることで受電から駆動までの距離をより小さくでき、受電から駆動までの電力損失を低減することができる。

本研究で採用したワイヤレス給電システムは磁界共振結合方式である。磁界共振結合の回路構成は種々提案されているが、本研究では送受電コイルそれぞれと共振コンデンサを直列に配置するSeries-Series(SS)方式を採用している。また給電の基本周波数は停車中非接触給電の規格であるSAE J2954⁽¹¹⁾が定める79kHzから90kHzまでの間として、85kHzを標準としている。

3. 送受電コイル

〈3・1〉 主要諸元 コイル設計の前提となるWIWM-3のワイヤレス給電に係る性能目標とシステム諸元をTable 1に示す。Table 1に示された値を制約条件として設計を行う。

走行中給電では受電エネルギーを大きくするために、給電コイルもしくは受電コイルを車両の進行方向に対して長

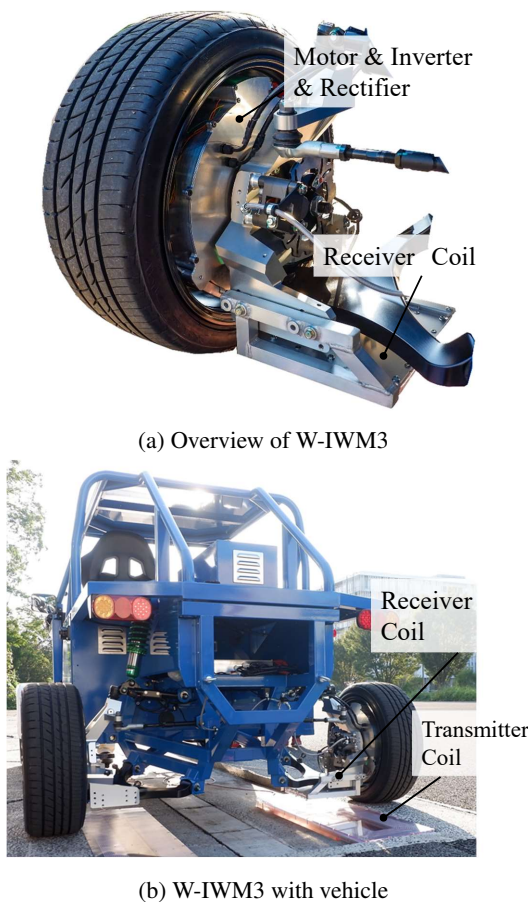


Fig. 1. 3rd Generation Wireless In-Wheel Motor

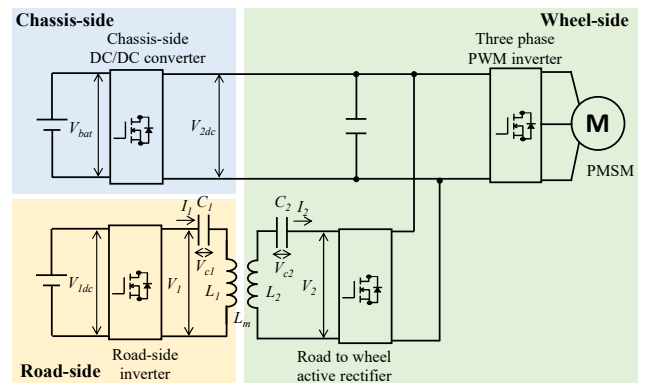


Fig. 2. System Configuration of W-IWM3

Table 1. Target Specification of W-IWM3

Symbol	Parameter	Value
P_{tar}	Maximum Output of Transmitter	18 kW
η_{max}	Theoretical Maximum AC Efficiency	99%
V_{1dc}	DC Voltage of Transmitter	450 V
V_{2dcmin}	Minimum DC Voltage of Receiver	V_{bat}
V_{2dcmax}	Maximum DC Voltage of Transmitter	730 V
V_{bat}	Voltage of Battery	280-360V
I_{1max}	Maximum Current of Transmitter	70 A
I_{2max}	Maximum Current of Receiver	50 A
V_{c1max}	Maximum Voltage of Resonance Capacitor	7000 V
V_{c2max}	Maximum Voltage of Resonance Capacitor	2000 V
ω_0	Resonance Angular Frequency	85 kHz

くすることで、受電時間を長くすることが求められる。受電コイルを大きくすることは車体の重量増となり、走行にかかるエネルギーが増大するため、給電コイルを大きくする設計とした。W-IWM2 に対して W-IWM3 は 1.5 倍の出力増を目指しているため、給電コイルの長手方向の最大寸法は約 3 分の 2 の 1000mm とし、幅方向の最大寸法は 250mm とした。走行中の送受電コイルの磁気結合は長手部分で主に行われるため、端部の距離を最も短くできる角型コイルとしている。送受電コイルの構造と横断面図を Fig. 3 に示す。インダクタンスを向上しつつ位置ずれ時の効率変化を小さくすることを狙い、コイルの背面のみにフェライトを配置している。

次に、地面とのギャップと受電コイルの寸法の関係について述べる。受電コイルはばね下に配置されるためタイヤ

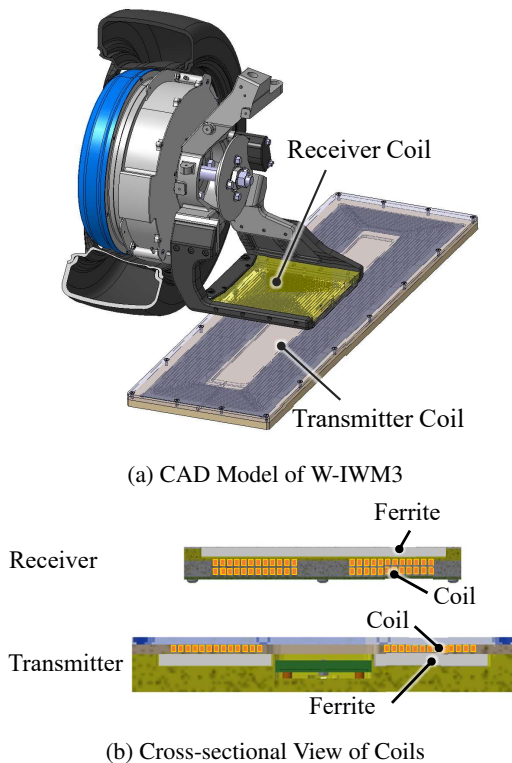


Fig. 3. Coil Structure of W-IWM3

と共に動き、障害物を避けることができる。一方でタイヤの外周よりも大きなコイルを搭載すると、走行時に段差等の障害物があった時にタイヤよりもコイルが先に障害物に衝突して破損の恐れがある。そのため、タイヤ外周部よりもコイルを大きくすることはできない。タイヤ側面から見たときの受電コイルとタイヤの関係の模式図を Fig. 4 に示す。 CL_{max} は障害物を避けることが可能なケースを含んだ受電コイルの進行方向への最大長さ、 G_{road} は受電コイルと地面とのギャップである。 CL_{max} と G_{road} の関係は (1) 式で表される。

$$A = \frac{D_{tire}}{2} - DP_{bump}$$

$$B = \frac{D_{tire}}{2} - DP_{load} - G_{road}$$

$$CL_{max} = 2\sqrt{A^2 - B^2} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 D_{tire} はタイヤの直径、 DP_{bump} はタイヤが障害物を持ち上げる際のタイヤの変位、 DP_{load} は接地時の負荷によるタイヤの変位である。

W-IWM3 を想定して、 $D_{tire}=644\text{mm}$ 、 $DP_{bump}=20\text{mm}$ 、 $DP_{load}=5\text{mm}$ の場合の G_{road} と CL_{max} の関係を Fig. 5 に示す。このことからギャップに対して受電コイルは進行方向の長さの制約を満たす必要があることが分かる。

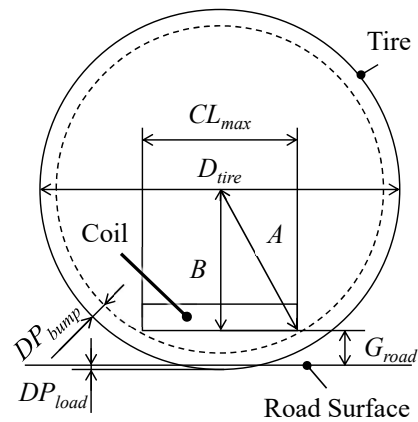


Fig. 4. Maximum Receiver Coil Length Considered with Tire Displacement

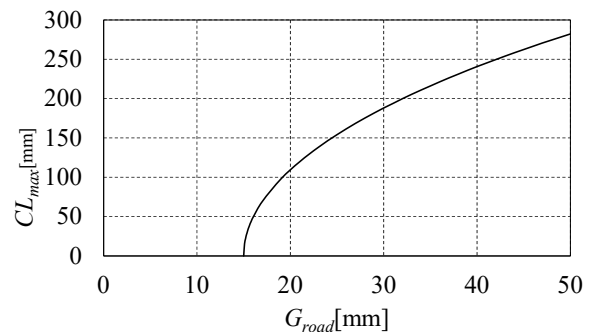


Fig. 5. Road Gap vs Maximum Receiver Coil Length

〈3・2〉 設計パラメータ⁽¹³⁾ まず設計に関わるパラメータを Table 2 にまとめる。

本研究で扱う共振回路は SS 方式であるため, 共振条件は (2) 式となり, 共振条件であると出力は (3) 式で得られる。

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

$$P_1 = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{\{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}} V_1^2 \dots \dots \dots (3)$$

そして基本波のみを考慮した理論効率 η は式 4 として表される。

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L) \{R_1 R_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}} \dots \dots \dots (4)$$

等価負荷抵抗 R_L は式 5 で表され, 理論最大効率 η_{\max} を実現する等価負荷抵抗 R_{Lopt} は式 6 で表される。

$$R_L = \frac{\{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\} V_2}{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2} \dots \dots \dots (5)$$

$$R_{Lopt} = \sqrt{R_2 \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2} \dots \dots \dots (6)$$

所望の出力と効率を満足するためのコイル設計パラメータは R_1, R_2, L_1, L_2, L_m であることが分かる。

そして, それぞれのパラメータをモデル化することで, 設計可能となる。ここでは目標効率, 目標出力等の制約条件下で最も受電コイルのサイズを小さくできる設計を行うため, 解くべき問題は以下のようになる。

which minimize

$$S_{coil2} = CL_{coil2}CW_{coil2} \quad (7a)$$

subject to

$$\max P_1(V_1) \geq P_{tar} \quad (7b)$$

Table 2. Parameters for Coil Design

Symbol	Parameter
P_1	Output of Transmitter
L_i	Self-inductance
L_m	Mutual Inductance
C_i	Capacitance
R_i	Resistance
R_L	Equivalent Resistance
V_{dc}	DC Voltage
V_i	Voltage of Fundamental Wave
V_{ci}	Resonance Voltage
I_i	Current of Coil
ω_0	Resonance Angular Frequency
S_{coil2}	Projected Area of Receiver Coil
L_{coil2}	Longitudinal Length of Receiver Coil
W_{coil2}	Lateral Length of Receiver Coil
$i = 1or2$	1 is transmitter. 2 is receiver
max, min	max is maximum. min is minimum

$$\eta_{\max} \geq \eta_{tar} \quad (7c)$$

$$V_{2dcmin} \geq V_{2dc} \geq V_{2dcmax} \quad (7d)$$

$$I_1 \leq I_{1max} \quad (7e)$$

$$I_2 \leq I_{2max} \quad (7f)$$

$$V_{c1} \leq V_{c1max} \quad (7g)$$

$$V_{c2} \leq V_{c2max} \quad (7h)$$

V_{dc} と V の関係は下式で表される。

$$V = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{\pi} \dots \dots \dots (8)$$

また, コンデンサ電圧が大きくなりすぎると共振コンデンサの実装やコイルの絶縁が困難であるため, 下式で示されるコンデンサ電圧 V_c も制約条件としている。

$$V_{c1} = \frac{P_1}{V_{1dc}\omega_0 C_1} \dots \dots \dots (9)$$

$$V_{c2} = \frac{\eta_{\max} P_1}{V_{2dc}\omega_0 C_2} \dots \dots \dots (10)$$

〈3・2・1〉 インダクタンスモデル

ここではインダクタンスのモデルについて述べる。1 ターンフェライトレスの角型コイルのインダクタンスはビオサバルの法則と Fig. 6 に示した給電側コイルの点 A, B, C, D の座標と受電側コイルの点 A', B', C', D' より算出される⁽¹⁴⁾。コイル CD が発生させて, コイル $A'B'C'D'$ を貫く磁束 Φ_{CD} が (11) 式で表される。

$$\Phi_{CD} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[R_{CA'} - (a+c)\operatorname{arctanh}\frac{a+c}{R_{CA'}} - R_{CD'} + (a-c)\operatorname{arctanh}\frac{a-c}{R_{CD'}} - R_{CB'} + (a+c)\operatorname{arctanh}\frac{a+c}{R_{CB'}} + R_{CC'} - (a-c)\operatorname{arctanh}\frac{a-c}{R_{CC'}} \right] \dots \dots \dots (11)$$

ここで R は点間の距離を表し, 添字は点を表す。例えば, 点 $C(a,d,0)$ と点 $A'(-c,-d,e)$ の距離 $R_{CA'}$ は次のように表される。

$$R_{CA'} = \sqrt{(a+c)^2 + (b+d)^2 + e^2} \dots \dots \dots (12)$$

すると, i ターン目のコイルと j ターン目の相互インダクタ

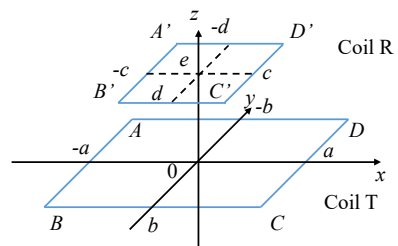


Fig. 6. Calculation Model of Mutual Inductance

ンス M_{ij} は (13) 式で表される。

$$M_{ij} = \Phi_{AB} + \Phi_{BC} + \Phi_{CD} + \Phi_{DA} \dots (13)$$

Φ はコイルの一辺が発生させてコイル $A'B'C'D'$ を貫く磁束であり、添字はコイルの四隅の角の点を表す。そしてコイル全体の相互インダクタンスは (14) 式で表される。

$$M = \sum_{i=1}^{N^T} \sum_{j=1}^{N^R} M_{ij} \dots (14)$$

ここで、 N^T は給電側のターン数、 N^R は受電側のターン数である。上記式によって角型コイルの相互インダクタンスを得ることができる。また本研究では同形状のコイルを元のコイルの線径分離れた位置に配置して、算出した相互インダクタンス M を自己インダクタンス L_s として扱う。

更にフェライトによるインダクタンス向上の効果を考慮するための計算式を導入する。ここではフェライトは隙間なく使用されているものとする。給電コイルと受電コイルの断面と給電コイルと受電コイルの磁路を簡略化したモデルを Fig 7 に示す。

給電コイルと受電コイルの磁路長を点線で示している。ここで用いるフェライトの比透磁率は 3300 程度と高いため、計算の簡素化のためにフェライト部分の磁気抵抗はないものとする。また磁気飽和をしない十分な断面積をフェライトは持つとして断面積を考慮しないと、フェライトによる相互インダクタンスの上昇率 k_{lm} は給電コイルと受電コイルの総磁路長 D_{lmall} から (15) 式で示される。

$$D_{lmi} = 2D_{fi} + P_{ci}(N_{li} - 1) + W_{fi}$$

$$W_{fi} = P_{ci}N_{li} + D_{ci}$$

$$i = 1 \text{ or } 2$$

$$D_{lmall} = D_{lm1} + D_{lm2} + D_{cin} + D_{cout}$$

$$k_{lm} = \frac{D_{lmall}}{D_{lmall} - W_{f1} - W_{f2}} \dots (15)$$

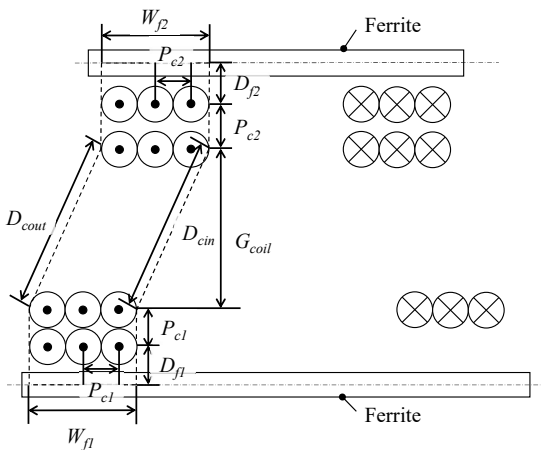


Fig. 7. Magnetic Circuit Length of Mutual Inductance for Rectangular Coil

ここで、 D_f はコイル中心とフェライト中心の距離、 P_c はコイル中心間の距離、 W_f はコイル内外形の距離、 D_{ci} はコイル直径、 D_{cin} は給電側と受電側のコイル内形間の距離、 D_{cout} は給電側と受電側のコイル外形間の距離であり、 N_l はターン数である。本研究で扱うコイルは平面上に巻くスパイラルコイルであるが、複数層を持つことも想定し、層数を N_l として用いる。添字は 1 が給電側、2 が受電側を示す。そしてフェライトの影響を考慮した相互インダクタンス M_f は次の様に表される。

$$M_f = k_{lm}M \dots (16)$$

同様にフェライトによる自己インダクタンスの上昇も考慮する。受電側を例にとって、受電コイルの断面と磁路長を簡略化したモデルを Fig 8 に示す。受電コイルの自己インダクタンスを算出するための磁路長 D_{sl} を点線で示している。 D_{sl} は (17) 式で計算される。

$$W_{f2} = P_{c2} * N_l$$

$$D_{sl} = 2W_{f2} + 4D_{f2} + P_{c2}(N_{l2} - 1) \dots (17)$$

ここで、 W_{f2} はコイルの最外周と最内周の差、 D_{f2} はコイル中心とフェライト中心の距離、 P_{c2} はコイルピッチ、 N_{l2} がコイルの層数である。相互インダクタンスと同様にフェライト部分の磁気抵抗と磁束の通る断面積については考慮しないと、フェライトによる受電コイルの自己インダクタンスの上昇率 k_{sl} は (18) 式となる。そして自己インダクタンス L_f は (19) 式で計算される。

$$k_{sl} = \frac{D_{sl}}{D_{sl} - W_{f2}} \dots (18)$$

$$L_f = k_{sl}L_s \dots (19)$$

〈3・2・2〉 抵抗計算 本研究で扱うコイルは 85kHz で使用するため、表皮効果の低減のためにリッツ線を使用することを想定している。リッツ線の損失モデルは複数提案されている⁽¹⁵⁾⁻⁽¹⁷⁾が、フェライトを含んだコイルの損失を有限要素法を使用せずに高速に計算することが困難である。そのため、今回は下式によりフェライトのコア損を含んだ抵抗値 R_{ac} を算出した。

$$R_{ac} = \frac{k_{ac}I_{coil}\rho}{S_{coil}} \dots (20)$$

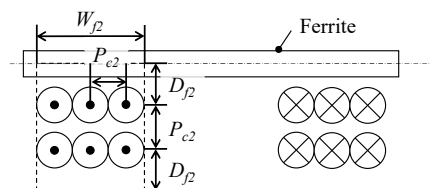


Fig. 8. Magnetic Circuit Length of Self-inductance for Rectangular Coil

Table 3. Specifications of Wire and Ferrite Core

Parameter	Value
Number of strands	6500
Size of Wire	AWG44
Initial Permeability of Ferrite	3300±5%
Core Loss of Ferrite at 25°C	350 kW/m ³

Table 4. Study Conditions of Coils

Symbol	Parameter	Value
S_{coil}	Cross-sectional Area of Coil	$4\pi \text{ mm}^2$
P_{c1}, P_{c2}	Coil Pitch	6 mm
D_{f1}, D_{f2}	Distance from Coil to Ferrite	8 mm
N_1	Number of Coil Layers	1
N_2	Number of Coil Layers	2

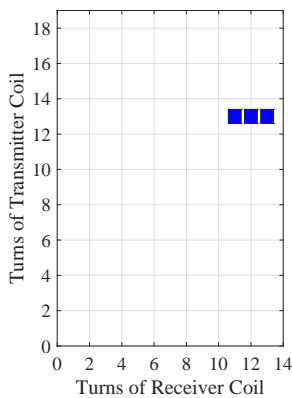


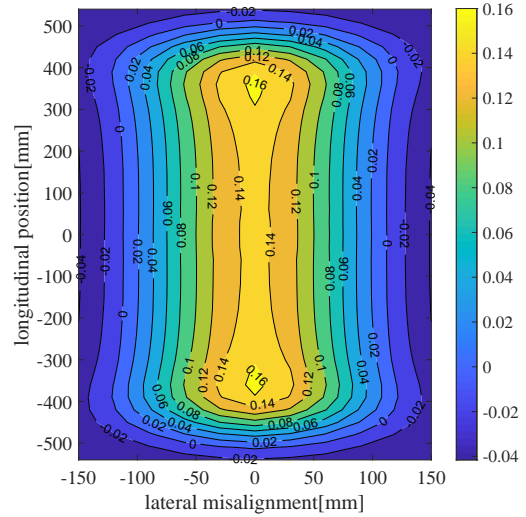
Fig. 9. Feasible Solution of Coil Design

l_{coil} はコイル長さ, S_{coil} はコイル断面積, ρ は電気抵抗率である。ここでは銅が 20°C の場合の電気抵抗率を用いて, $\rho = 1.72 \times 10^{-8} \Omega \text{ m}$ としている。 k_{ac} は DC 抵抗から AC 抵抗への変換係数であり, 本研究では 2 とした。 k_{ac} は過去の実験結果より経験的に得られた値であるため, リッツ線の束数や径, フェライトの材質と形状が変化すると異なることに注意が必要である。ここで用いたリッツ線とフェライトの緒元を Table. 3 に示す。

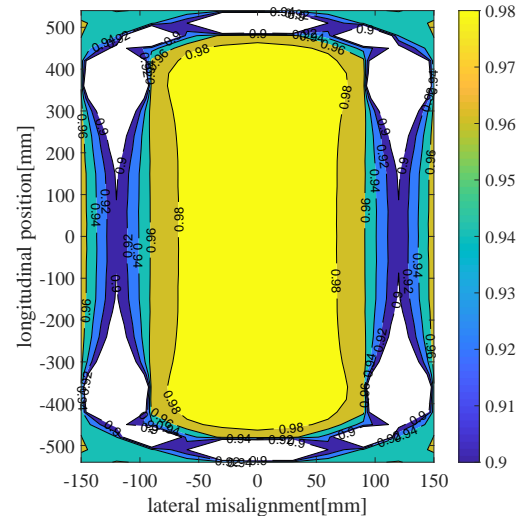
〈3・3〉 許容解の探索 許容解を受電側コイルサイズの縦 120mm, 横 120mm から縦横寸法を 20mm 毎に変化させて, 取りうる全ターン数にて全探索する。許容解の探索をした際のギャップは 50mm である。ここでコイルの最大長さは 1) 式の制約を満たす必要がある。その他の制約条件や効率と出力の目標値は Table 1 に示した通りである。送電コイルの縦寸法は 1000mm, 横寸法は 250mm 固定である。コイル形状の検討条件を Table. 4 に示す。許容解が得られる受電側コイルの最小サイズは縦 180mm, 横 180mm となった。得られたターン数を Fig. 9 に示す。縦軸が一次側コイルのターン数であり, 横軸が二次側の一層当たりのターン数である。青色の四角が許容解を示す。給電側のターン数は 13 ターンのみ許容解となり, 受電側のターン数は 11 ターンから 13 ターンまで選択可能である。計算した形状とターン数の組み合わせは 1476 通りである。探索に要した時間

Table 5. Evaluation Result of the Coils

Symbol	Parameter	Calculated	Measured
L_1	Self Inductance of Transmitter	247.9 μH	238.5 μH
R_1	Resistance of Transmitter	98.5 m Ω	78.6 m Ω
L_2	Self Inductance of Receiver	101.3 μH	93.8 μH
R_2	Resistance of Receiver	27.8 m Ω	29.9 m Ω
L_m	Mutual Inductance	23.5 μH	25.6 μH
η_{max}	Theoretical Maximum Efficiency	0.992	0.993



(a) k change by receiver coil position



(b) η_{max} change by receiver coil position

Fig. 10. Coil Performance Change by Receiver Coil Position

は 1.6GHz と 2.11GHz のプロセッサ及び 8GB のメモリを搭載したラップトップのパソコンを使用した場合に 30 分程度である。同様のモデルを有限要素法による三次元の磁界解析でインダクタンスの計算とコア損失の計算を行うと 1 形状, 1 ターン数の解析に同等の時間がかかった。

〈3・4〉 コイルパラメータの実測 得られた許容解に基づいてコイルの試作を行った。給電側のターン数を 13, 受電側のターン数を 12 として試作を行った。LCR メータ

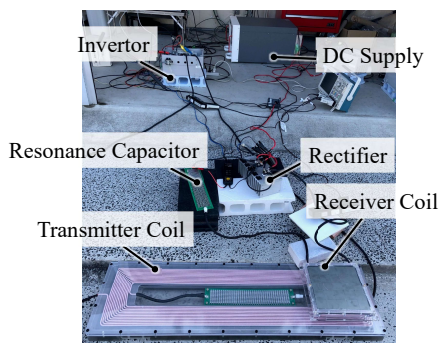


Fig. 11. WPT Test Bench

にてコイルパラメータを実測した結果を Table. 5 に示す。コイル中心を正対させ、コイル間の距離は 50mm としている。計測に用いた周波数は 85kHz, である。インダクタンス計算の誤差は $\pm 9\%$ 以内であった。抵抗値の誤差は 1 次側が 21% であり, 2 次側が 8% であった。理論最大効率は 0.1% の誤差であった。給電側と受電側の位置関係による結合係数と理論最大効率の変化を確認した。コイル中心が正対しているときを位置ずれ 0mm としたときの結合係数と理論最大効率を Fig. 10 に示す。 $\pm 50\text{mm}$ 以内の位置ずれでは 98% 以上の効率を実現できる。

4. 給電試験

製作したコイルを用いて給電実験を実施した。給電試験の試験機の構成を Fig. 11 に示す。給電用のインバータと整流器は第2世代ワイヤレスインホイールモータの走行中給電システム⁽¹²⁾と同様である。結果を Fig. 12 に示す。送電周波数は 85kHz, コイル間の距離は 50mm である。計測の際のコイルケース間の距離は 40mm であり, 受電コイルの進行方向への長さ 230mm は (1) 式の制約を満たしている。二次側の直流電圧は電力変換器効率を含んだ DC to DC 効率が最高効率になるように設定している。電力伝送実験により 18.2kW 出力かつ 95.2% の DC to DC 効率を達成できた。W-IWM2 と W-IWM3 の走行中給電システムの緒元を Table 6 にまとめる。ここでのコイル寸法はフェライトと樹脂製のコイルケースを含んだ外形寸法である。使用しているフェライトの厚さが違うことやコイルのケース外への取り出し方の違いによって受電コイルの厚さが異なっている。結果として, 給電コイルは容積 61% 削減でき, 受電コイルは容積 53% 削減している。

5. 結論

本研究では, ばね下に受電コイルを搭載する走行中給電システムである W-IWM3 用の給電コイルの設計法を提案し, その設計法に基づいた試作コイルのパラメータ評価と電力伝送評価を行った。本研究で得られた結論は下記の通りである。

- (1) 新たなインダクタンスモデルの導入と抵抗の簡易

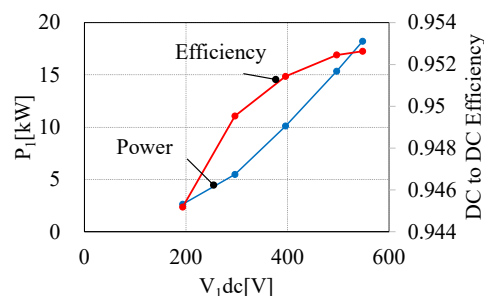


Fig. 12. WPT Test Result

Table 6. Specifications of Two Coils for W-IWMs

Parameter	W-IWM2	W-IWM3
Maximum Output	12kW	18.2kW
Theoretical Maximum Coil Efficiency	0.961	0.993
DC to DC Efficiency	0.925	0.952
Air Gap	80mm	50mm
Transmitter Coil Length	1500mm	1086mm
Transmitter Coil Width	490mm	318mm
Transmitter Coil Height	45mm	45mm
Receiver Coil Length	387mm	230mm
Receiver Coil Width	254mm	230mm
Receiver Coil Height	37mm	26.5mm

計算により, 制約条件を満たしつつ小型かつ高効率なコイル設計を高速で行うことが可能となった。

- (2) インダクタンス計算の誤差は $\pm 9\%$ 以内であり, 抵抗値の誤差は 1 次側が 21% であり, 2 次側が 8% であった。
- (3) 電力伝送実験により 18.2kW 出力かつ 95.2% の DC to DC 効率を達成できた。

本研究では計算の高速化のためにコイルの抵抗値を簡易的な計算で行ったため, インダクタンスの誤差と比較してコイル抵抗値の誤差が大きくなっていた。フェライトを含んだコイル通電時の損失の高精度かつ高速な計算については今後の課題とする。

謝辞

本研究の一部は JST 未来社会創造事業 (グラント番号:JPMJMI17EM), JSPS 科研費 (基盤研究 A 課題番号:JP18H03768) の支援を受けたことを付記する。

文献

- (1) O. Shimizu, S. Nagai, T. Fujita, H. Fujimoto, "Potential for CO2 Reduction by Dynamic Wireless Power Transfer for Passenger Vehicles in Japan", *Energies* 2020, 13, 3342, 2020
- (2) D.Gunji, K.Hata, O.Shimizu, T.Imura, H.Fujimoto "Feasibility Study on In-motion Wireless Power Transfer System Before Traffic Lights Section", 2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (WoW), pp. 302-307
- (3) T.Tajima, W.Noguchi, T.Aruga, "Study of a Dynamic Charging System for Achievement of Unlimited Cruising Range in EV", SAE Technical Paper 2015-01-1686, 2015
- (4) Y.Suzuki, M.Mizutani, T.Sugiura, N.Sakai, T.Ohira, "Prototype Experiment

of a 1/32-Scaled Model Via-Wheel Power Transfer Running Electric Vehicle". IEEE Transactions on Industry Applications, no.134, vol.7, pp.675-682, 2014(in Japanese)

鈴木 良輝, 水谷 豊, 杉浦 貴光, 坂井 尚貴, 大平 孝: 「電化道路をタイヤ集電で走行する電気自動車の 1/32 スケールモデル試作実験」 電気学会論文誌 D, no.134, vol.7, pp.675-682(2014)

- (5) J.Huh, S.Lee, W.Lee, G.Cho, C.Rim, "Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.26, no.12, pp. 3666-3679, June 2011
- (6) A.Kamineni, M.Neath, A.Zaheer, G.Covic, J.Boys, "Interoperable EV Detection for Dynamic Wireless Charging With Existing Hardware and Free Resonance", IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol.3, no.2, pp.370 - 379, June 2017
- (7) L.Zhao, D.Thrimawithana, U.Madawala, "Hybrid Bidirectional Wireless EV Charging System Tolerant to Pad Misalignment", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.64, no.9, pp.7079 - 7086, March 2017
- (8) M. Sato, G. Yamamoto, D. Gunji, T. Imura, H. Fujimoto, "Development of Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 7, pp. 5270-5278, 2016
- (9) H.Fujimoto, T.Takeuchi, K.Hanajiri, K.Hata, T.Imura, M.Sato, D.Gunji, G.Guidi, "Development of Second Generation Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer", The 31st International Electric Vehicle Symposium & Exhibition and International Electric Vehicle Technology Conference 2018
- (10) H. Fujimoto, O. Shimizu, S. Nagai, T. Fujita, D. Gunji and Y. Ohmori, "Development of Wireless In-wheel Motors for Dynamic Charging: From 2nd to 3rd generation", 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), pp. 56-61, 2020
- (11) SAE Hybrid - Ev Committee, "SAE Standard J2954 : Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology", Society of Automotive Engineers International, April 2019
- (12) Katsuhiko Hata, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori, "Charging Infrastructure Design for In-motion WPT Based on Sensorless Vehicle Detection System", 2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power, pp. 205-208, 2019
- (13) Katsuhiko Hata, Takehiro Imura, Yoichi Hori, "Maximum Efficiency Control of Wireless Power Transfer Based on Simultaneous Estimation of Generalized Secondary-Side Parameters", Technical report of IEICE, vol. 116, no. 238, WPT2016-30, pp. 61-66, 2016
畑 勝裕, 居村 岳広, 堀 洋一: 「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側における 2 つの一般化変数の同時推定に基づく最大効率制御」 信学技報, vol. 116, no. 238, WPT2016-30, pp. 61-66, (2016)
- (14) Y.Cheng, Y.Shu, "A New Analytical Calculation of the Mutual Inductance of the Coaxial Spiral Rectangular Coils", IEEE Transactions on Magnetics, vol.50, no.4, pp. 1-6, April 2014
- (15) J. Acero, P. J. Hernandez, J. M. Burdio, R. Alonso and L. A. Barragdan, "Simple resistance calculation in litz-wire planar windings for induction cooking appliances," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, no. 4, pp. 1280-1288, April 2005
- (16) I. Lope, C. Carretero, J. Acero, R. Alonso and J. M. Burdio, "Frequency-Dependent Resistance of Planar Coils in Printed Circuit Board With Litz Structure", in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 12, pp. 1-9, Dec. 2014
- (17) J. Acero, C. Carretero, I. Lope, R. Alonso and J. M. Burdio, "FEA-Based Model of Elliptic Coils of Rectangular Cross Section", in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 7, pp. 1-7, July 2014

清水 修 (正員) 1984 年 7 月 16 日生。2009 年慶応義塾



大学大学院政策・メディア研究科博士前期課程修了。同年～2010 年トヨタ自動車, 2010 年～2013 年 SIM-Drive, 2013 年～2017 年本田技術研究所にて自動車部品の研究開発に従事。2016 年慶応義塾大学大学院政策・メディア研究科博士後期課程修了。博士(学術)。2017 年～2020 年名古屋大学未来社会創造機構特任助教。2018 年～東京大

学大学院新領域創成科学研究科特任助教, 2021 年～同特任講師。2020 年～名古屋大学未来社会創造機構招聘教員。電気自動車用駆動システム・モータ設計, ワイヤレス電力伝送に関する研究に従事。電気学会, 自動車技術会, IEEE 会員。

藤田稔之 (正員) 1986 年 3 月 14 日生。2010 年東京工業大学大学院理工学研究科電子物理工学専攻修士課程修了。



同年パナソニック株式会社入社。GaN デバイスに関する研究に従事。2014 年株式会社テクノバ入社, 2017 年東京工業大学工学院電気電子系社会人博士課程修了。博士(工学)。2019 年より東京工業大学大学院新領域創成科学研究科特任助教。ワイヤレス電力伝送をはじめ, 電力変換技術に関する研究に従事。電気学会, 応用物理学会, IEEE, 自動車技術会会員。

永井栄寿 (正員) 1991 年 11 月 18 日生。2019 年横浜国立大学大学院工学府物理情報工学専攻博士課程後期修了。



博士(工学)。同年 6 月より東京大学大学院新領域創成科学研究科にて電気自動車への走行中ワイヤレス電力伝送の研究に従事。電気学会, IEEE, 自動車技術会, ロボット学会会員。

藤本博志 (上級会員) 1974 年 2 月 3 日生。2001 年東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。



博士(工学)。同年長岡技術科学大学工学部電気系助手。2002 年～2003 年, 米国 Purdue 大学工学部機械工学科客員研究員。2004 年横浜国立大学大学院工学研究院講師。2005 年同助教授, 2007 年同准教授。2010 年東京大学大学院准教授。制御工学, モーションコントロール, マルチレート制御,

ナノスケールサーボ, 電気自動車の運動制御, モータとインバータの高性能制御, ビジュアルサーボ, ワイヤレスモータに関する研究に従事。2001 年および 2013 年 IEEE Transactions on Industrial Electronics 最優秀論文賞, 2010 年 Isao Takahashi Power Electronics Award, 2010 年計測自動制御学会著述賞, 2016 年永守賞大賞などを受賞。電気学会および IEEE の上級会員。計測自動制御学会, 日本ロボット学会, 自動車技術会 各会員。

大森洋一 (正員) 1962 年 11 月 6 日生。1987 年に長岡技術科学



大学電気電子システム工学修士課程修了。同年東洋電機製造株式会社に入社し, 現在に至る。主に電動機制御に関する研究開発の業務に従事。電気学会会員。