

東京大学 大学院新領域創成科学研究科  
基盤科学研究系  
先端エネルギー工学専攻

令和元年度  
修士論文

電気自動車の車輪を利用した路面からばね下受電コイルへの  
ワイヤレス給電機構に関する研究  
Research on Novel Mechanism for Wireless Power Transfer from Road to  
Unsprung Receiver Coil on EV

指導教員

堀 洋一 教授  
藤本 博志 准教授

2020年1月28日提出

47-186090 宇都 隆



# 概要

近年、電源の安全性に対する懸念とコードレスの利便性からワイヤレス電力伝送（Wireless Power Transfer：WPT）への関心が高まっている。特に磁界共振結合方式による WPT は、数十 cm 程度の伝送距離において高効率な給電が実現可能なことから、様々な分野での応用が期待されている。なかでも電気自動車（Electric Vehicle：EV）への WPT は最も注目されている技術の一つである。このコンセプトは路面に設置される送電コイルから磁界を介して各車輻に設置される受電コイルへのワイヤレス給電を行うというものである。EV はガソリン車と比べて環境負荷が低い等の利点から一層の普及が望まれるが、航続距離が短い、長時間の充電を要する等の問題が普及を妨げている。EV への WPT による走行中の給電が可能となれば、EV の抱える問題が解決されるだけでなく車載バッテリーの小型化、低コスト化も可能となり、EV の普及促進が期待できる。

EV への WPT を社会実装するために解決すべき問題としては、路面と車体との間に金属異物が入り込む懸念が挙げられる。従来の給電機構は受電コイルを車体の底面に搭載するものであり、送受電コイル間に空間が存在する。そこに金属異物が入り込むと誘導加熱により金属が発熱するため、熱的な危険が生じるうえに給電効率が著しく低下する。この現象を防ぐ手段として、金属を検知した際に給電を停止する異物検知技術が検討されているが、宙空に存在する金属や給電中に入り込む金属の検知は技術的に困難である。

上記問題は、「EV の車輪を利用するタイヤ給電」により根本的な解決が期待できる。本給電機構はタイヤが常に路面と接触する点に着目し、給電機構にタイヤを組み込むことでコイル間に金属異物が入り込む懸念を払拭するものである。さらに、受電コイルをばね下に設置することで送受電コイル間のギャップを短縮、一定保持することが可能となり、給電効率の向上、安定化が期待できる。

本論文では、「EV の車輪を利用するタイヤ給電」という新たな給電機構を提案し、それらの実現可能性を実証するとともに社会実装に向けた設計指標の作成を目的とする。

本論文の第 1 章では研究背景として、環境問題に対する EV の重要性や EV への WPT に関する課題等を記述する。

第 2 章では、新たに提案する「EV の車輪を利用するタイヤ給電」について述べる。提案する 4 種類の構想をそれぞれ示し、その特徴や社会実装を考える際の課題について述べる。また、従来の給電方法である急速充電や接触式走行中給電、車体に受電コイルを搭載する走行中給電との比較を行い、タイヤ給電の優位性を示す。

提案するタイヤ給電では、「磁場がタイヤを鎖交する」という点が全構想において共通する。し

たがって、タイヤの影響により給電効率が大幅に低下する場合、提案する構想が成立しない懸念がある。そこで第3章では、実際に普及しているタイヤを用いて、タイヤがWPTに及ぼす影響の検証結果を述べる。その結果、有機ベルトのタイヤがWPTに影響を及ぼさない、すなわちタイヤ給電に適することを示す。また、本論文中で用いるWPTの理論や測定装置、治具について記述する。

続く第4章と第5章では、4種類のタイヤ給電構想のうち、技術的な観点から早期の社会実装が見込まれる2種類に対して行った研究について示す。第4章では「磁気回路を利用するタイヤ給電」に関して記述する。まず、ミニモデルを用いて給電効率の観点から実現可能性を検証し、本構想の実現が充分見込まれることを示す。次に、設計指針の決定や設計時の性能評価の際に必要な相互インダクタンスのモデル化を行い、同モデルの有効性を示す。

第5章では、「インホイールコイルへのタイヤ給電」に関して記述する。まず、本構想で重要な役割を担う炭素繊維強化プラスチック（Carbon Fiber Reinforced Plastic : CFRP）について記述する。続いて、実現可能性の検討としてCFRPを含むホイール素材がWPTに及ぼす影響の検証結果を示し、WPTに影響を及ぼさないCFRPの構造が存在することが明らかにする。次に、構造や密度によって物性が変化するCFRPの作製時やホイール素材探索時の設計指標の作成を目指し、渦電流損ひいては給電効率に多大な影響を及ぼす電気伝導率に注目して「本構想成立のためにホイールの電気伝導率が満たすべき条件」を特定するために行った電磁界解析の結果を示す。ここでは、当研究室の所有するフルスケールの電気自動車（第三世代）およびコイルを基に作成したモデルで解析を行い、電気伝導率が特定の値を下回るとWPTに及ぼす影響が非常に小さいことを示す。

第6章ではタイヤ給電について振り返り、本論文のまとめとする。



# 目次

<b>1 序論</b>	<b>1</b>
1.1 地球温暖化と電気自動車 (EV)	1
1.2 ワイヤレス給電 (WPT) の電気自動車への応用	2
1.2.1 電気自動車の課題と解決策	2
1.2.2 EV への WPT の実装に関する検討	3
1.2.3 インホイールモーター方式への応用	4
1.3 ワイヤレス給電の分類	5
1.4 EV への WPT が抱える課題	7
1.5 本研究の目的	8
1.6 本論文の構成	8
<b>2 EV の充電方法とタイヤ給電</b>	<b>10</b>
2.1 走行中給電の先行研究	10
2.1.1 接触式	10
2.1.2 非接触式 (受電コイルの配置: ばね上)	11
2.1.3 非接触式 (受電コイルの配置: ばね下)	12
2.2 タイヤ給電	13
2.2.1 タイヤの構造	13
2.2.2 提案する 4 種類の構想	14
<b>3 タイヤ給電全般に関与する初期検討</b>	<b>18</b>
3.1 WPT に関する一般論	18
3.1.1 SS トポロジーにおける理論的な最大効率	18
3.1.2 コイル近傍の導電物質による影響	19
3.2 測定装置	21
3.2.1 WPT 評価装置の仕様	22
3.2.2 LCR メータ	22
3.2.3 ベクトルネットワークアナライザ (VNA)	23
3.3 タイヤの各構成要素が WPT に及ぼす影響	23

3.3.1	タイヤゴム（トレッド）が WPT に及ぼす影響	23
3.3.2	ベルトが WPT に及ぼす影響	25
3.3.3	全構成要素が WPT に及ぼす影響	25
<b>4</b>	<b>磁気回路を利用するタイヤ給電に関する検討</b>	<b>31</b>
4.1	ミニモデルを用いた実現可能性	31
4.1.1	実験装置の特性評価	31
4.1.2	結合係数向上に向けた受電コイルの配置	33
4.1.3	各コイルの理論的な最大効率	34
4.2	実現可能性に関する実験検証	35
4.2.1	共振コンデンサを接続した WPT システムの構成	35
4.2.2	VNA を用いた給電効率の測定	36
4.2.3	power analyzer を用いた給電効率の実測	36
4.3	相互インダクタンスのモデル化	37
4.3.1	磁気回路のモデル化と相互インダクタンスの導出	38
4.3.2	磁路形成による相互インダクタンスの測定	40
4.3.3	相互インダクタンスの理論値の算出	43
4.3.4	磁気回路モデルに関する検討	43
<b>5</b>	<b>路面からインホイールコイルへのタイヤ給電に関する検討</b>	<b>45</b>
5.1	炭素繊維強化プラスチック（CFRP）に関する一般論	45
5.2	ホイール素材が WPT に及ぼす影響	46
5.2.1	CFRP の形態による各パラメータの変化	46
5.2.2	従来のホイール素材と CFRP との比較	48
5.3	ホイールの電気伝導率に関する電磁界解析	48
5.3.1	モデルの作成	48
5.3.2	ホイールの電気伝導率が各パラメータに及ぼす影響	49
5.4	電力伝送実験	50
<b>6</b>	<b>総括</b>	<b>59</b>
	謝辞	61
	付録	63
	参考文献	68
	発表文献	73

# 目 次

1	世界の CO2 排出量 . . . . .	2
2	自動車の普及に関する推移（車種別） . . . . .	2
3	EV の電池搭載量と航続距離 . . . . .	3
4	EV への WPT の分類 . . . . .	4
5	モーターの搭載位置 . . . . .	4
6	WPT 方式の分類 . . . . .	6
7	本論文の構成 . . . . .	9
8	接触式走行中給電 . . . . .	11
9	非接触式走行中給電 [41] . . . . .	12
10	受電コイルをばね下に配置する先行研究 . . . . .	13
11	タイヤの構造 [43] . . . . .	14
12	スリップリングまたは中継コイルを利用するタイヤ給電 . . . . .	15
13	磁気回路を利用するタイヤ給電 . . . . .	16
14	インホイールコイルへのタイヤ給電 . . . . .	16
15	磁界共振結合における WPT 等価回路（SS トポロジー） . . . . .	20
16	コイル近傍の金属 . . . . .	20
17	渦電流損を導出する導電性物質のモデル . . . . .	21
18	WPT 評価装置 . . . . .	21
19	測定装置の配線 . . . . .	23
20	タイヤゴムの電気伝導率測定 . . . . .	24
21	ベルトの外観 (160×160 mm) . . . . .	25
22	タイヤゴムが WPT に及ぼす影響（縦軸：各物理量，横軸：部材の厚さ） . . . . .	27
23	給電効率の測定結果と理論的な最大効率との比較（タイヤゴム） . . . . .	28
24	ベルトが WPT に及ぼす影響 . . . . .	29
25	給電効率の測定結果と理論的な最大効率との比較（ベルト） . . . . .	30
26	給電効率の測定結果と理論的な最大効率との比較（全構成要素） . . . . .	30
27	測定時の WPT 評価装置外観 . . . . .	30
28	実現可能性の検証に用いるミニモデルの外観 . . . . .	32
29	ミニモデルに用いられるフェライト . . . . .	32

30	作成したソレノイドコイルの外観 . . . . .	32
31	送受電コイルのなす角度 $\theta$ . . . . .	33
32	送受電コイルのなす角度と結合係数の関係 . . . . .	34
33	各コイルの理論的な最大効率と結合係数との関係（赤線:KIV 線, 青点線:リッツ線）	34
34	共振コンを含む理論的な最大効率 . . . . .	35
35	共振コンデンサの外観 . . . . .	35
36	VNA を用いた効率の測定値 . . . . .	36
37	電力伝送実験の実測値と配線 . . . . .	37
38	磁気回路モデル . . . . .	38
39	$L_m$ 測定に用いるミニモデルの外観 . . . . .	40
40	相互インダクタンス $L_m$ と送受電コイルのなす角度 $\theta$ の関係 . . . . .	41
41	空気の磁気抵抗 $R_{air,i}$ の断面積 . . . . .	42
42	理論値と実測値の比較（赤丸：実測値，青バツ：直達項非考慮の理論値，緑三角： 直達項を考慮した理論値） . . . . .	42
43	理論値と実測値の比較（円形フェライトなし） . . . . .	43
44	CFRP の形態 . . . . .	47
45	CFRP の形態が WPT に及ぼす影響（縦軸：各物理量，横軸：部材の厚さ） . . .	52
46	従来のホイール素材と CFRP との比較 . . . . .	53
47	当研究室が所有する第三世代の車両 . . . . .	53
48	電磁界解析に使用するモデル . . . . .	54
49	妥当性検証に使用するモデル . . . . .	54
50	電磁界解析に用いるモデルの妥当性 . . . . .	55
51	ホイールの電気伝導率と各パラメータとの関係 . . . . .	56
52	電力伝送の実験系 . . . . .	57
53	実寸大のホイール . . . . .	57
54	電力伝送実験時の配線 . . . . .	58
55	各種ホイールによる損失 . . . . .	58
56	13.56MHz 用コイルの外観 . . . . .	64
57	タイヤゴムが WPT に及ぼす影響（13.56MHz，縦軸：各物理量，横軸：部材の厚さ）	65
58	ベルトが WPT に及ぼす影響（13.56MHz，縦軸：各物理量，横軸：部材の厚さ）	65
59	解析に使用するハーフモデル . . . . .	66
60	ホイールの重複率（受電コイルサイズ固定） . . . . .	66
61	ホイールの重複率（受電コイルサイズ可変） . . . . .	66
62	ホイールの重複率が WPT に及ぼす影響 . . . . .	67

# 表 目 次

1	各 WPT 方式の特長 . . . . .	6
2	各機関が行った実証実験の結果 [39] . . . . .	12
3	WPT 評価装置内の送受電コイルのパラメータ（共振コン未接続） . . . . .	22
4	WPT 評価装置内の送受電コイルのパラメータ（共振コン接続） . . . . .	22
5	測定に使用するタイヤゴム 4 種 . . . . .	24
6	各コイルのパラメータの測定結果 . . . . .	32
7	送受電コイルのなす角度 $\theta$ の下限 . . . . .	33
8	WPT 実験の測定条件 . . . . .	35
9	磁気抵抗の算出 . . . . .	41
10	CFRP の形態 . . . . .	46
11	メッシュの大きさ . . . . .	49
12	各物質の電気伝導率 . . . . .	50
13	第二世代用送受電コイルのパラメータ . . . . .	51
14	WPT 評価装置内の送受電コイルのパラメータ（共振コン未接続, 13.56MHz） . .	64

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 地球温暖化と電気自動車（EV）

2015 年に国連が「持続可能な開発目標（SDG s : Sustainable Development Goals）」を掲げ、持続可能な社会に向けた取り組みが盛んに行われている。数多くある社会課題の中でも、地球温暖化を含む環境問題への関心が各国で高まっている。地球温暖化の要因となる温室効果ガスのうち、CO<sub>2</sub> は地球温暖化に及ぼす影響が最も大きいとされている。

国際エネルギー機関（IEA:International Energy Agency）は 2016 年度における世界の CO<sub>2</sub> 排出量を示しており（Fig. 1）、輸送による CO<sub>2</sub> 排出が全体の 25 %、自動車起因の排出量は輸送による CO<sub>2</sub> 排出のうち 74 %を占めている [1]。また、日本でも輸送による CO<sub>2</sub> 排出が全体の 18 %、自動車起因の排出量は輸送による CO<sub>2</sub> 排出のうち約 90 %を占めている [2]。このため、近年では次世代自動車の普及など自動車における地球温暖化対策が求められている。

日本では CO<sub>2</sub> に関する政策として、2015 年に環境省の地球温暖化対策本部より「日本の約束草案」が提出された。これはエネルギーミックスを前提に、技術的課題や制約などを十分に考慮した実現可能な削減目標であり、2030 年度までに国内の CO<sub>2</sub> 排出量を 2013 年度比 26 %の削減を掲げている。また、2015 年にパリで開催された COP21 では「パリ協定」が合意され、産業革命以前の気温から 2℃以下の上昇に抑制することを目指して、各国が CO<sub>2</sub> 削減目標を掲げた。CO<sub>2</sub> 排出は、毎年約 2.5 %増加しているのが現状である [3]。2℃未満目標を達成するためには、運輸部門から 30 %近い CO<sub>2</sub> を削減する必要があることを考えると、CO<sub>2</sub> 排出量の増加をいち早く止め、大幅減少へと転じなければならない。これを受けて、北欧でガソリン車およびディーゼル車の販売を禁止する政策がとられたことを皮切りに、各国で自動車の電動化に向けた動きが活発となっている。電気自動車（EV:Electric Vehicle）の CO<sub>2</sub> 排出量は、発電時の排出を考慮してもガソリン車の 1/4 と言われており [4]、CO<sub>2</sub> 削減効果は非常に大きい。IEA が 2015 年に見積もった車種別の普及に関する推移（Fig. 2）によると、今後電気自動車の普及が進み 2030 年にはハイブリット車を含めると自動車全体の 52 %が電動化する見込みである。

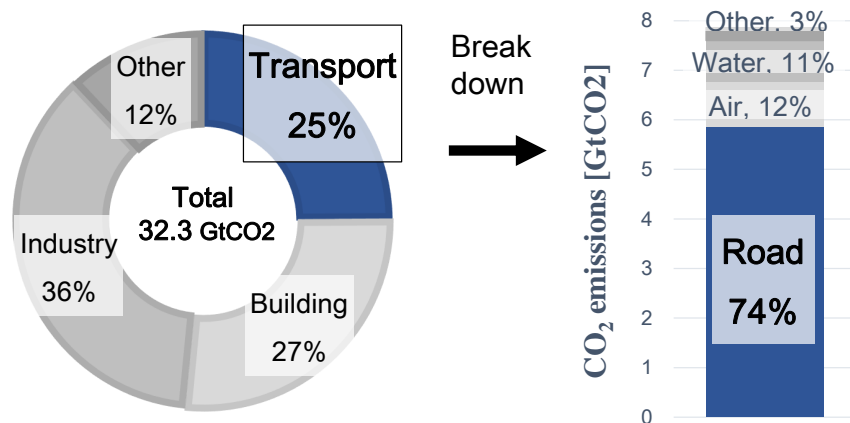


Fig. 1: 世界の CO2 排出量

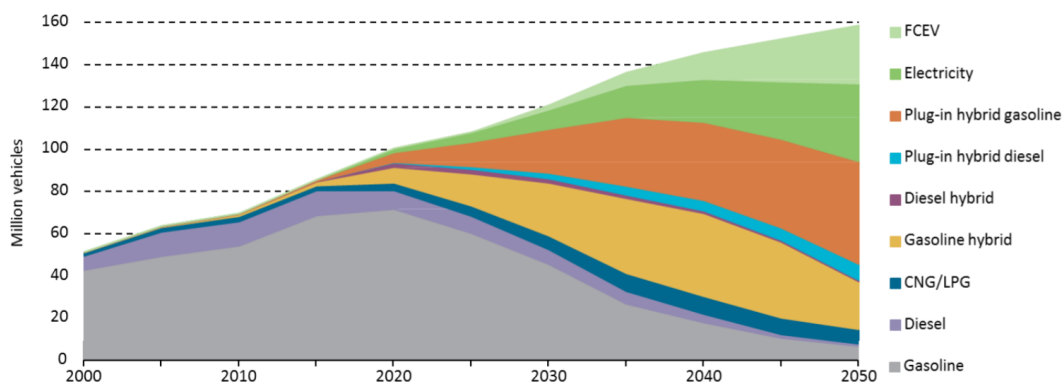


Fig. 2: 自動車の普及に関する推移（車種別）

## 1.2 ワイヤレス給電（WPT）の電気自動車への応用

### 1.2.1 電気自動車の課題と解決策

電気自動車には、ガソリン車と比べて環境負荷が低だけでなく、モータの持つ高い応答性を活かした車両運動制御により走行の安全性、快適性を高めることができるといった利点がある [5]。さらには、エネルギーミックスを目指す社会において、太陽光発電などの再生可能エネルギーによる発電電力がそのまま EV の動力源になる点も魅力である。一方で EV が抱える欠点として、航続距離が短い、充電時間が長い、充電場所が限られる等が挙げられる。特に航続距離が短いという点が EV の普及を妨げる大きな要因となっている。リーフを例に挙げると、EPA 航続距離は 300km 程度と、東京から名古屋の手前までしか旅行にいけない、それ以上の走行をする場合は旅先で充電が必要となる。この航続距離が短いという問題を解決するために、速度軌道の最適化 [6] やモータを効率的に駆動させる [7] など消費エネルギーの削減に向けた研究が行われているが、電池容量に制約がある以上改善には限界がある。そこで航続距離の問題を根本的に解決する方法として、現在以下の 2 つの方法が存在する。

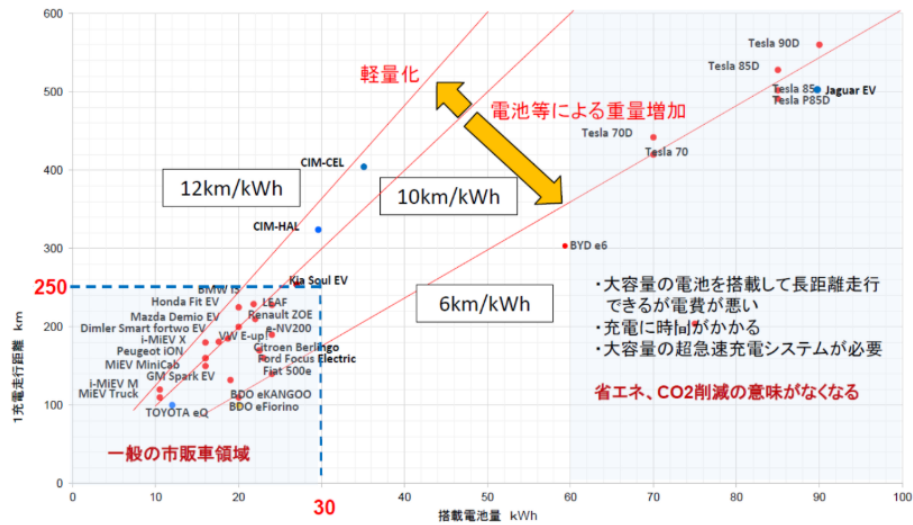


Fig. 3: EV の電池搭載量と航続距離

1. 搭載する電池の増量
2. 電気自動車へのワイヤレス給電（EV への WPT）

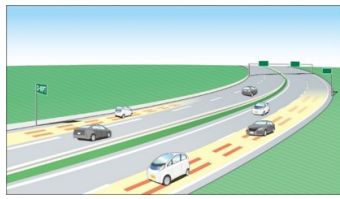
前者は電池を数多く搭載して航続距離の延長を図るものである。しかし、電池を過剰に搭載すると航続距離の延長が達成されるものの、重量の増加に伴って電費（1 Wh あたりに走行可能な距離）が低下する。ここで、EV の電池搭載量と航続距離の関係を Fig. 3 に示す。EV の電費と販売価格に見合った搭載電池量を考えると一充電走行距離は 250 km 程度が経済的限界であり、長距離走行を目指すには頻繁な急速充電が必要となる。中には Tesla のように電池の過剰に搭載することでガソリン車と同等の 500 km 以上走行可能な EV は存在するが、重量の増加に起因して電費は 6 km/Wh と低い値を示す [8]。これは充電時間およびコスト面で EV の普及のネックとなるだけでなく、CO2 削減という本来の目的から外れる。

後者は、道路から停車中および走行中の EV へ無線で電力供給することで、航続距離の延長を図るものである。送電設備（送電コイル、インバータなど）と受電設備（受電コイル、整流器、バッテリーなど）とをそれぞれ道路、EV に設置し、交流磁場を介して道路から EV へ電力が供給される。この方法は走りながら消費した分の電力が供給されるため、電池の搭載量は数 km から数十 km 走行できる必要最低限で充分となり、EV の低コスト化ならびに軽量化も期待できる。送電設備を道路に敷設するコストや人体への影響、そのほか技術的な課題も多く存在するが、CO2 削減が見込まれる方法として各国で研究が盛んに行われている。

### 1.2.2 EV への WPT の実装に関する検討

EV への WPT を社会実装するにあたり、最終的には全道路に実装されることが望ましいが敷設コストの問題から困難である。そこで段階的な実装を検討するために、EV への WPT は Fig. 4 に示すような走行中給電、準走行中給電、停車中給電に大別される。

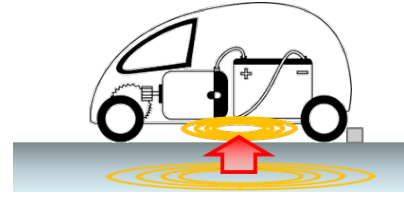




(a) 走行中給電

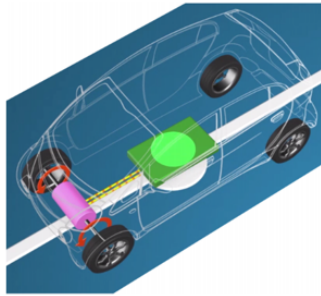


(b) 準走行中給電

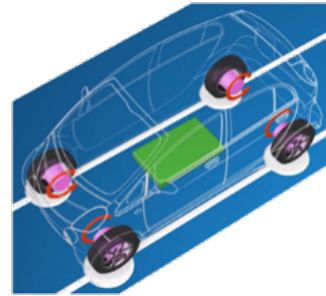


(c) 停車中給電

Fig. 4: EV への WPT の分類



(a) オンボードモータ方式



(b) インホイールモータ方式

Fig. 5: モーターの搭載位置

走行中給電は、その名の通り走行中の EV に対して無線給電を行うものであり、送電コイルの敷設場所として高速道路が検討されている。EV への WPT では、7kWh 以上の大電力伝送を想定するため漏洩磁界による人体への影響やコイル間に存在する金属異物の発熱が懸念される。高速道路では人が周辺におらず、物体が路面に落ちていない高速道路では早期の実装が可能である。送電コイルを敷設するコストは他機関の試算によると 1.5～3 億円/km であり、2000km の高速道路に適用しても 0.1～0.2 兆円である。

次に準走行中給電は、交差点や信号の手前といった停車時間の長い場所にコイルを敷設することで 1 コイルあたりの給電時間（給電量）の増加を図るものである。これにより敷設コストを格段に抑えることができる。神奈川県内の市街地一般道路にて取得した車両の走行データから試算すると、信号機の停止線前から 30m の区間で給電をすれば車載バッテリーの変化量を走行前後でほぼ零にすることができる。

最後に停車中給電は、停車中の EV に対して無線給電を行うもので、駐車場などへのコイル敷設が検討されている。停車中給電は走行中給電と比べると技術的な課題が少なく、国際標準化や商品化が進められている [9] [10]。一方で停車中給電の課題は走行中給電、準走行中給電でも課題となるため、早急に解決する必要がある。停車中給電の課題としては、異物検知などが挙げられる。

### 1.2.3 インホイールモータ方式への応用

インホイールモータ方式は近年展示会や研究会で注目されており、自動車業界各社で検討が進められていることから今後の社会実装が見込まれる。本節では「インホイールモータ方式」に関

して記述し、本方式に EV への WPT を適用する際の利点を述べる。

EV はモータの搭載位置によってオンボードモータ方式とインホイールモータ方式（IWM:In Wheel Motor）の 2 種類に分類される（Fig. 5）。前者はモーターなどの駆動系が車体に設置された方式、すなわちガソリン車の内燃機関の代わりにモータを配置した方式である。ガソリン車と同じ構成のためノウハウが多いという利点はあるものの、IWM と比べると運動性能が悪いという欠点がある。現在普及している EV は本方式である。

後者は駆動系を各輪に配置する方式である。前者と比較すると、各輪独立制御による運動制御性能の向上や駆動系部品削減による軽量化といった利点がある [11]。さらにダイレクトドライブによる高効率化も図ることができる。

また、ワイヤレス給電を IWM に適用する場合は以下のような利点がある [12]。

1. 車体バッテリーを介さないため高効率化が可能
2. 受電コイルをばね下に設置することでエアギャップの短縮が可能
3. 各輪へ給電するため 1 コイル当たりの出力を低減可能

受電コイルをばね下に配置することで、IWM までの配線を短縮できるうえに車体バッテリーを経由せずにモータへ電力供給が可能である。さらにサスペンションの影響を受けず走行時や人が乗り降りしている間もエアギャップが変動しないため、エアギャップの短縮が可能となる。また、受電コイルが 1 つであるオンボードモータ方式と比べると、同等の電力伝送を行う場合、1 コイル当たりの給電量を  $1/4$  にすることができる。以上の理由から、IWM へワイヤレス給電を行うことで給電効率の向上と漏洩磁界の低減が期待できる。

一方で、IWM には懸念も存在する。まず、ばね下重量の増加によって路面の段差等で上下振動が大きくなり乗り心地が悪化する懸念があるが、広く使用されているスカイフックダンパ制御を用いることで乗り心地が改善することが報告されている [13]。また、バッテリーは依然として車体に搭載されるため、バッテリーから IWM への電力供給には車体-ばね下間をつなぐ三相電力線を経由する必要がある。走行中に生じる屈曲や物体（小石など）との衝突によって断線する懸念がある。この耐久性の懸念に対して、車体-ばね下間をワイヤレス化することで解決が充分期待できる [12]。

## 1.3 ワイヤレス給電の分類

ワイヤレス給電には Fig. 6 に示すように、結合型（電磁誘導方式、磁界共振結合方式）と放射型（マイクロ波方式）に分類される。それぞれの分類で電力伝送の距離や給電効率などの特長が異なる。各方式の特長を Table 1 に示す。

電磁誘導方式は、送電コイルに交流電流を流すことで発生する交流磁場によって受電コイルに誘導起電力を発生させることで、ワイヤレスの電力伝送を行う。この方式は既に日常生活に応用されており、携帯電話のワイヤレス充電器もその一つである。電磁誘導方式による WPT はこれ

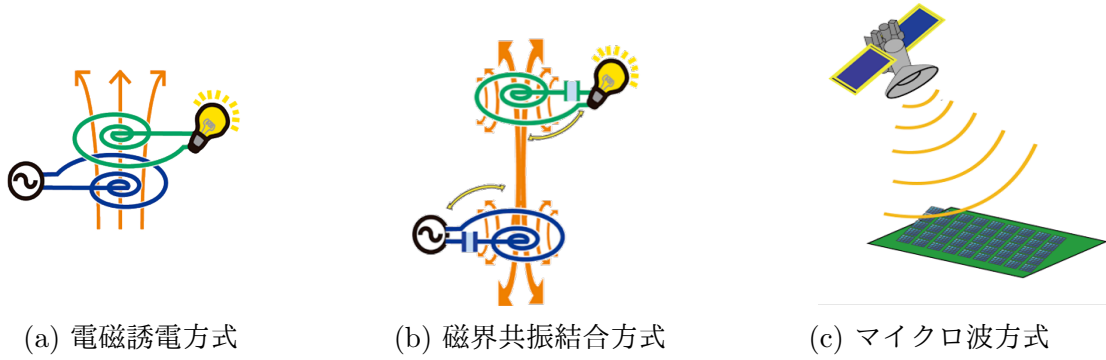


Fig. 6: WPT 方式の分類

Tab. 1: 各 WPT 方式の特長

	結合型		放射型
	電磁誘導方式	磁界共振結合方式	マイクロ波方式
Air gap	Very short(～several cm)	Short(～several m)	Very long(～several km)
Efficiency	High	High	Low
Misalignment	×	○	×

までに数多く開発されていたが、電力伝送が可能な距離が数 cm と短いため応用先は限定されていた。しかし、2007 年にマサチューセッツ工科大学（MIT）の研究者グループが、磁界共振結合方式を提案し、2 m の距離における電力伝送に成功した [14]。磁界共振結合方式は、電磁誘導方式の各コイルにコンデンサを接続することで LC 共振を発生させ、特定の周波数  $\omega_0$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1-1)$$

において数 m の電力伝送を可能とする。また、電磁誘導方式と比べて横方向の位置ずれがあっても高効率な電力伝送が可能といった特徴を持つ [15]。MIT の報告をきっかけに、電機自動車や体内埋め込み型の医療機器、RFID などあらゆる分野での応用が検討されるようになった [16]。なお、磁界共振結合方式には送電側/受電側コンデンサを直列 (Series) または並列 (Parallel) に接続することで、S-S(series-series), S-P(series-parallel), P-S, P-P の 4 種類の回路トポロジーが存在する。アプリケーションとして電気自動車を想定する場合、回路の対称性から双方向電力伝送に適していること、回路パラメータの変動がある程度許容できること [17] などの理由から、SS トポロジーを用いた研究が多く行われている。駆動周波数は SAEJ2954 に則り、85 kHz で動作させるのが主流である。

一方で放射型であるマイクロ波方式では、アンテナとマイクロ波を利用して電力伝送を行う。機器の小型化の要望やビームを絞る観点から数 GHz 帯で動作させるのが主流である。そのため給電効率は結合型と比べると低いものの直進性が強く、非常に長い距離での電力伝送が可能という特徴を持つ。とくに 10 m 以上の電力伝送の場合放射型が優位となる [18]。また、通信にも影響を及ぼさない。応用先のアプリケーションとしては、IoT デバイスの充電 [19] や宇宙太陽光発電ブ

ロジェクト [20] [21] などが検討されている。

## 1.4 EV への WPT が抱える課題

EV へのワイヤレス給電が抱える課題を停車中（定常状態）と走行中とに大別して記述する。一般に停車中の課題は走行中にも該当する。したがって早急に解決する必要がある。

まず停車中で生じる課題の一例を以下に記述する。

1. 異物検知 (FOD: Foreign Object Detection) [22]
2. 送受電コイルの形状 [23]- [25]
3. 送電コイルの埋め込み深さ [28]
4. 漏洩磁界の解析および抑制 [26] [27]

金属異物が給電中の送受電コイルの間に存在すると金属中に渦電流が生じ、それに伴う金属の発熱や給電効率の大幅な低下が問題となる。異物検知とは、コイル間に金属異物がある場合に給電を止める技術である。しかし、宙空の金属（ヨーグルトの蓋や玩具内の電池）や給電途中に入り込む金属異物に関しては検知が技術的に困難という現状である。

送受電コイルの形状はコイルの性能や給電効率、位置ずれに対するロバスト性にも影響するため、WPT システムを考える上で非常に重要である。EV への WPT では円形や長方形のスパイラルコイルが使用されることが多いが、DD コイルやソレノイドコイルを用いた検討も行われている。また、コイルの巻き数やピッチ幅によってコイルの性能は変化するため、コイル性能の向上にむけた研究は数多く行われている。

送電コイルを道路に敷設する際、埋め込み深さを検討する必要がある。敷設位置が深い場合、コイル間のエアギャップが大きいため給電効率の低下や漏洩磁界の増加を招く。一方で敷設位置が浅い場合、アスファルトの強度が低下し、磁界強化の目的でコイル裏に配置されるフェライトが破産する恐れがある。[28] ではコイルを地表から 80 mm の位置に敷設してアスファルトの強度を測定したところ、耐久性の低下が確認されている。また、アスファルトの誘電損失に起因する給電効率の低下も僅かながら確認された。今後最適な埋め込み深さを検討する必要がある。

EV への WPT について本格的な社会実装を考慮するにあたり、漏洩電磁界の影響を真剣に検討する必要がある。漏洩磁界が大きいと人体の発熱など健康への影響を引き起こす懸念がある。これを受けて、国際非電離放射線防護委員会 (ICNIRP) は国際標準規格として、3 kHz~10 MHz の周波数領域では 27  $\mu$ T という基準を定めている [29]。SS トポロジーではコイル間の結合が弱いと漏洩磁界が大きくなるため、この基準を満たす WPT システムの構築が求められる。

次に走行中で生じる課題の一例を記述する。走行中では給電中にコイル間の結合が変動するため、上記のほかにも様々な課題が存在する。走行中の車両が送電コイル上に来たことを検知する車体検知や送電側コイルの急激な立ち上げに伴う過渡応答の改善 [30]、回路トポロジーの改善および検討 [31] [32]、1 対多給電など、解決すべき課題は未だ多く存在する。

## 1.5 本研究の目的

本研究では新たな EV へのワイヤレス給電機構として「タイヤ給電」の提案を行い、実現可能性に関する基礎検討をはじめに、設計指針を決定する際に必要となる指標の作成を目的とする。なお、本研究は高効率かつ位置ずれに強い磁界共振結合方式の SS トポロジーを想定し、オンボードモータ方式と IWM 方式とのそれぞれに適用可能な範囲にとどめるものとする。

タイヤ給電は、受電コイルを車体に搭載する従来の構想とは異なり、常に地面に面している車輪を利用する構想である。そのためコイル間に金属異物が入り込む隙間は存在せず、異物検知に関する問題の解決が期待できる。また、受電コイルの搭載位置がばね下であるため送受電コイル間のギャップを短縮、一定に保持できることから、漏洩磁界の問題の解決と高効率化が可能と考えられる。提案するタイヤ給電の詳細は次章にて記述する。

## 1.6 本論文の構成

本論文の構成を Fig. 7 に示す。

第 2 章では、新たに提案する「EV の車輪を利用するタイヤ給電」について述べる。提案する 4 種類の構想をそれぞれ示し、その特徴や社会実装を考える際の課題について述べる。また、従来の給電方法である急速充電や接触式走行中給電、車体に受電コイルを搭載する走行中給電との比較を行い、タイヤ給電の優位性を示す。

提案するタイヤ給電では、「磁場がタイヤを鎖交する」という点が全構想において共通する。したがって、タイヤの影響により給電効率が大幅に低下する場合、提案する構想が成立しない懸念がある。そこで第 3 章では、実際に普及しているタイヤを用いて、タイヤが WPT に及ぼす影響を検証する。また、本論文中で用いる WPT の理論や測定装置、治具について記述する。

続く第 4 章と第 5 章では、4 種類のタイヤ給電構想のうち、技術的な観点から早期の社会実装が見込まれる 2 種類に対して行った研究について述べる。第 4 章では「磁気回路を利用するタイヤ給電」に関して記述する。まず、ミニモデルを用いて給電効率の観点から実現可能性を検証する。次に、設計指針の決定や設計時の性能評価の際に必要な相互インダクタンスのモデル化を行う。

第 5 章では、「インホイールコイルへのタイヤ給電」に関して記述する。まず、本構想で重要な役割を担う炭素繊維強化プラスチック（Carbon Fiber Reinforced Plastic : CFRP）について記述する。続いて、実現可能性の検討として CFRP を含むホイール素材が WPT に及ぼす影響を検証する。次に、構造や密度によって物性が変化する CFRP の作製時やホイール素材探索時の設計指標の作成を目指し、渦電流損ひいては給電効率に多大な影響を及ぼす電気伝導率に注目して「本構想成立のためにホイールの電気伝導率が満たすべき条件」を特定するために電磁界解析を行う。

第 6 章ではタイヤ給電について振り返り、本論文のまとめとする。

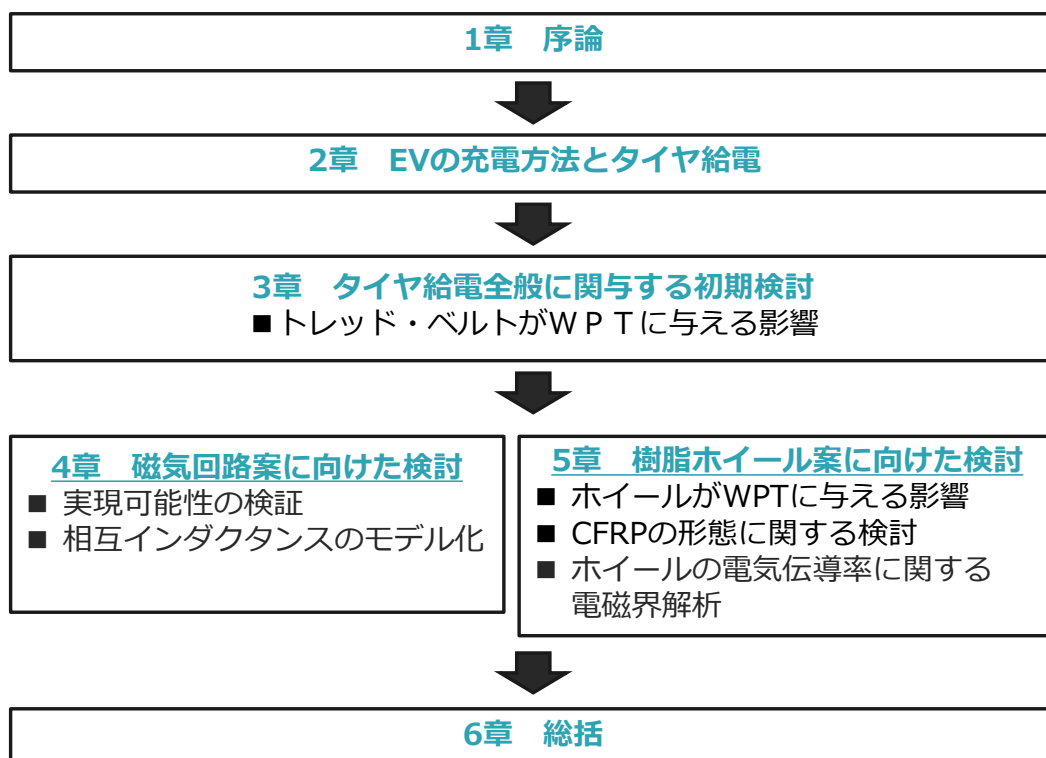


Fig. 7: 本論文の構成

## 第 2 章

# EV の充電方法とタイヤ給電

航続距離の問題とともに EV の普及を妨げる大きな要因として、充電時間の問題が挙げられる。現在、EV の充電には普通充電器（数 kW 程度）または急速充電器（50 kW）を用いるのが一般的である。普通充電器で日産リーフを空の状態から満充電にするには 8 時間程度の時間を要し、急速充電を使用した場合でも 40 分程度の時間を要する。一部の研究では、20 分程度まで充電時間を短縮する充電技術が報告 [34] [35] されているものの、ガソリン車と比べると未だ充分ではない。また、急速充電はバッテリーの劣化を加速させることからコスト面、環境面でも優位ではない。一方で走行中給電では、充電しながら走行するため充電時間の問題は解決される。すなわち、走行中給電は充電時間の観点において急速充電よりも優位である。

本章では、急速充電より優位性のある走行中給電について、実機試験が行われている先行研究を紹介する。その後、本論文がワイヤレス給電の新機構として提案する「タイヤ給電」に関して、従来の走行中給電に対する優位性やその給電機構の詳細を記述する。

## 2.1 走行中給電の先行研究

走行中給電は接触式と非接触式（ワイヤレス）とに大別できる。本節では接触式と非接触式 2 種（受電コイルの配置位置がばね上/ばね下）の計 3 種類に関する先行研究を紹介する。

### 2.1.1 接触式

まず接触式の走行中給電に関する実証実験について記述する。

本構想は非接触式と比べて損失が少ないため高効率かつ大電力の給電が可能である。一方で実装可能な区間が制限されることや雨天時および塩害による懸念が存在する。安全性や耐久性に関する検討が必要となる。接触式の走行中給電は、電力架線と車輦との接触点が車輦の上面、下面、側面の 3 種類に分けられる。





(a) 接触点：車輛の上面 [36]



(b) 接触点：車輛の下面 (Elways) [37]



(c) 接触点：車輛の側面 (Honda) [39]

Fig. 8: 接触式走行中給電

車輛上面からの接触給電は、2010 年にドイツにて「eHigh way」という名称で提案され、2016 年にはスウェーデン (Fig. 8(a)), 2017 年にはアメリカで実証試験が行われている [36]。これは鉄道のパンタグラフを想像するとわかりやすい。地上から約 5.15 m の高さに架線が位置するため、現在は大型車のみに対応した構造であり一般車への適用は検討されていない。

車輛下面からの接触給電は、路面電車と同様の給電方法であり、上面からのそれと比べると外観への影響が少なく幅広い車種への適用が可能である (Fig. 8(b), Elways) [37]。一方で接触点が小さいためコスト面は増加する [38]。これは上面からの接触給電の延長として存在する構造であり、スウェーデンにて実証試験が行われている。雪や氷がシステムの寿命や信頼性にどのような影響を及ぼすのか、また塩害や腐食が漏れ電流に及ぼす影響を検討する必要がある。

また、日本の Honda は Fig. 8(c) のようなガードレールからの接触給電を提案している。ガードレールは人が簡単に接触できるため安全性が懸念される。

### 2.1.2 非接触式（受電コイルの配置：ばね上）

次に受電コイルを車体（ばね上）に搭載する非接触式の走行中給電に関して、積極的に取り組む各機関を紹介し、その後各機関の実証実験の結果を表にて記載する。

この構想は、各国で盛んに研究が行われている分野であり、韓国の KAEST (Korea Advanced Institute of Science and Technology), アメリカの Utah 州立大学, ドイツの Bombardier など





(a) 外観



(b) 受電コイル

Fig. 9: 非接触式走行中給電 [41]

Tab. 2: 各機関が行った実証実験の結果 [39]

Institution	Input Power	Frequency	Air gap	Efficiency
KAEST(5G)	22 kW	20 kHz	200 mm	71 %
Utah	30–50 kW	20–140 kHz	250–380 mm	90 %
Bombardier	200–250 kW	20 kHz	85–100 mm	78–90 %

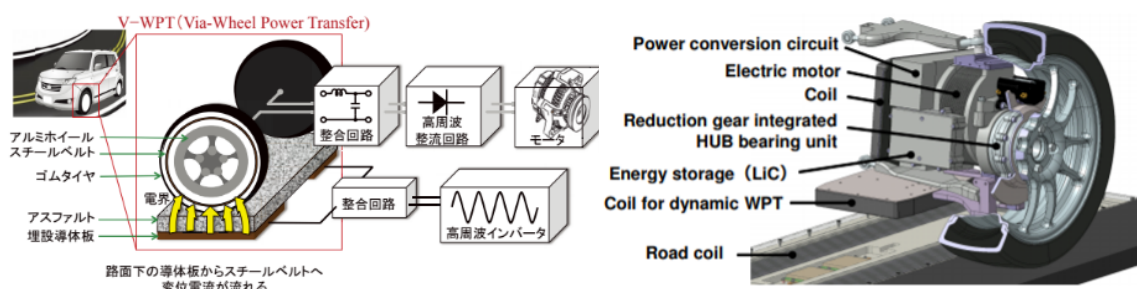
様々な研究機関で実証試験が行われている。KAEST では、2008 年ごろから走行中給電に関する研究に取り組んでおり、OLEV(on-line electric vehicle) という送受電コイルに関するコンセプトをバスや車、鉄道に適用し、それを発展させる形で研究を行っている。OLEV の第五世代までは 20 kHz での動作を想定していたが、第 6 世代では EV への WPT の国際標準規格である SAEJ2954 に則り 85 kHz での検討を行う。Utah 州立大学では、エアギャップを 35 cm、送電電力が 50 kW という EV および道路試験設備を建設中であり、今後その施設を利用した研究を行う。Bombardier は 2010 年以降、路面電車やバスに向けた WPT に関する研究を行っている。ドイツ内で多くの実証実験を行っており、参画した PRIMOVE プロジェクトでは路面電車への大電力伝送 (250 kW) を EMF の基準値を超えることなく達成したという実績もある [40]。

Table 2 に各機関が行った実証実験の結果をまとめる。

### 2.1.3 非接触式（受電コイルの配置：ばね下）

ばね下に受電コイルを配置する非接触給電の先行研究について記述する。ここで述べるばねとは車のサスペンションを意味する。受電コイルをばね下に設置する場合、ばね上設置と比べてエアギャップを短縮できるだけでなく、走行中や人の乗降時にもエアギャップを一定に保持できるという利点がある。すなわち高効率かつ安定した給電が可能となる。

ばね下、とくにタイヤを利用したワイヤレス給電の先行研究として、豊橋技術大学の大平先生らの研究がある [42]。これは Fig. 10(a) に示す通り、路面に設置するアルミ板とタイヤ内のスチールベルト、そしてホイールをコンデンサとして利用することで、電界結合方式による WPT を行うものである。しかし、電界結合方式の場合雨天時に誘電率変化に伴う共振周波数の変動や漏電、



(a) タイヤを利用した電解結合方式による WPT      (b) ばね下に受電コイルを配置する WPT

Fig. 10: 受電コイルをばね下に配置する先行研究

人体への危険等が懸念される。

また、当研究室ではばね下に受電コイルを配置し、その電力をそのまま IWM に供給する研究が行われている [12]。[12] で使用された第二世代の車輛はエアギャップが 100 mm と、Table 2 に示す従来の走行中給電と比較して小さく、給電効率は 94 % と高い。さらに、続いて開発された第三世代の車輛ではエアギャップを 50 mm まで短縮することに成功している。

## 2.2 タイヤ給電

漏洩磁界の抑制や異物検知等の停車中給電における課題は、走行中給電の課題にも該当するため早急に解決する必要がある。前述のとおり、受電コイルをばね下に設置する場合、ばね上に設置する従来の構想と比べてエアギャップの短縮が可能となり、それに伴い給電効率の向上および漏洩磁界の低減を図ることができる。また、常に地面と接するタイヤを利用することでコイル間に金属異物が入り込む隙間がなくなり、異物検知の問題も解決される可能性がある。

したがって、ばね下に受電コイルを配置し、加えてタイヤを利用する「タイヤ給電」は、漏洩磁界および異物検知に関する課題を解決する可能性が高い。さらに、高効率な給電も見込めることから、タイヤ給電は従来の構想と比べて優位性があるといえる。受電コイルをばね上に設置する従来の構想において、エアギャップを最低地上高である 90 mm 以下に設定することは法律上不可能である。しかし、最低地上高はばね下部品には該当しないこと、90 mm 以下の位置（ばね下）に部品が取り付けられた車輛が既に市販されていることを考えると、受電コイルが最低地上高以下に搭載されても問題ないと思われる。

本節ではタイヤの構造を述べた後、提案する 4 種類のタイヤ給電構想に関して記述する。

### 2.2.1 タイヤの構造

車輪はタイヤとホイールから構成される。Fig. 11 にタイヤの構造を示す [43]。以下ではチューブレスタイヤを想定する。タイヤは主にトレッド部、ベルト部、インナーライナー層、ビード部によって構成される。



Fig. 11: タイヤの構造 [43]

トレッド部は、路面と接する部分であり表面には溝が彫られている。このトレッドパターンによってスリップの防止や乗り心地の向上、騒音の軽減といった役割がある。また、トレッドゴムの組成によって転がり抵抗の低減や軽量化を図ることが可能であり、昨今では様々な組成のトレッドが普及している。

ベルト部は、トレッドとカーカスの間に円周方向に貼られた補強材であり、タイヤの受ける衝撃や負荷といった圧力に耐える役割がある。グラスファイバーやカーボンファイバーが使用された時期もあるが、現在では小型車から大型車までスチールベルトを用いるのが一般的である。航空機やカーレース等の一部分野では軽量化のために有機（ケブラー）ベルトを適用する場合もある。

インナーライナー層は、チューブレスタイヤのチューブにあたる部品で高密度ゴムをタイヤの内部に貼る事で空気圧の低下を抑える役割がある。

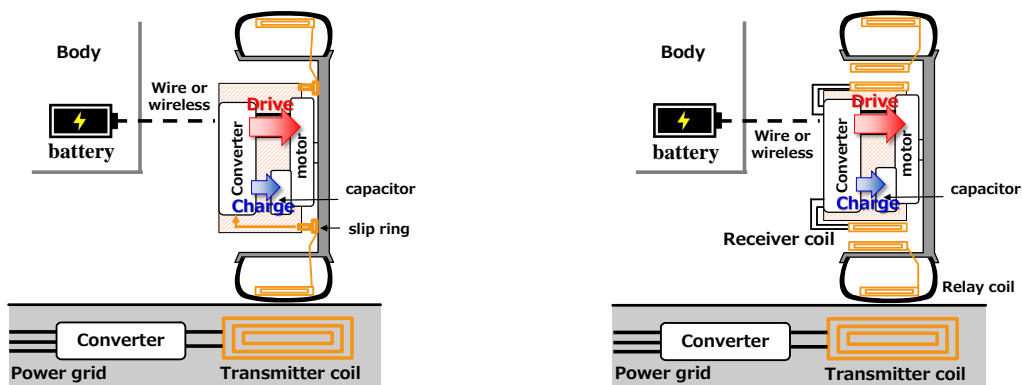
ビード部はタイヤとホイールをリム組した際に両者が接する部分である。これによりタイヤをホイールに固定し駆動力を伝えるとともに、空気が漏れないようにする役割がある。ビード部はビードワイヤと呼ばれるスチール線の束で構成されている。

## 2.2.2 提案する 4 種類の構想

本論文では以下に示す 4 種類の構想を提案する。

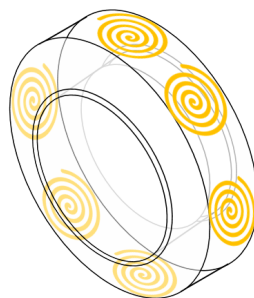
1. スリップリングを利用するタイヤ給電
2. 中継コイルを利用するタイヤ給電
3. 磁気回路を利用するタイヤ給電
4. インホイールコイルへのタイヤ給電

スリップリングを利用するタイヤ給電を Fig. 12(a) に示す。この構想において受電コイルはタイヤの内側に配置されるため、タイヤの回転とともに受電コイルも回転する。送受電コイル間のエアギャップを短縮するほど高効率および漏洩電磁界の低減が図れるため、Fig. 12(c) のように



(a) スリップリングを利用するタイヤ給電

(b) 中継コイルを利用するタイヤ給電



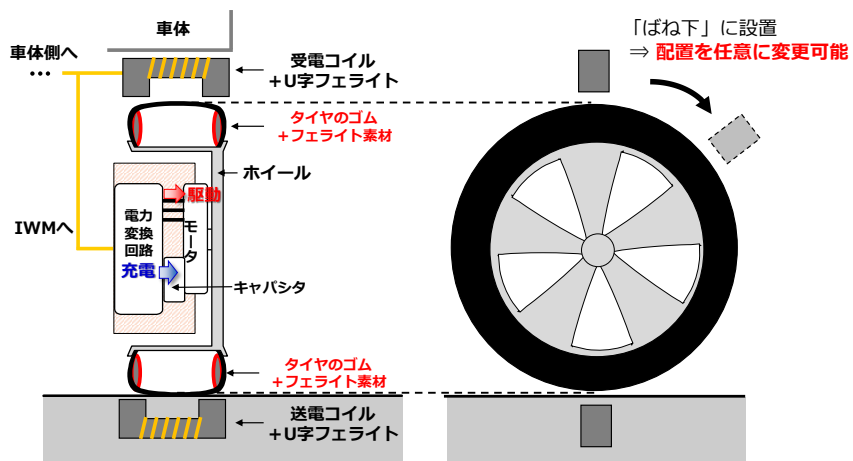
(c) タイヤ表面のコイル配置

Fig. 12: スリップリングまたは中継コイルを利用するタイヤ給電

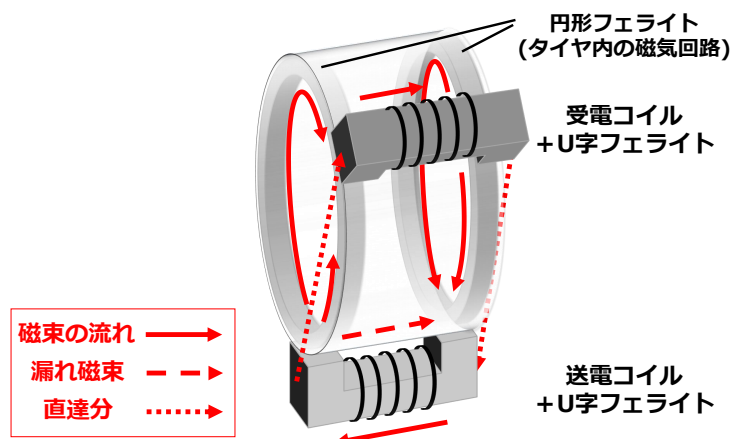
タイヤのベルト部付近に設置することが望ましい。送電コイルから受電コイルへ給電された電力は有線でホイール内に引き込み、回転体から軸へ送電する手法としてスリップリングを用いる。本構想の懸念として、スリップリングの摩耗や安全性が挙げられる。また、走行時のタイヤ内は大きな遠心力がかかり 100℃以上の高温となることから、コイルの耐久性、耐熱性に懸念がある。回転するタイヤ内の受電コイルにフェライトやコンデンサを配置可能か否か、フェライトレスの場合どの程度の給電効率が見込めるのか等を検討する必要がある。

中継コイルを利用するタイヤ給電は、スリップリングを用いる上記構想のスリップリングを中継コイルに置き換えるものである。スリップリングで挙げた懸念のほかに、中継コイルの個数や形状なども検討の余地が残る。

磁気回路を利用するタイヤ給電を Fig. 13 に示す。これは送受電コイルとフェライト材料を添加したタイヤを利用して磁気回路を構成する方法である。送電コイルを路面に、受電コイルをばね下に設置して WPT を行うもので、タイヤ内に構成される磁気回路により送受電コイル間の結合が強化される。すなわち、送電コイルから発生した磁束がフェライトコア、空気、タイヤに添加されたフェライトを経由して受電コイルを鎖交する。なお、送受電コイルとして U 字型フェライトコアを軸にしたソレノイドコイルを想定する。また、受電電力は、ばね下にモータがあるインホイールモータ (In-Wheel Motor: IWM) 方式の場合にはモータの駆動や蓄電機構の充電に使



(a) コンセプト



(b) 磁気回路の流れ

Fig. 13: 磁気回路を利用するタイヤ給電

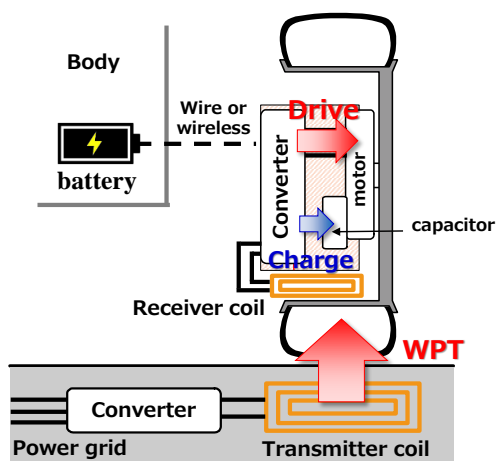


Fig. 14: インホイールコイルへのタイヤ給電

用され、オンボード方式の場合にはばね下から車体側へ送電後、車載バッテリーに充電される。

インホイールコイルへのタイヤ給電を Fig. 14 に示す。この構想は受電コイルをホイール内部に配置することで、路面からホイール内への給電を行う構想である。なお、ホイール内に配置する受電コイルは、走行時に回転しないことを留意する。従来ホイール素材として使用されるアルミや鉄は、渦電流に起因する発熱や給電効率の低下が予想され、ホイール内に受電コイルを設置する構想は困難であった。しかし、近年研究が盛んに行われている CFRP (Carbon Fiber Reinforced Plastic) をホイール材料として用いることで、給電効率の低下が軽減する可能性がある。CFRP ホイールは破壊時に周辺へ及ぼす影響が検証されていないため、現状では道路を走行することはできない。しかしカーレースでは使用されており、今後社会に普及する可能性がある。

スリップリングまたは中継コイルを利用する構想に関しては、コイルをタイヤ（ベルト）内に配置することがコイルおよびタイヤの強度の観点から困難なのが現状である。そこで本論文では、より早期の社会実装が見込まれる「磁気回路を利用するタイヤ給電」と「インホイールコイルへのタイヤ給電」との2種類に対して研究を行う。

## 第 3 章

# タイヤ給電全般に関与する初期検討

前述のとおりタイヤ給電にはいくつかの構想が検討されているが、全構想の共通点として「コイルから生じる磁場がタイヤを鎖交する」ことが挙げられる。したがって、タイヤが WPT に及ぼす影響はタイヤ給電の是非に直結するため、タイヤ給電の実現可能性を考えるうえで重要となる。タイヤは 1) トレッド部, 2) ベルト部, 3) インナーライナー層とで構成されており, 組成比や素材の違いによって多くの種類がそれぞれに存在する。本章では, はじめに WPT に関する一般論として, 高効率かつ位置ずれに強い SS トポロジーを想定してワイヤレス給電の理論式を導出する。その後, 測定に使用する治具や測定機器の仕様を記述する。最後に, タイヤの各構成要素が WPT に及ぼす影響を給電効率の観点から検討する。

### 3.1 WPT に関する一般論

#### 3.1.1 SS トポロジーにおける理論的な最大効率

本節では磁界共振結合方式の SS トポロジーに対して回路解析を行うことで, 給電効率の理論式を導出する。負荷抵抗  $R_L$  を接続した SS トポロジーの等価回路を Fig. 15 に示す。 $R, L, C$  はそれぞれコイルの抵抗, コイルのインダクタンス, コンデンサの静電容量であり, 下付き文字の 1,2 は送電側または受電側を表す。なお,  $L_m$  は相互インダクタンス,  $R_L$  は負荷抵抗である。共振角周波数  $\omega_0$  が

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (3-1)$$

を満たすときの回路方程式は,

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & j\omega_0 L_m \\ j\omega_0 L_m & R_1 + R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$



となり，(3-2) を基に効率  $\eta$  を求めると

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L) \left\{ (\omega_0 L_m)^2 + R_1 (R_2 + R_L) \right\}} \quad (3-3)$$

となる。(3-3) より効率は負荷抵抗  $R_L$  の関数となることがわかる。ここで  $\partial\eta/\partial R_L = 0$  を満たす(3-4) の負荷抵抗  $R_{L,\text{opt}}$  を適用すると，最大効率  $\eta_{\text{max}}$  は(3-5) となる [45]。

$$R_{L,\text{opt}} = \sqrt{R_2^2 + \frac{R_2(\omega_0 L_m)^2}{R_1}} \quad (3-4)$$

$$\eta_{\text{max}} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{\left\{ \sqrt{R_1 R_2} + \sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \right\}^2} \quad (3-5)$$

これを結合係数  $k$  および Q 値  $Q_i$  を用いて表すと

$$\eta_{\text{max}} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{\left( 1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \right)^2} \quad (3-6)$$

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3-7)$$

$$Q_i = \frac{\omega_0 L_i}{R_i} \quad (i = 1, 2) \quad (3-8)$$

となる。

ここで結合係数は，送受電コイル間の結合の強度を表す物理量であり，コイル間の位置ずれや透磁率によって変化する。また，Q 値は共振の鋭さを表す物理量であり，コイルの巻数 ( $L$  に影響) やピッチ幅 ( $R$  に影響)，コイル近傍に存在する物質の等価損失 ( $R$  に影響) に大きく影響を受ける。

### 3.1.2 コイル近傍の導電物質による影響

コイルから生じる磁束が金属等の導電性物質に鎖交するとき，物質中ではファラデーの法則に従い磁束を弱める方向に渦電流が生じる。この現象による損失は渦電流損と呼ばれる。渦電流損は直接測定することは困難であるが，コイルの内部抵抗に反映される。また，この物質の有無によって磁路が変化するため，コイルの自己/相互インダクタンスも変化する。このようにコイル近傍の物質によって送受電コイルの各パラメータが変動することは，Fig. 16(b) に示す等価回路が



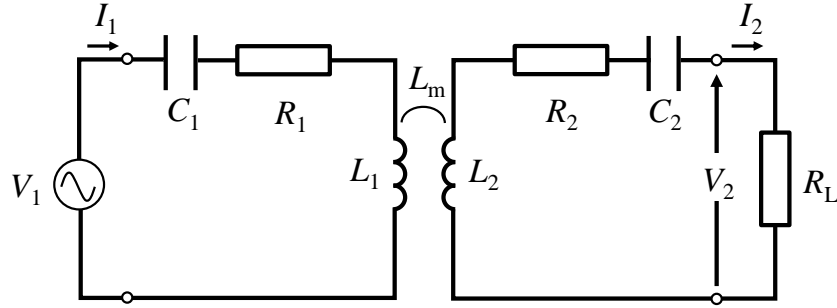


Fig. 15: 磁界共振結合における WPT 等価回路 (SS トポロジー)

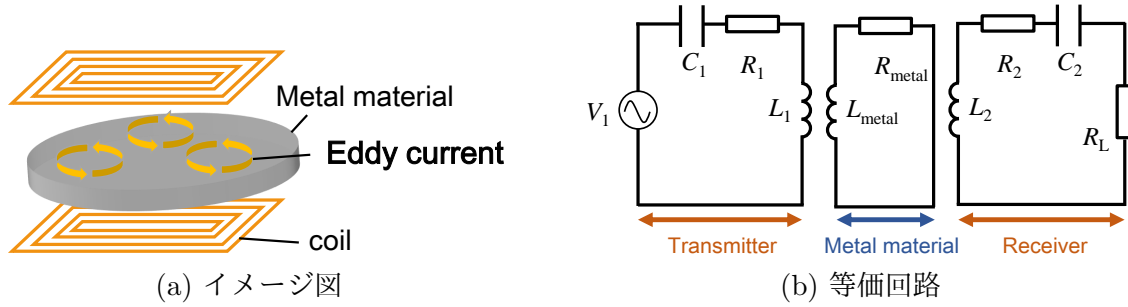


Fig. 16: コイル近傍の金属

らも分かる。

ここで渦電流損の理論式を導出する。磁場変化の周期性と近傍界における準定常状態を仮定すると、マクスウェル方程式より磁場  $H$  は (3-9) のように表現することができる。そして、空間を一次元とした場合、その解は (3-10) となり表皮効果を表現する式として知られている [44]。  $x$  は物質表面垂直方向の深さであり、表皮深さ  $\delta$  は磁場が物質表面を浸透する、すなわち渦電流が流れる深さである。

$$\nabla^2 H = \mu\sigma \frac{\partial H}{\partial t} \quad (3-9)$$

$$H = C \exp\left\{(1+j)\frac{x}{\delta} - j\omega t\right\} \quad (3-10)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (3-11)$$

上式を基に、Fig. 17 に示す厚さ  $h$  に対して直径  $D$  が充分大きい円盤の導電性物質を磁場に対して垂直に置いた場合、渦電流損  $P$  は

$$P = \left( \frac{D}{\delta} \frac{1}{\frac{\mu}{\mu_0} \frac{\sqrt{2}\delta}{D} + 1} \right)^2 \frac{\pi}{27} H_0^2 \sqrt{\frac{\mu\omega}{\sigma}} \left( \frac{D}{2} \right)^2 e^{-2j\omega t} \quad (3-12)$$

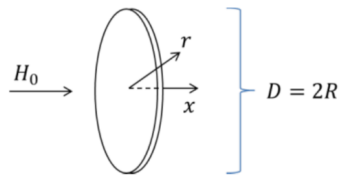
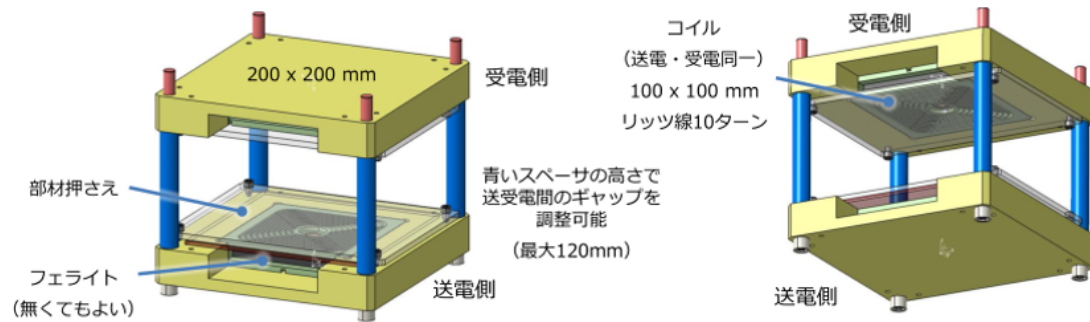
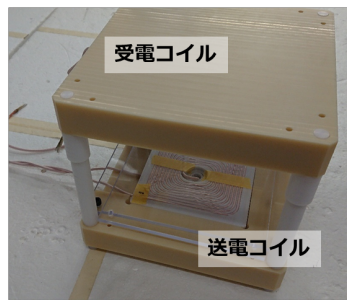


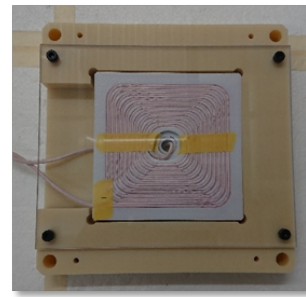
Fig. 17: 渦電流損を導出する導電性物質のモデル



(a) WPT 評価装置の概要



(b) WPT 評価装置の外観



(c) 送電/受電コイルの外観

Fig. 18: WPT 評価装置

と表せる [44]。したがって、高い電気伝導率を有する物質ほど、また、高周波、高透磁率であるほど渦電流損は大きい。定性的に言い換えれば、電気伝導率が高いほど物質中に渦電流が流れやすく、透磁率が高いほど磁気抵抗が低くなり、周波数が高いほど誘導起電力が大きくなる。

## 3.2 測定装置

本節では、タイヤがワイヤレス給電に及ぼす影響を検証するために使用する測定装置に関して、その測定原理と用途を簡単に記載する。

Tab. 3: WPT 評価装置内の送受電コイルのパラメータ（共振コン未接続）

	Transmitter	Receiver
size	100 × 100 mm	100 × 100 mm
Indactance $L$	18.9 $\mu\text{H}$	19.4 $\mu\text{H}$
Resistance $R_s$	42.3 m $\Omega$	43.5 m $\Omega$
Target frequency $f$	85.0 kHz	
Quality factor $Q$	239	231
Coupling coefficient $k$	$1.11 \times 10^{-1}$ (Air gap=45 mm)	

Tab. 4: WPT 評価装置内の送受電コイルのパラメータ（共振コン接続）

	Transmitter	Receiver
Indactance $L$	18.9 $\mu\text{H}$	19.4 $\mu\text{H}$
Resistance $R_s$	56.0 m $\Omega$	54.2 m $\Omega$
Resonance frequency $f$	81.9 kHz	
Quality factor $Q$	173	184
Coupling coefficient $k$	$1.11 \times 10^{-1}$ (Air gap=45 mm)	

### 3.2.1 WPT 評価装置の仕様

本測定は WPT 評価装置を用いて行う。WPT 評価装置は送電コイルと受電コイルとが向かい合わせに配置されており、その間に部材を挿入することで各部材が WPT に及ぼす影響を観測できる。WPT 評価装置の図を Fig. 18 に示す。送受電コイルは同一の形状であり、コイル間の距離は 5 mm 間隔で調整可能である。また、送受電コイルの表面には 5 mm のアクリル板が配置され、背面には磁束強化のためフェライト板（100 mm×100 mm×7 mm）を配置する。コイルの巻線には 0.05 mm<sup>2</sup>×5600 束のリッツ線を使用した。

WPT 評価装置に含まれる送受電コイルのパラメータを Table 3 に示す。表中の各パラメータの測定には LCR メータ（HIOKI IM3533）を使用した。なお、測定周波数は 85 kHz であり、共振コンデンサを未接続時の値であることを留意する。また、共振コンデンサを接続後における送受電コイルのパラメータを Table 4 に示す。表中のパラメータは VNA（Vector Network Analyzer, E5061B）のインピーダンスアナライザ機能を用いて測定した。

### 3.2.2 LCR メータ

WPT に関与するコイルのパラメータを測定するために LCR メータ（HIOKI IM3533）を使用する。LCR メータは測定対象に流れる電流と電圧を計測することでインピーダンス  $Z$  と  $\theta$  を求めており、そこから  $L, C, R$  といった測定パラメータを演算している。測定パラメータの演算式は、想定する等価回路が  $L$  (または  $C$ ) と  $R$  との直列等価回路か並列等価回路かによって異なる。一般的に、大容量のコンデンサや低インダクタンスなどの低インピーダンス素子（約 100  $\Omega$  以下）を測定する場合には直列等価回路が用いられ、低容量のコンデンサや高インダクタンスなどの高イ

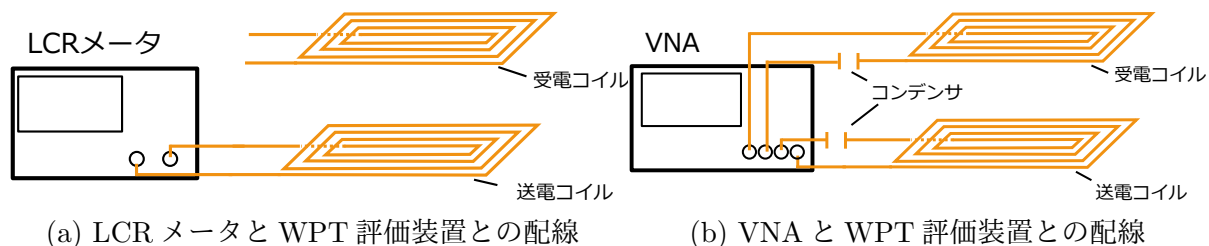


Fig. 19: 測定装置の配線

ンピーダンス素子（約  $10\text{k}\Omega$  以上）を測定する場合は，並列等価回路モードが用いられる。WPT の等価回路は，Fig. 15 に示すとおり直列等価回路を想定して測定を行う。

### 3.2.3 ベクトルネットワークアナライザ（VNA）

WPT の給電効率を測定するために VNA（Vector Network Analyzer, E5061B）を使用する。VNA は高周波分野における研究で広く使用されている。測定原理としては，ある入力信号に対する反射波および伝送波を計測することで反射係数  $S$  マトリクスを計算し，そこから給電効率や出力電力等の演算を行うものである。したがって，実際に電力を伝送しているわけではないため，磁気飽和などの影響が考慮されない点は留意する必要がある。VNA の特徴として，信号源と受信機両方を持つこと， $S$  を測定可能なこと，周波数特性が得られることなどが挙げられる [46]。

## 3.3 タイヤの各構成要素が WPT に及ぼす影響

タイヤは 1) トレッド部，2) ベルト部，3) インナーライナー層とで構成される。本節では，タイヤの各構成要素が WPT に及ぼす影響を給電効率の観点から検討するために，各構成要素を WPT 評価装置のコイル間に配置して，コイルのパラメータと給電効率とをそれぞれ測定する。コイルのパラメータを測定することで，理論的な最大効率が得られるだけでなく，磁場の流れやタイヤ内部の損失といった物理現象が間接的に観測可能となる。また，給電効率を測定することで，理論式から演算する効率よりも直接的に各構成要素が及ぼす影響がみられる。

### 3.3.1 タイヤゴム（トレッド）が WPT に及ぼす影響

Table 5 に示す 4 種類のタイヤゴムに対して測定を行う。表中の部材はブリヂストンからご提供いただいております，実際のタイヤトレッドに使用されるゴムと同質である。各部材は電気伝導率および  $\tan\delta$  の大きさが異なっている。電気伝導率が高いほど渦電流損が大きくなり， $\tan\delta$  が大きいほど，高周波で分極が追従できないため生じる誘電損失が大きくなると予想される。なお，Fig. 15 に示す電気伝導率は Fig. 20 に示す測定から得た値であり， $\tan\delta$  の値は Index 値，すなわち「Rubber1」を 100 としたときの相対値である。



Fig. 20: タイヤゴムの電気伝導率測定

Tab. 5: 測定に使用するタイヤゴム 4 種

	使用用途	$\tan\delta[-]$	電気伝導率 $[S/m]$
Rubber1	高燃費タイヤ用ゴム（乗用車）	100	$1.75 \times 10^{-2}$
Rubber2	低燃費タイヤ用ゴム（乗用車）	71	$9.22 \times 10^{-2}$
Rubber3	高燃費タイヤ用ゴム（大型車）	54	$1.54 \times 10^{-2}$
Rubber4	低燃費タイヤ用ゴム（大型車）	36	$1.01 \times 10^{-2}$

部材のサイズは一枚当たり  $160 \times 160 \times 2 \text{ mm}$  と、送電コイルよりも大きいため、送電コイルから生じる磁場は全て部材を鎖交する。したがって、送受電コイルは部材の影響を必ず受ける。また、WPT 評価装置のエアギャップは、当研究室が保有する試験車輛（第三世代）の  $50 \text{ mm}$  における結合係数である  $0.11$  と同程度とするため、 $45 \text{ mm}$  に設定した。なお、測定周波数は、国際標準規格である IEEJ2954 に則り  $85 \text{ kHz}$  とする。

まず、WPT 評価装置の送受電コイル間にタイヤゴムの複数枚配置し、WPT に関与する各パラメータを LCR メータで測定する。測定時の LCR メータおよび WPT 評価装置の配線を Fig. 19(a) に示す。本測定の際、共振によるインピーダンスの打ち消しを防ぐため、コイルに共振コンデンサを接続せずに測定を行う。また、相互インダクタンスの測定は電気学会方式 [47] を用いることとする。

各パラメータの測定結果を Fig. 22 に示す。図の横軸はタイヤゴムの厚さ、黒点線は送受電コイル間に何も無い状態での値を意味する。Fig. 22 より、タイヤゴムがインダクタンスや内部抵抗に及ぼす影響は、厚さや種類によらず非常に小さいことが分かる。したがって、 $85 \text{ kHz}$  においてタイヤゴムによる磁路の変化や誘電損失、渦電流損が非常に小さいことが判明した。

次に VNA（Vector Network Analyzer, E5061B）を用いて給電効率の測定を行う。測定時の VNA および WPT 評価装置の配線を Fig. 19(b) に示す。本測定の際は、共振時の給電効率を測定するために共振コンデンサを接続する。以下では、測定周波数はコイルの共振周波数である  $81.9 \text{ kHz}$ 、負荷抵抗  $R_L$  を効率が最大となる  $1.4 \Omega$  とした。

VNA を用いた効率測定の結果を Fig. 23(a) に、Rubber1 に関して (3-6) に各パラメータ測定の結果を代入することで得られる理論的な最大効率との比較を Fig. 23(b) に示す。図中の理論的な最大効率は、共振コンデンサの等価直列抵抗（ESR）を考慮した値である。Fig. 23(a) より、タイヤゴムの厚さおよび種類による給電効率の変動は、最大でも  $0.1 \%$  と測定誤差の範囲にとどまっ



Fig. 21: ベルトの外観 (160×160 mm)

ている。したがって、実際の電力伝送と同様の測定環境においても、タイヤゴムが給電効率に及ぼす影響が非常に小さいことが確認できる。なお、理論的な最大効率と比較すると3%の差異が生じているが、これは配線や接触抵抗による内部抵抗の増加が原因として考えられる。

### 3.3.2 ベルトがWPTに及ぼす影響

現在一般に普及しているベルトは、乗用車用タイヤに広く使用されるスチールベルトと航空機およびレーシング用タイヤに使用される有機ベルトとの2種類が主である。本試験では、この2種類のベルトに対して測定を行う。各ベルトで構成された2種類の17インチタイヤを160mm四方に裁断したもの、すなわちトレッド、ベルト、インナーライナー層に分解された部材をブリヂストンからご提供いただき、そのうちの「ベルト」を用いて試験を行う。(Fig. 21)。送受電コイルのサイズより大きいため、送電コイルから発生する磁場はベルトを鎖交する。そのほかエアギャップや測定周波数等は、前節の測定と同様である。

まず、WPT 評価装置の送受電コイル間にベルトを配置し、WPT に関与する各パラメータをLCR メータで測定する。測定の結果を Fig. 24 に示す。コイル間にスチールベルトを配置した場合とベルトが存在しない場合とを比べると、相互インダクタンス  $L_m$  が7.6%低下していること、内部抵抗  $R_1, R_2$  が著しく増加（それぞれ190%, 11%）していることが分かる。これはいずれも渦電流に起因する現象で、それぞれシールド効果、渦電流損による等価抵抗が表れている。なお、 $R_1$  が  $R_2$  よりも大きいのは、送電側コイルとスチールベルトとの距離が受電コイルとのそれと比べて短く、影響が顕著に表れているためである。一方で有機ベルトの結果に注目すると、 $L_m, R$  の変動が非常に小さいことが分かる。この結果から、スチールベルトでは渦電流損が生じ、有機ベルトではそれが非常に小さいことが示唆された。

次に VNA を用いた給電効率の測定結果を Fig. 25 に示す。この結果から、スチールベルトは7.2%の効率低下をもたらす一方で、有機ベルトによる効率低下は非常に小さいことが分かる。

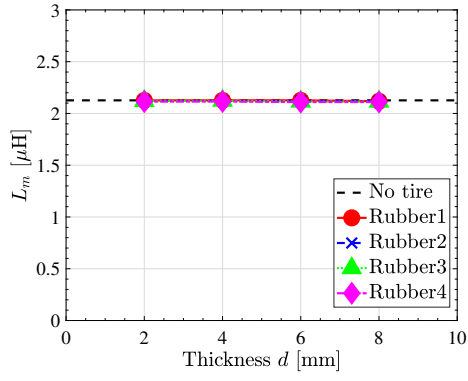
### 3.3.3 全構成要素がWPTに及ぼす影響

前節では、Fig. 21 に示す3パーツのうちベルト（有機/スチール）のみ用いた。本節では、3パーツ全てを重ねた状態で送受電コイル間に配置し、その時の給電効率を VNA で測定する。測定時

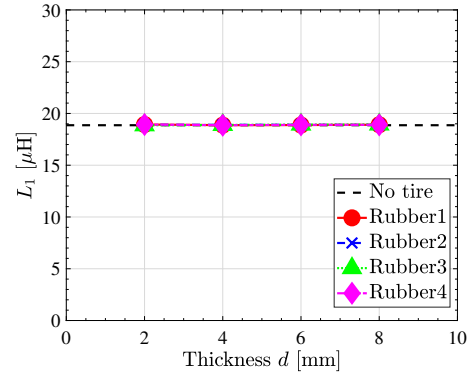
の外観を Fig. 27 に示す。なお、Fig. 21 中のトレッドは Table 5 の高性能タイヤ用ゴム（乗用車）と同質である。

VNA を用いた給電効率の測定結果を Fig. 26 に示す。ここで有機ベルトタイヤの測定結果に注目すると、タイヤの有無による給電効率の変化が非常に小さいことが分かる。したがって、トレッドと有機ベルトだけでなくインナーライナー層も効率の低下に寄与しない。一方でスチールベルトタイヤによる効率低下は 3.6 % と、スチールベルト単体をコイル間に配置した前節の結果よりも効率が低下していない。これはスチールベルトと送電コイルとの距離が影響している。本測定では、損失の大部分を占めるスチールベルトがトレッドの厚さの分送電コイルから離れるため、渦電流損が低下し、効率低下が抑えられる。

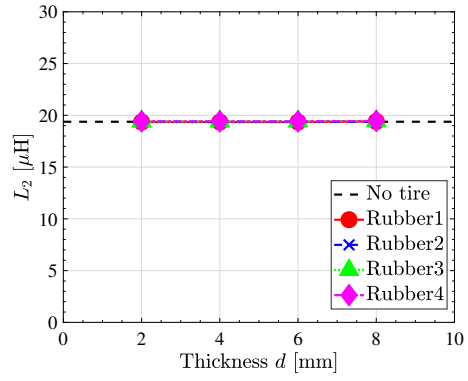
以上の結果から、タイヤのベルトに有機ベルトを用いることで、タイヤを構成する各要素は WPT を妨げないことが明らかとなった。



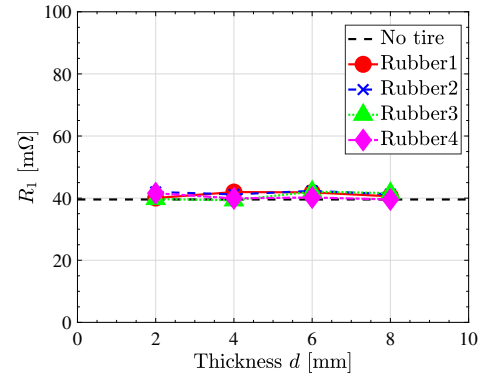
(a)  $L_m$



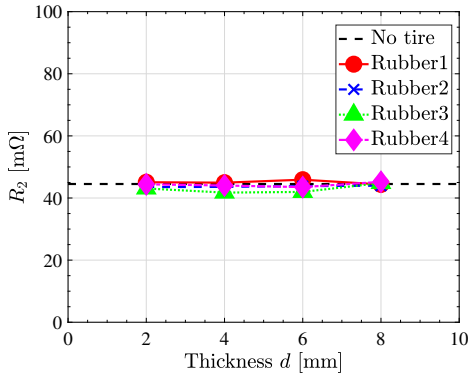
(b)  $L_1$



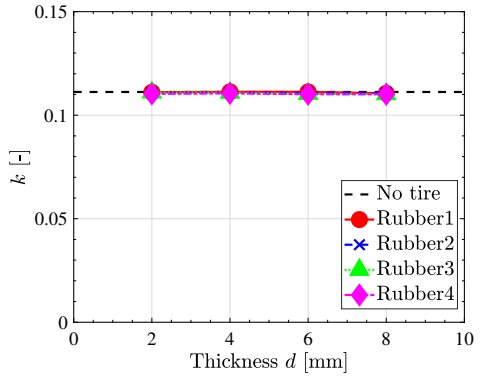
(c)  $L_2$



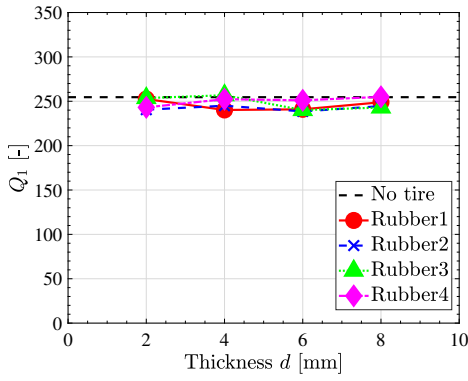
(d)  $R_1$



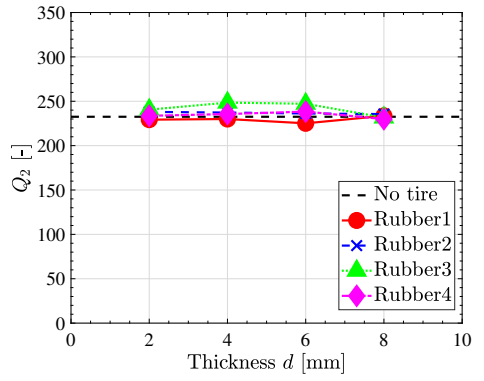
(e)  $R_2$



(f)  $k$



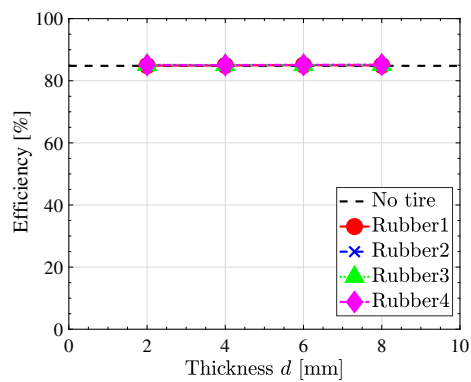
(g)  $Q_1$



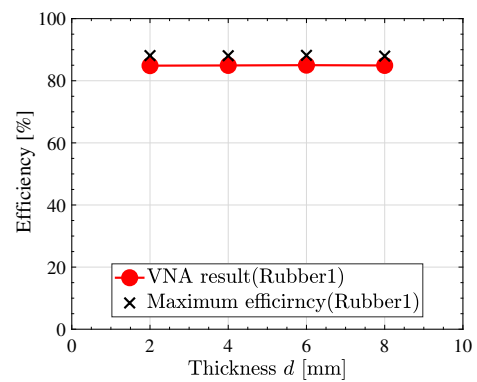
(h)  $Q_2$

Fig. 22: タイヤゴムがWPTに及ぼす影響（縦軸：各物理量，横軸：部材の厚さ）



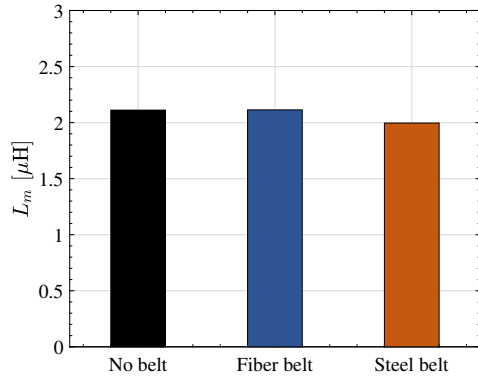


(a) VNA を用いた給電効率の測定結果

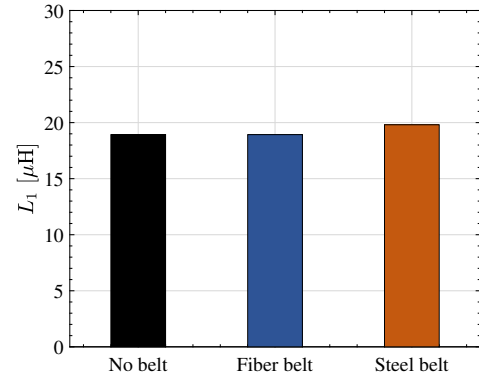


(b) 理論的な最大効率との比較 (Rubber1)

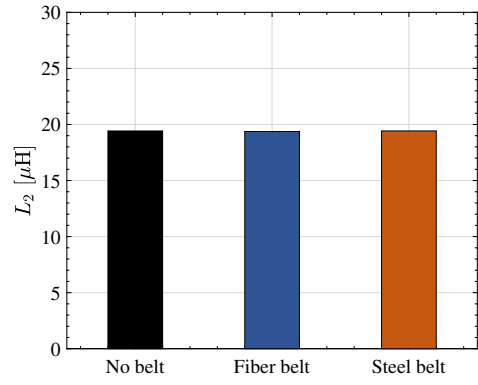
Fig. 23: 給電効率の測定結果と理論的な最大効率との比較 (タイヤゴム)



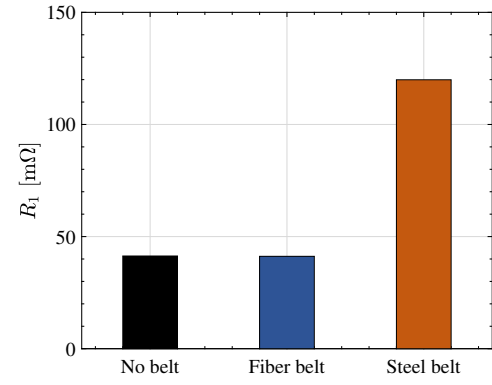
(a)  $L_m$



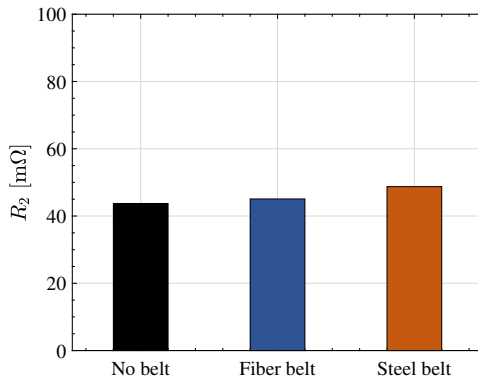
(b)  $L_1$



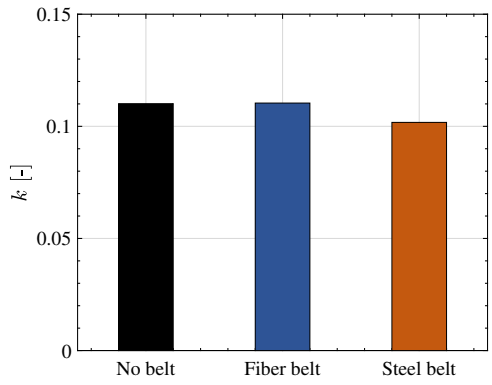
(c)  $L_2$



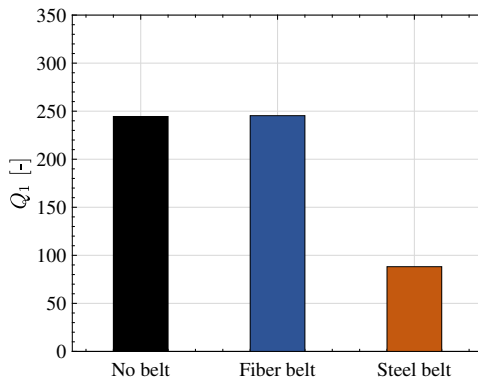
(d)  $R_1$



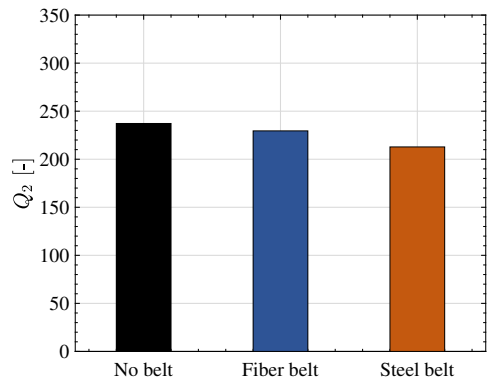
(e)  $R_2$



(f)  $k$



(g)  $Q_1$



(h)  $Q_2$

Fig. 24: ベルトがWPTに及ぼす影響

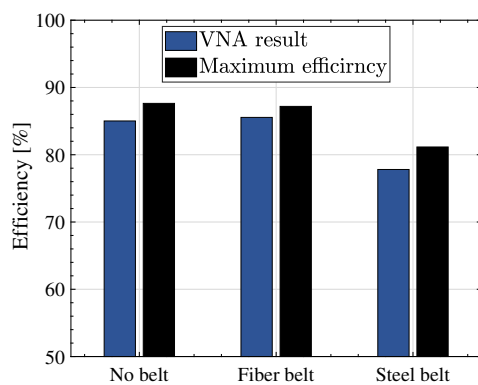


Fig. 25: 給電効率の測定結果と理論的な最大効率との比較（ベルト）

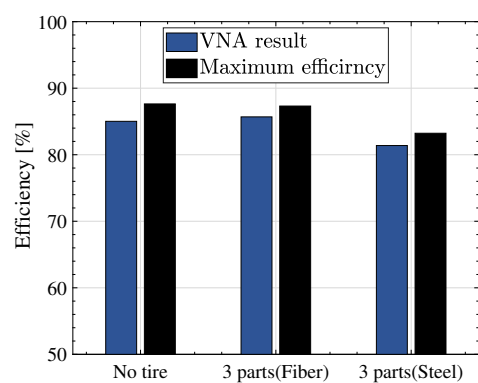


Fig. 26: 給電効率の測定結果と理論的な最大効率との比較（全構成要素）

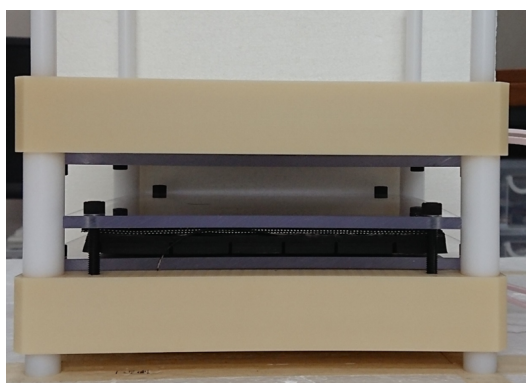


Fig. 27: 測定時の WPT 評価装置外観

## 第 4 章

# 磁気回路を利用するタイヤ給電に関する 検討

本章では，第 2 章にて提案したタイヤ給電の構想のうち，磁気回路を利用するタイヤ給電に関する検討を行う。本構想は送受電コイルとフェライト材料を添加したタイヤを利用して磁気回路を形成する。送電コイルを路面に，受電コイルをばね下に設置して WPT を行うもので，タイヤ内に構成される磁気回路により送受電コイル間の結合が強化される。タイヤ内にフェライトを配置する方法として，中子の使用やランフラットタイヤ，粉上のフェライトをタイヤに添加する方法が検討されている。はじめに，実現可能性を給電効率の観点から検討する。その後，本構想の実装するうえで重要となる相互インダクタンスのモデル化に関する検討を行う。本章で記載する内容は，いずれも 1/4 のミニスケールモデルを用いた検討である。

### 4.1 ミニモデルを用いた実現可能性

#### 4.1.1 実験装置の特性評価

本構想の実現可能性を，Fig. 28 に示すミニモデルを用いて検証する。磁路を形成するために，送受電コイルの軸に U 字型フェライト，タイヤ内の内側と外側に円形フェライトをそれぞれ配置する。各フェライトの寸法は Fig. 29 のとおりである。なお，円形フェライトとフェライトコア間のギャップは 2mm 程度で，共振周波数は SAE J2954 の規格に則り 85 kHz を想定した。

ミニモデルでの検討に当たり，一般的な KIV 線およびリッツ線を用いて送受電コイルを作成した。各コイルの巻き数は 9 巻 × 3 層であり，KIV 線には外径 1.5 mm の線を，リッツ線には素線 0.1 mm の 160 束を用いた。作成したコイルのパラメータを Table 6 に示す。各パラメータの測定には LCR メータ（HIOKI IM3533）を用いた。ここで，Table 6 の  $R$  および  $Q$  は，共振コンデンサを接続しない状態で測定した値である。

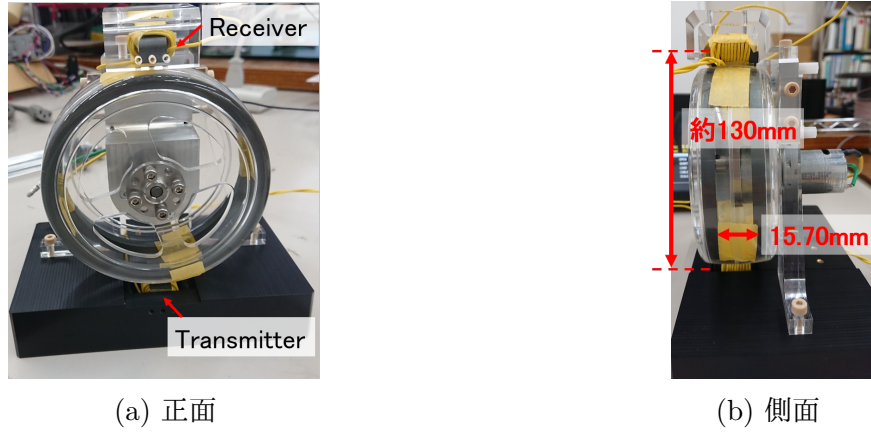


Fig. 28: 実現可能性の検証に用いるミニモデルの外観

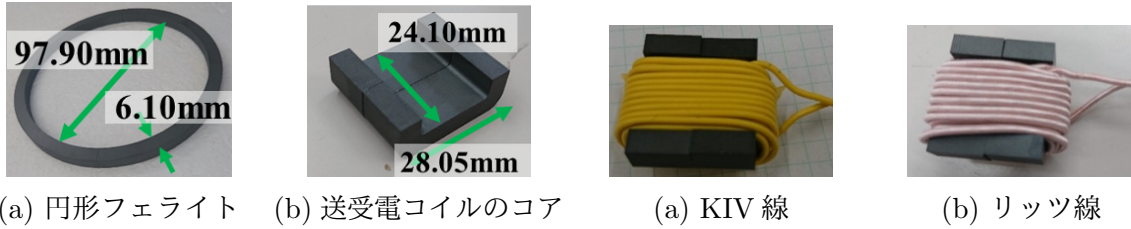


Fig. 29: ミニモデルに用いられるフェライト Fig. 30: 作成したソレノイドコイルの外観

Tab. 6: 各コイルのパラメータの測定結果  
(a) KIV 線

	Transmitter	Receiver
Inductance $L$	52.7 $\mu\text{H}$	52.2 $\mu\text{H}$
Resistance $R$	194 m $\Omega$	190 m $\Omega$
Target frequency $f$	85.0 kHz	
Quality factor $Q$	145	147
coupling coefficient $k$	$1.65 \times 10^{-2} (\theta = 180^\circ)$ $3.32 \times 10^{-2} (\theta = 60^\circ)$	

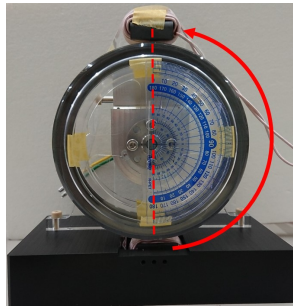
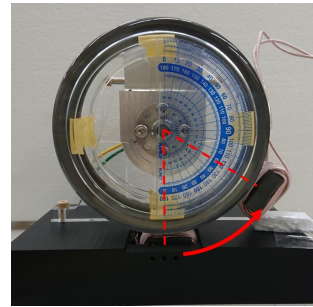
(b) リッツ線

	Transmitter	Receiver
Inductance $L$	49.2 $\mu\text{H}$	48.8 $\mu\text{H}$
Resistance $R$	82.4 m $\Omega$	81.5 m $\Omega$
Target frequency $f$	85.0 kHz	
Quality factor $Q$	319	320
coupling coefficient $k$	$1.68 \times 10^{-2} (\theta = 180^\circ)$ $3.35 \times 10^{-2} (\theta = 60^\circ)$	

Table 6 より, リッツ線の  $Q$  値は KIV 線と比べて 2 倍程度大きい値となった。これはリッツ線の方が高効率得られることを意味する。リッツ線は高周波における表皮効果を軽減するため, KIV 線よりも抵抗値が小さく, その結果  $Q$  値が大きくなるという知見に沿う。

Tab. 7: 送受電コイルのなす角度  $\theta$  の下限

マージン	17 インチ (タイヤ直径 : 628 mm)	20 インチ (タイヤ直径 : 680 mm)
0 mm	58.5 deg	56.0 deg
10 mm	60.6 deg	58.0 deg
30 mm	64.7 deg	61.9 deg
50 mm	68.7 deg	65.7 deg

(a)  $\theta = 180$  deg(b)  $\theta = 60$  degFig. 31: 送受電コイルのなす角度  $\theta$ 

#### 4.1.2 結合係数向上に向けた受電コイルの配置

本節では, Fig. 31 のように受電コイルの配置をタイヤに沿う形で変化させ, その時の結合係数を測定した結果を示す。なお, 結合係数は前節と同様の LCR メータを用いて測定した。前節で作成した二種類のコイルと, タイヤ内に設置する円形フェライトの有無とを変化させた計 4 とおりの状況について, 受電コイルの配置をタイヤに沿う形で変化させた時の結合係数を測定した。なお, タイヤを中心に送受電コイルがなす角度を  $\theta$  と定義した。また, 受電コイルの空間的な制約のため 60 deg 以下での測定は行っていない。

ここで送受電コイルがなす角度  $\theta$  の制約について, 実際のタイヤを想定して見積もる。受電コイルが縁石の高さ + マージン (150 mm + 0 mm ~ 50 mm) に接触しない  $\theta$  の条件を, プリウスのタイヤサイズである 17 インチ (タイヤ直径 : 628 mm) と 20 インチ (タイヤ直径 : 680 mm) とを想定して見積もりを行う。Table 7 に示す見積もりの結果から,  $\theta$  の下限が約 58 deg であった。したがって, 本測定の測定領域は妥当である。

送受電コイルのなす角度と結合係数の測定結果を Fig. 32 に示す。これより, タイヤ内の円形フェライトによって結合係数が向上していることがわかる。さらに, 空気の磁気抵抗が大きいと磁路長の変化に伴う磁気抵抗の変化が観測できないことが懸念されたが, 測定結果からは線種によらず磁路長の減少, すなわち (4-3) における  $\theta$  の減少に伴い結合係数が向上することが確認できる。

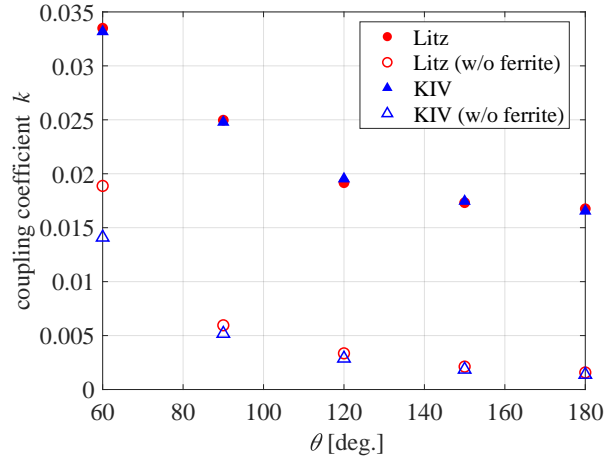


Fig. 32: 送受電コイルのなす角度と結合係数の関係

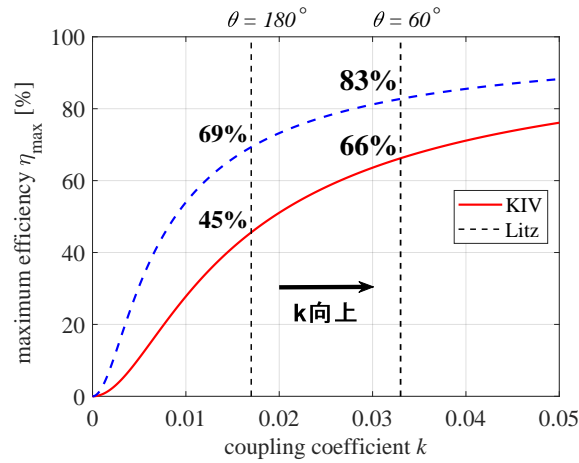


Fig. 33: 各コイルの理論的な最大効率と結合係数との関係 (赤線:KIV 線, 青点線:リッツ線)

#### 4.1.3 各コイルの理論的な最大効率

本節では Table 6 のコイルパラメータと Fig. 32 に示す  $k$  の測定結果を (3-6) に代入して各コイルの理論的な最大効率を求める。各コイルの理論的な最大効率と結合係数との関係を Fig. 33 に示す。

送受電コイルの配置を  $\theta = 180 \text{ deg}$  としたとき、給電効率は KIV 線が 45 %, リッツ線が 69 % となる。一方で結合係数を向上させた  $\theta = 60 \text{ deg}$  の場合、給電効率は KIV 線が 66 %, リッツ線が 83 % に達する。以上の結果から、高  $Q$  値のコイルが作成可能ならば、結合係数が 0.02 程度の小さい場合でも 70 % 程度の効率が見込まれ、受電コイルの配置による結合係数の向上によって 80 % 以上の効率が見込める。また、受電コイルを小型化すれば、 $\theta$  が小さい位置に受電コイルを配置可能になるためさらに  $k$  の向上が可能となる。同時に、コイル設計による  $Q$  値の最適化を行えば、90 % 以上の高効率が期待できる。

Tab. 8: WPT 実験の測定条件

	Transmitter	Receiver
Inductance $L$	49.2 $\mu\text{H}$	48.8 $\mu\text{H}$
Resistance $R$	162.7 m $\Omega$	157.4 m $\Omega$
Capasitance $C$	70.9 nF	71.1 nF
Resonance frequency $f_0$	79.8 kHz	
Quality factor $Q$	152	156
coupling coefficient $k$	$1.68 \times 10^{-2}$ ( $\theta = 180^\circ$ )	
	$3.35 \times 10^{-2}$ ( $\theta = 60^\circ$ )	

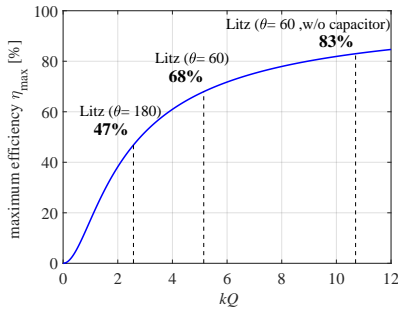


Fig. 34: 共振コンを含む理論的な最大効率

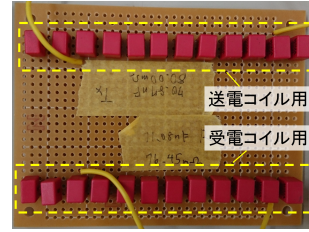


Fig. 35: 共振コンデンサの外観

## 4.2 実現可能性に関する実験検証

前述の実験装置を用いて、本構想の実現可能性に関する検証を最大効率の観点から行う。検証実験には KIV 線よりも高効率期待できるリッツ線で作成したコイルを用いる。

### 4.2.1 共振コンデンサを接続した WPT システムの構成

前章まではコイルのみのパラメータを用いたが、磁界共振結合方式で実際に WPT の検証実験を行うにあたり共振コンデンサを接続する必要がある。使用する共振コンデンサの外観を Fig. 35 に、共振コンデンサ接続後の各パラメータを Table 8 に示す。共振コンデンサには誘電損失が小さいポリプロピレンフィルムコンデンサを用いた。(3-6) と Table 8 から得られる共振コンデンサ接続後の理論的な最大効率を Fig. 34 に示す。

Fig. 34 より共振コンデンサの接続によって理論的な効率が低下しているが、これは共振コンデンサによる内部抵抗の増加に起因する。Table 6(b) と Table 8 の比較より、共振コンデンサの接続によって内部抵抗が 80 m $\Omega$  程度増加している。この値は全抵抗の 1/2 を占めるため、本測定ではコンデンサの接続が大幅な  $Q$  値および効率の低下を招いた。しかし、実物大の装置を考えると、ミニモデル以上にコイルは大きくなることが予想されるため、相対的にコンデンサ接続の影響は小さくなり、 $Q$  値および効率の低下が抑えられる。また、送受電側の共振周波数はともに 85.8 kHz であったが、ミニモデルに設置する際にそれぞれ 79.8 kHz に変化した。これはタイヤ内の磁気回路により各コイルの自己インダクタンス  $L_i$  が増加することが原因として考えられる。



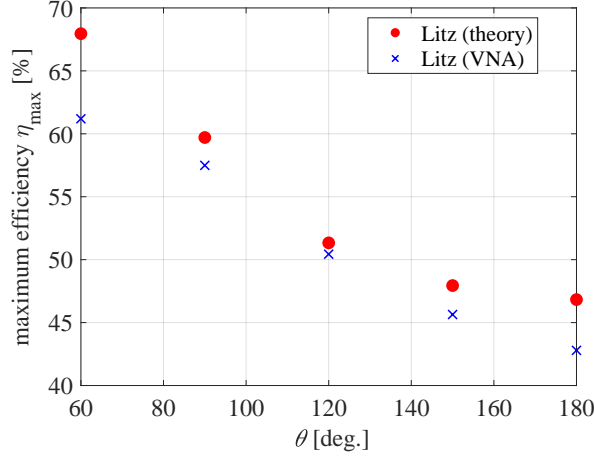


Fig. 36: VNA を用いた効率の測定値

#### 4.2.2 VNA を用いた給電効率の測定

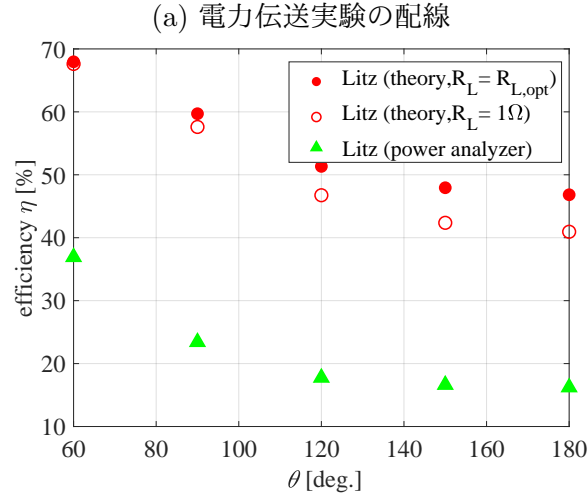
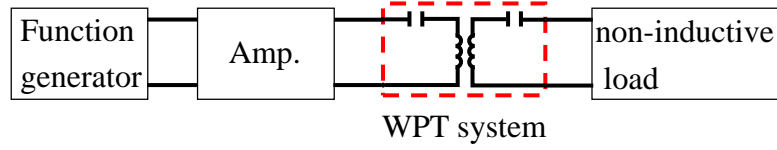
本節では、(3-6) より得られる効率の理論値と Vector Network Analyzer (VNA, Agilent Technologies E5061B) を用いた測定値とを比較する。Fig. 32 の結合係数と Table 8 の  $Q$  値から得られる理論値と VNA での測定値を Fig. 36 に示す。なお、VNA 測定における負荷抵抗は 79.8 kHz で効率が最大となるように設定した。

Fig. 36 より、VNA による測定値は理論値より低い値となったが傾向は一致した。また、受電コイルの配置角度  $\theta$  が大きいまたは小さい場合に理論値から外れる傾向が観測された。 $\theta$  が大きい場合の理論値と測定値の差異は、結合係数が小さいため、測定誤差が原因として考えられる。 $\theta$  が小さい場合は共振周波数が 79.8 kHz から変動した。そのために差異が大きくなった。この共振周波数の変動の原因として、送受電コイルの接近により各コイルの影響が強くなったため、自己インダクタンス  $L$  が変化したことが考えられる。変動後の共振周波数に周波数を追従させると、 $\theta = 60^\circ$  における理論値と測定値との差異は 6.8 % から 0.5 % まで低減した。このほか、差異の原因として測定誤差や周波数追従による最適負荷の変動の影響が考えられる。

#### 4.2.3 power analyzer を用いた給電効率の実測

本節では Power analyzer (Newtons 4th Ltd PPA5500) を用いて実際に電力伝送実験を行った結果を示す。なお、本実験は電波法 [48] に基づき 50W 以下の電力伝送を行っている。実験時は Fig. 37(a) に示すとおり Function generator (Tektronix AFG3021B), Bipolar amp. (NF HSA4010), Power analyzer, WPT システムとして本構想のミニモデル、無誘導負荷を配線した。送電側電圧 1 V とし、負荷抵抗は実際の送電を想定して最適負荷である  $0.5 \Omega$  付近から少し外れた  $1.0 \Omega$  を採用した。(3-3) から得られる、負荷抵抗  $R_L$  が最適負荷時および  $1.0 \Omega$  時の理論値と電力伝送実験の実測値を Fig. 37(b) に示す。

これにより実際の電力伝送実験でも送受電コイルのなす角度  $\theta$  を小さくすることで効率の向上が確認できた。また、 $1.0 \Omega$  での理論値と実測値を比較すると、傾向は一致したが効率の実測値



(b) Power analyzer を用いた効率の実測値

Fig. 37: 電力伝送実験の実測値と配線

は理論値よりも大幅に低下した。この効率低下の原因として配線による抵抗の増加が考えられる。本研究で用いる WPT システムは Table 8 に示すとおり、内部抵抗が非常に小さく、電力伝送実験を行うために必要な配線によって等価直列抵抗が Table 8 の 2 倍程度まで増加した。そのために  $Q_1 \Gamma Q_2$  が大幅に小さくなり、実測値が理論値を大きく下回ったと考えられる。今後はミニモデルでより正確な電力伝送実験を行う際に、コイルの巻数を増やし、相対的に配線の影響を低減するなどの工夫が必要となる。

### 4.3 相互インダクタンスのモデル化

前節までに本構想の実現可能性が充分期待できることが判明した。以下ではまた別の取り組みとして、本構想の簡易設計に向けた相互インダクタンスのモデル化を行う。

(3-6) からわかるとおり、コイルの  $Q$  値を既知とすると、結合係数  $k$  の値がわかれば理論的な最大効率  $\eta_{max}$  を算出することができる。また、(3-7) より結合係数は相互インダクタンスに依存することから、相互インダクタンスの導出はシステムの性能および特性を設計するうえで非常に有用である。一般に WPT システムの電磁作用の詳細な検討には、有限要素法による電磁界解析などが考えられるが、この手法は微小な寸法変更でも再度モデリングおよび計算を行う必要があるうえ、計算機の性能やオペレータの習熟度が求められる。そこで本節では、本構想に関する相互インダクタンスのモデル化を行う。これにより、有限要素法による電磁界解析の前段階に行う簡易的な検討を可能にすることを目指した。

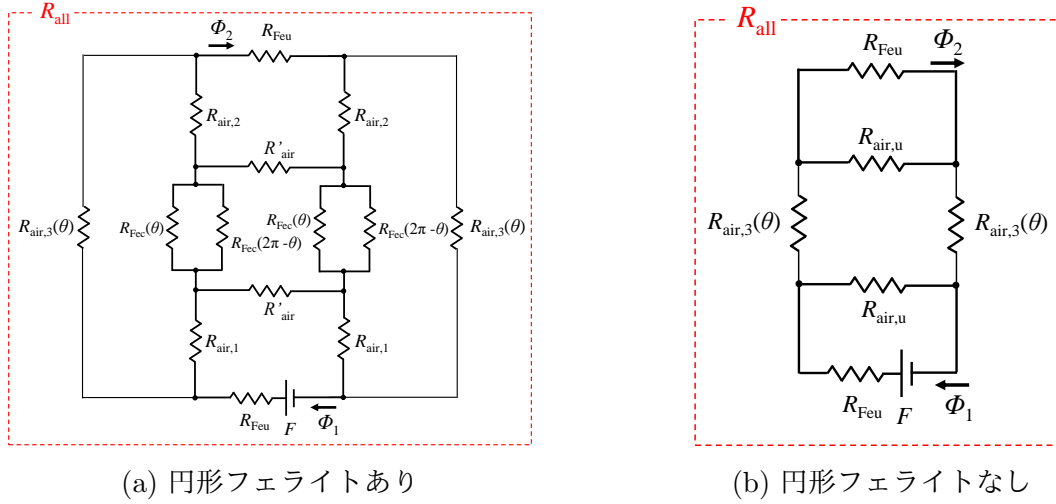


Fig. 38: 磁気回路モデル

以下では、本構想を模した磁気回路モデルを想定して相互インダクタンスの理論式を導出し、その理論式に各パラメータを代入した値と実測値とを比較することで、相互インダクタンスのモデル化を行った。

#### 4.3.1 磁気回路のモデル化と相互インダクタンスの導出

本節では、本構想を模した磁気回路モデルを基に相互インダクタンスの理論式の導出を行う。Fig. ??の構造において、タイヤ内に円形フェライトを配置した磁気回路モデルを Fig. 38(a) に、配置しない磁気回路モデルを Fig. 38(b) に示す。図中の  $R_{\text{Feu}}$ ,  $R'_{\text{air}}$ ,  $R_{\text{air,u}}$  はそれぞれ U 字型フェライト、円形フェライト間の漏れ磁束分、U 字型フェライトの漏れ磁束分の磁気抵抗であり、 $R_{\text{air,1}} \Gamma R_{\text{air,2}}$  はタイヤと送電コイル間、タイヤと受電コイル間の空気の磁気抵抗である。また、 $R_{\text{air,3}}(\theta)$  は送受電コイル間の直達項分、 $R_{\text{Fec}}(\theta)$  は円形フェライトの磁気抵抗であり、送受電コイルのなす角度  $\theta$  に依存する。磁気回路を流れる磁束  $\phi$  は起磁力を  $F$ 、磁気抵抗を  $R_m$  とすれば

$$\phi = \frac{F}{R_m} \quad (4-1)$$

で表される。また、磁気抵抗は一般に

$$R_m = \frac{l}{\mu A} \quad (4-2)$$

で表せる。 $\mu$  は透磁率、 $l$  は磁路長、 $A$  は磁路の断面積である。

ここで円形フェライトがある場合、受電コイルの配置をタイヤに沿って変化させると、円形フェライト部分の磁気抵抗が変化する。それを考慮して Fig. 38(a) における円形フェライトの磁気抵

抗  $R_{\text{Fec,all}}$  を計算すると

$$\begin{aligned} R_{\text{Fec,all}}(\theta) &= \frac{R_{\text{Fec}}(\theta)R_{\text{Fec}}(2\pi - \theta)}{R_{\text{Fec}}(\theta) + R_{\text{Fec}}(2\pi - \theta)} \\ &= \frac{\theta}{2\pi^2}(2\pi - \theta)R_{\text{Fec}}(\pi) \end{aligned} \quad (4-3)$$

となる。(4-3) より  $R_{\text{Fec,all}}$  は  $\theta = \pi$  で最大値となり、これと (4-1) から  $\theta$  が小さくなると送電コイルから受電コイルに流れる磁束が増加するため、相互インダクタンスの向上につながることを確認できる。

相互インダクタンスの理論式の導出を Fig. 38 の磁気回路をもとに行う。相互インダクタンスは一方から他方への励磁に起因するため、ファラデーの電磁誘導則より

$$L_m = \frac{N_1 N_2}{R_{\text{all}}} \frac{1}{K(R_m)} \quad (4-4)$$

$$\phi_1 = K(R_m) \phi_2 \quad (4-5)$$

となる。ここで  $N$  はコイルの巻き数で、下付き文字 1, 2 はそれぞれ送電側、受電側を表す。また、 $R_{\text{all}}$  は合成磁気抵抗、 $K(R_m)$  は  $\phi_1$  を  $\phi_2$  で表した時の係数であり、円形フェライトの有無により理論式が異なる。回路方程式から  $R_{\text{all}}$ ,  $K(R_m)$  を求めると、それぞれ以下のように磁気抵抗を用いた式で表せる。

(円形フェライトがある場合)

$$R_{\text{all}} = R_{\text{Feu}} + \left[ \frac{R_{\text{air},3}}{R_{\text{air},2}} \left\{ R' + \frac{R_{13}}{R_{12}} R'_{\text{air}} \right\} + R_{\text{Feu}} \right] \frac{1}{K} \quad (4-6)$$

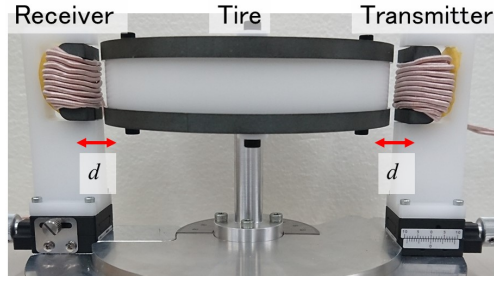
$$\begin{aligned} K(R_m) &= \frac{1}{R_{\text{air},1}} \left[ -R_{\text{air},2} + \frac{R + R_{\text{air},3}}{2R_{\text{air},2}} R' \right. \\ &\quad \left. + \frac{R_{13}}{R_{12}} \left\{ R_{\text{Fec,all}} + \frac{R'_{\text{air}}}{2R_{\text{air},2}} (R + R_{\text{air},3}) \right\} \right] \end{aligned} \quad (4-7)$$

$$R = R_{\text{air},1} + R_{\text{air},2} + R_{\text{Fec,all}} \quad (4-8)$$

$$R' = R_{\text{Feu}} + 2R_{\text{air},2} + R'_{\text{air}} \quad (4-9)$$

$$\begin{aligned} R_{12} &= 2(R_{\text{Fec,all}} + R'_{\text{air}}) + R_{\text{Fec,all}} R'_{\text{air}} \left( \frac{1}{R_{\text{air},1}} + \frac{1}{R_{\text{air},2}} \right) \\ &\quad + \frac{R_{\text{air}}'^2 (R + R_{\text{air},3})}{2R_{\text{air},1} R_{\text{air},2}} \end{aligned} \quad (4-10)$$

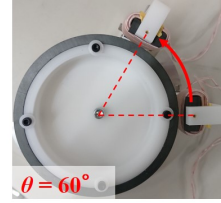
$$\begin{aligned} R_{13} &= -R'_{\text{air}} - \frac{R_{\text{Fec,all}}}{R_{\text{air},2}} R' + \frac{R_{\text{air},2} R'_{\text{air}}}{R_{\text{air},1}} \\ &\quad - \frac{R + R_{\text{air},3}}{2R_{\text{air},1} R_{\text{air},2}} R' R'_{\text{air}} \end{aligned} \quad (4-11)$$



(a) 側面



(b) 正面 ( $\theta = 180^\circ$ )



(c) 正面 ( $\theta = 60^\circ$ )

Fig. 39:  $L_m$  測定に用いるミニモデルの外観

(円形フェライトがない場合)

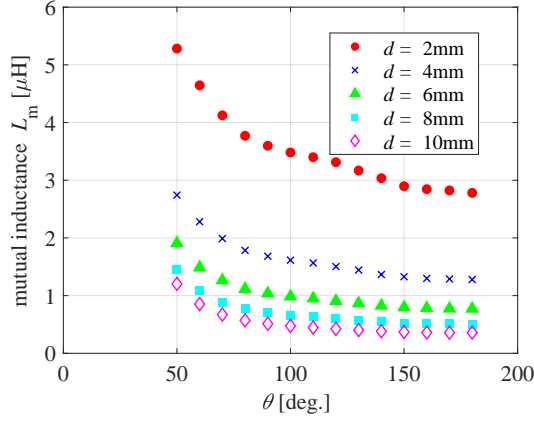
$$R_{\text{all}} = R_{\text{Feu}} + \frac{R_{\text{air,u}} \{ R_{\text{Feu}} R_{\text{Feu}} + 2R_{\text{air,3}} (R_{\text{Feu}} + R_{\text{air,u}}) \}}{R_{\text{Feu}} R_{\text{Feu}} + (R_{\text{Feu}} + R_{\text{air,u}}) (R_{\text{air,u}} + 2R_{\text{air,3}})} \quad (4-12)$$

$$K(R_m) = 1 + \frac{2(R_{\text{Feu}} + R_{\text{air,3}})}{R_{\text{air,u}}} + \frac{R_{\text{Feu}} R_{\text{air,3}}}{R_{\text{air,u}}^2} \quad (4-13)$$

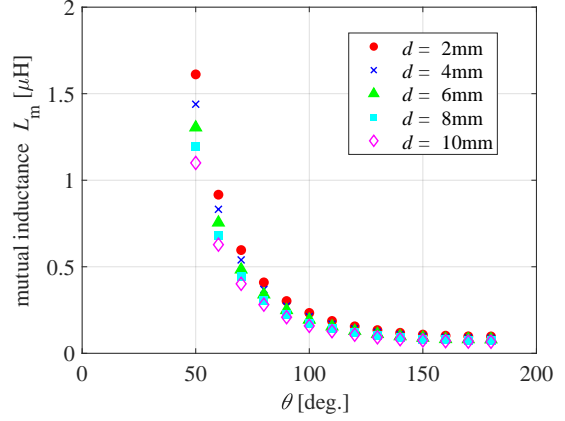
#### 4.3.2 磁路形成による相互インダクタンスの測定

磁気回路の形成と結合の強化の関係を検証するために、Fig. 39 に示すミニモデルを用いて相互インダクタンス  $L_m$  を測定する。Fig. 39(a) における2つの円形フェライトはタイヤを横にした状態を模しており、それぞれ取り外しが可能である。その両端にはU字型フェライトとリッツ線とで構成される送受電コイルが配置されており、Fig. 39(b), (c) のように送電コイルの位置を固定し、受電コイルの配置を変更することで送受電コイルのなす角度  $\theta$  が変更される。円形フェライトとU字型フェライト間の距離  $d$  および送受電コイルのなす角度  $\theta$  は、その変更部の目盛に応じて微調整可能である。なお、各フェライトを装置に固定する Fig. 39 中の白いパーツは樹脂素材から成り、各フェライトの寸法は Fig. 29 と同様である。本測定に用いた送受電コイルは、前節の Fig. 30(b) と同様である。

以下では  $d$  を変化させたときの  $L_m$  と  $\theta$  との関係を測定するとともに、円形フェライトの有無がもたらす磁路形成への影響を検証する。円形フェライトなしにおける  $d$  は、円形フェライトありにおける  $d$  と同一の配置とした。なお、相互インダクタンスの測定には LCR メータ (HIOKI IM3533) を用い、共振周波数は SAE J2954 の規格に則り 85 kHz を想定した。また、ミニモデルの構造上の制約から  $1\text{mm} \leq d \leq 11\text{mm}$ ,  $50^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$  の範囲で測定を行った。



(a) 円形フェライトあり



(b) 円形フェライトなし

Fig. 40: 相互インダクタンス  $L_m$  と送受電コイルのなす角度  $\theta$  の関係

Tab. 9: 磁気抵抗の算出

	空気 $R_{air,1} \Gamma R_{air,2}$	直達項 $R_{air,3}$	円形フェライト $R_{Fec,all}$	U字型フェライト $R_{Feu}$	漏れ磁束 (円形) $R'_{air}$	漏れ磁束 (U字型) $R_{air,u}$
比透磁率 [-]	1	1	3200	3200	1	1
断面積 $A$ [m <sup>2</sup> ]	$1.22 \times 10^{-4}$	$2.41 \times 10^{-4}$	$3.66 \times 10^{-5}$	$1.22 \times 10^{-4}$	$1.99 \times 10^{-3}$	$1.22 \times 10^{-4}$
磁路長 $l$ [m]	$l(d)$	$l(\theta, d)$	$l(\theta)$	$3.80 \times 10^{-2}$	$1.61 \times 10^{-1}$	$2.35 \times 10^{-2}$
磁気抵抗 [A/Wb]	$6.54 \times 10^6$ $\sim 7.19 \times 10^7$	$1.56 \times 10^8$ $\sim 4.36 \times 10^8$	$2.66 \times 10^5$ $\sim 5.55 \times 10^5$	$7.75 \times 10^4$	$3.21 \times 10^6$	$1.53 \times 10^8$

各  $d$  における  $L_m$  と  $\theta$  との関係を Fig. 40 に示す。(a) がフェライトありの場合、(b) がなしの場合での測定結果である。両者に共通する特徴として、 $d$  および  $\theta$  の減少に伴い  $L_m$  が向上することが挙げられる。

まず  $L_m$  と  $d$  との関係に関して両者を比較すると、 $L_m$  の値は円形フェライトありの場合のほうが常に大きいことが確認できる。また、 $d$  が小さいほどその差異は顕著となっており、特に直達項の寄与が小さい  $\theta = 180^\circ$  においても同様の特徴がみられる。したがって円形フェライトにより磁路の形成および結合の強化が達成されることが確認できる。

次に  $L_m$  と  $\theta$  との関係に注目する。 $\theta$  に依存する磁気抵抗は直達項  $R_{air,3}(\theta)$  と円形フェライト  $R_{Fec}(\theta)$  であることを考えると、Fig. 40(b) の結果から直達項の  $L_m$  への寄与は  $\theta$  が大きい場合にはほとんどなく、 $\theta$  が小さい場合においても最大で 1.6  $\mu\text{H}$  であることがわかる。また、これと Fig. 40(a) の結果より、 $d > 4\text{mm}$  において  $\theta$  の変化による  $L_m$  の向上は最大で 1.6  $\mu\text{H}$  程度、すなわち直達項が主なのに対して、 $d \leq 4\text{mm}$  では 1.6  $\mu\text{H}$  以上の向上を示している。すなわち、 $L_m$ - $\theta$  特性に円形フェライトによる寄与が表れる。この現象の要因としては、 $d$  の減少に伴って空気の磁気抵抗  $R_{air,1} \Gamma R_{air,2}$  がある一定値を下回ると、相対的に  $R_{Fec}(\theta)$  が大きくなるため  $\theta$  に対する感度が高くなり、その結果  $R_{Fec}(\theta)$  による寄与が顕著になると考えられる。

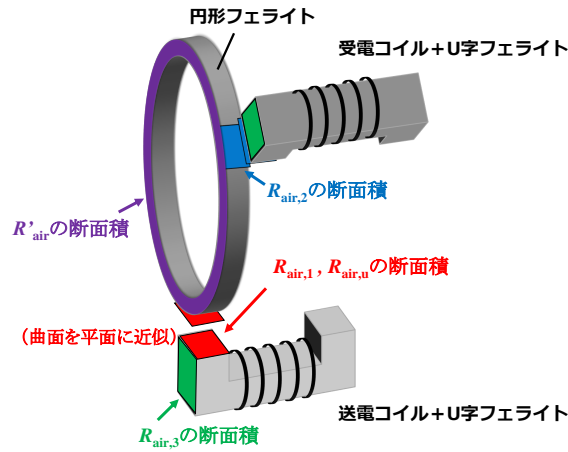
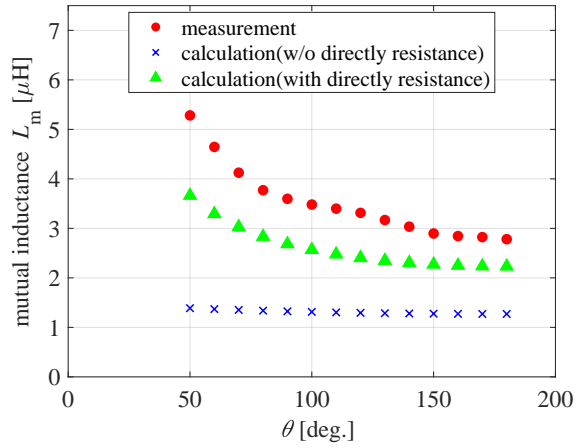
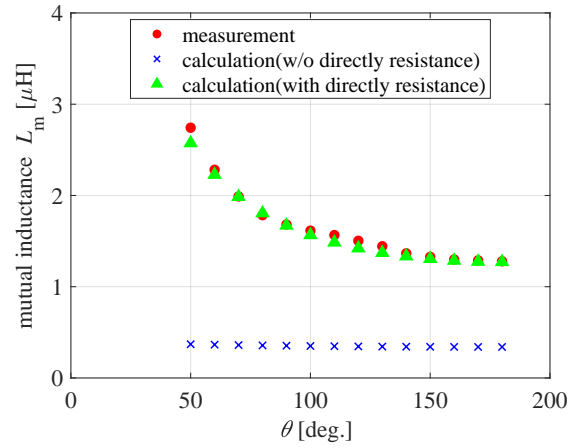


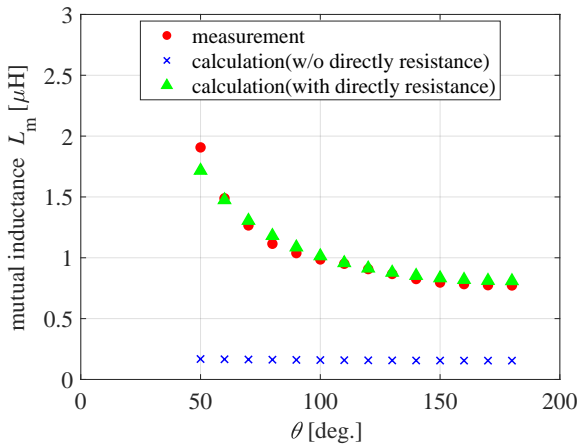
Fig. 41: 空気の磁気抵抗  $R_{\text{air},i}$  の断面積



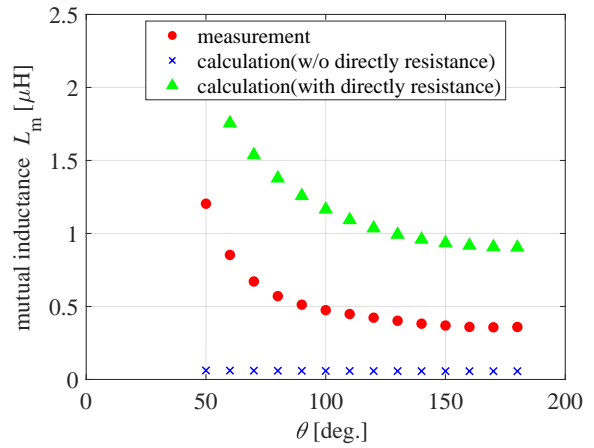
(a)  $d=2$  mm



(b)  $d=4$  mm



(c)  $d=6$  mm



(d)  $d=10$  mm

Fig. 42: 理論値と実測値の比較（赤丸：実測値，青バツ：直達項非考慮の理論値，緑三角：直達項を考慮した理論値）



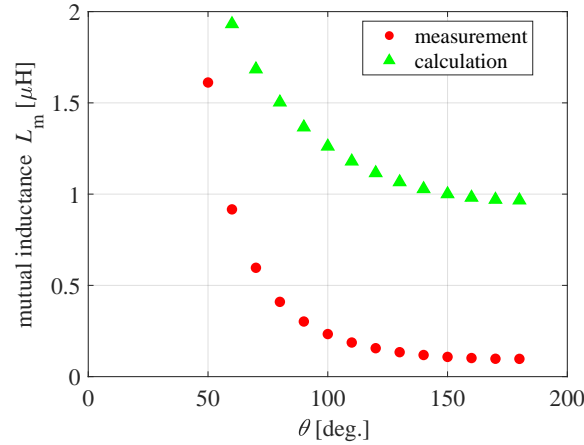


Fig. 43: 理論値と実測値の比較（円形フェライトなし）

### 4.3.3 相互インダクタンスの理論値の算出

本節では本構想の構造を磁気回路モデルで表せるか検証することを目的として、3章で示した磁気回路モデルに基づく相互インダクタンスの理論値の算出を行う。理論値は、磁束に用いるミニモデルの寸法などから得られる磁路長や断面積の値を(4-2)に代入することで磁気抵抗を算出し、それらを(4-4)に代入して相互インダクタンスを算出する。ミニモデルのFig. 38中の各磁気抵抗の計算結果および算出に用いられるパラメータをTable 9に示す。

空気中では磁束が等方的に広がることを考えると、空気の磁気抵抗の断面積を定義することが困難である。ここで本稿における空気の磁気抵抗の磁路長や断面積の取り扱いを記述する。空気の磁気抵抗の断面積として用いる箇所をFig. 41に示す。 $R_{air,1}$  および  $R_{air,2}$  の断面積は、円形フェライトの曲面を平面に近似することでU字型フェライトのそれを適用する。 $R_{air,3}$  の磁路長には各 $\theta, d$ ごとに幾何学的に計算した送受電コイルを結ぶ直線距離を用い、断面積にはFig. 41の緑部分で示すU字型フェライトの側面部を用いた。なお、 $R_{air,u}$  の断面積としてU字型フェライトのそれを適用した。円形フェライトがある場合は、漏れ磁束がそちらへ流れ込むと考えられるため $R_{air,u}$  を無視した。

### 4.3.4 磁気回路モデルに関する検討

本節では前述で得られた相互インダクタンスの理論値と実測値とを比較することで、Fig. 38に示す磁気回路モデルの妥当性を検証する。

円形フェライトありのモデルにおける円形フェライトと送受電コイル間の距離 $d=2,4,10$  mmでの理論値と実測値をFig. 42に示す。図中の青プロットは直達項を考慮しない理論値、すなわち $R_{air,3}$  を無限大に飛ばした場合の理論値であり、円形フェライトを介した磁路による $L_m$ を表す。まず、直達項を考慮しない理論値に注目すると、 $d=2$  mmで実測値の半分にも満たない値を示しており、 $d$ の増加に伴い両者の差異は顕著となることが分かる。しかし、 $\theta$ が大きい場合は直達項による寄与が非常に小さいというFig. 40の測定結果を踏まえると、 $\theta$ が $180^\circ$ 付近では理論値が



実測値と良い一致を示すのが妥当である。この差異の原因として、理論値を算出する際に用いた  $R_{\text{air},1}$  および  $R_{\text{air},2}$  の断面積が実際の値よりも小さいことが考えられる。本稿では U 字型フェライトの断面積に等しいとして算出したが、フリンジング磁場や磁場の広がりによって実際の断面積は想定よりも大きい可能性がある。断面積が増加すれば  $R_{\text{air},1}$  および  $R_{\text{air},2}$  は減少するため、直達項を含まない理論値がより大きな値となる。

次に図中の直達項を考慮した理論値に注目すると、 $d=4\text{ mm}, 6\text{ mm}$  において理論値は実測値とよく一致しており、それ以外の  $d$  においても差異はあるものの  $\theta$  に対する定性的な傾向は一致している。また、 $d$  が小さい  $2\text{ mm}$  では実測値より小さな値を示しているが、 $d$  の増加に伴い実測値よりも大きな値となることが分かる。この原因としては、 $R_{\text{air},3}$  の断面積が  $\theta$  と  $d$  に依存している可能性が考えられる。理論値を算出する際、 $R_{\text{air},3}$  の断面積が  $\theta, d$  に依存しないことを想定しているが、実際は  $\theta$  によって送受電コイルの距離が変化する際、磁路長だけではなく断面積も変化している可能性がある。実際の断面積が  $d$  の増加に伴い想定よりも減少すれば、理論値は小さくなる。

フェライトなしのモデルにおける  $d=2\text{ mm}$  での理論値と実測値を Fig. 43 に示す。図より  $R_{\text{air},3}$  に大きく依存する Fig. 38(b) のモデルにおいて理論値が実測値より常に大きい、すなわち直達項の磁気抵抗が実際の値よりも小さく算出されていることがわかる。

以上の検討から、直達項を考慮した理論値は  $\theta$  に対する定性的な傾向が実測値と一致することから、「有限要素法による電磁界解析の前段階に行う簡易的な検討を可能にする」という当初の目的は達成した。一方で  $d$  の値、すなわち空気の磁気抵抗に起因する差異が生じることが分かった。Fig. 38 のモデル本構想の構造を磁気回路モデルでより正確に表すためには、空気の磁気抵抗  $R_{\text{air},1}, R_{\text{air},2}, R_{\text{air},3}$  の取り扱いが課題となる。この課題を解決する方針の一つとして、JMAG 等の電磁界シミュレーションを用いた磁気回路の検討がある。前節の相互インダクタンスのモデル化では、空気の磁気抵抗の取り扱いが課題となった。JMAG による有限要素解析を用いれば磁場の流れや大きさ、空気の磁気抵抗等を得られるため、より詳細な検討が可能となる。

## 第 5 章

# 路面からインホイールコイルへのタイヤ給電に関する検討

本章では、第 2 章にて提案したタイヤ給電の構想のうち、路面からインホイールコイルへのタイヤ給電に関する検討を行う。本構想は、ホイール素材を金属から CFRP に変更することで、これまで困難であったホイール内への WPT を狙うものである。現在、車両用に普及しているホイールは、鉄製やアルミ製のものが主流である。しかし近年では、アルミより軽量で耐久性があり、高い熱伝導率をもつ CFRP が注目を集めている。実際に CFRP 製のホイールはカーレースで既に使用されている。CFRP には編み方や炭素繊維の長さといった構造の違いによって物理的性質が変化するという特徴を持つ。この CFRP が WPT にどのような影響を及ぼすか、これまで検討された例はない。本章では、まず CFRP の構造の違いによって、WPT にどのような影響を及ぼすか試験するとともに、従来ホイールの素材として使用される鉄やアルミに対して優位性を持つか否かを確認する。その後、物質が持つ電気伝導率に注目して、本構想においてホイールに適する素材の条件を特定することを目的に電磁界解析を行う。最後に、フルスケールの送受電コイルや 17 インチのタイヤ、ホイールを用いた電力伝送実験を行い、実装された場合と同様の条件における性能や問題点を調査する。

### 5.1 炭素繊維強化プラスチック（CFRP）に関する一般論

炭素繊維使い強化プラスチック（CFRP：Carbon Fiber Reinforced Plastics）は、樹脂を炭素繊維で強化した素材である。CFRP で代表される先端複合材料は、比重が小さく、金属と比較して強度および弾性率が大きいなどの機械的性質は優れている点や、耐腐食性などの化学的性質が優れている点などの特長を持つことから、産業用途への応用が進んでいる。特に自動車部品への応用に関する検討が盛んな理由は主に 2 つ挙げられる。1 つはその比重の低さを活かし車輛の軽量化を図るためである。2005 年に発行された京都議定書に対して、政府は各産業部門の CO<sub>2</sub> 削

Tab. 10: CFRP の形態			
	プリプレグ		チョップド糸
	UD	クロス	
繊維の長さ	長い	長い	短い
機械強度	大（一方向）	大	小

減目標を掲げた。運輸部門の削減策として、自動車の燃費改善が大きな割合を占めており、その燃費改善に対してキーとなる技術は、エンジン効率の向上、車体の空力抵抗の減少とともに、車両の軽量化である [52]。もう 1 つの理由は安全性の向上である。CFRP は強度の向上および軽量化に直結するため、衝突時の衝撃を軽減することが可能である。自動車に使われる鋼材をすべて複合材料に置換した場合、車両重量が 300 kg 軽くなり、燃費が 36 % 向上、CO<sub>2</sub> が 17 % 削減できるという試算もあり、国家プロジェクトとしての取り組みが行われている [53]。一方で CFRP を実用車へ本格的に実用化するためには、いくつか課題があるのだが、中でも最大の課題は低コスト化と量産技術の確立（成形時間の短縮）とである。CFRP は材料のコストが高い。また、NEDO のプロジェクトによって 10 分サイクルの成型が可能なものの [54]、現在の量産車が分単位で 1 台を組み立てられる考えると依然時間的なコストが大きい。

炭素繊維の構造は黒鉛微結晶が基本となっており、黒鉛化が進んでいるほど電気が通りやすい。電気抵抗率は金属ほどではないものの、炭化糸では、黒鉛化繊維では程度と極めて小さいが、導電性を持たない樹脂と複合された CFRP では、樹脂の比率および配列角度に依存する [50]。電磁波シールド材としては、1.0 Ωcm 以下の電気抵抗が必要とされており [51]、炭素繊維はこの条件を満たす。しかし、炭素繊維と樹脂との一概には決まらない。例えば、一方向に炭素繊維を配向させた場合、配向方向と垂直な電磁波は透過し、平行な電磁波は反射することも知られている。

CFRP は炭素繊維の長さや構造によっていくつかの形態に分類される。プリプレグとは、長い炭素繊維を単一方向に配向させて二次元的に配置し、それを積層したものである。炭素繊維を同一方向に向くよう積層すれば「UD(Uni Direction)」, 角度を付けて積層すれば「クロス」となる。一方で、炭素繊維を裁断した短い炭素繊維に対して、プレス機等で圧力を印加して形成されたものがチョップド糸である (Fig. 44)。

## 5.2 ホイール素材が WPT に及ぼす影響

### 5.2.1 CFRP の形態による各パラメータの変化

今回構造の異なる CFRP 板を 4 種類 (UD : Uni Direction, クロス 0/90, クロス 0/90/45/135, チョップド糸) 東レカーボンマジックよりご提供いただいた。サイズは 160×160 mm で、厚さは 2~3 mm である。これらの CFRP 板を Fig. 18 に示す WPT 評価装置のコイル間に 1 枚以上配置し、LCR メータを用いてコイルのパラメータを測定した。なお、ご提供いただいた CFRP 板は、

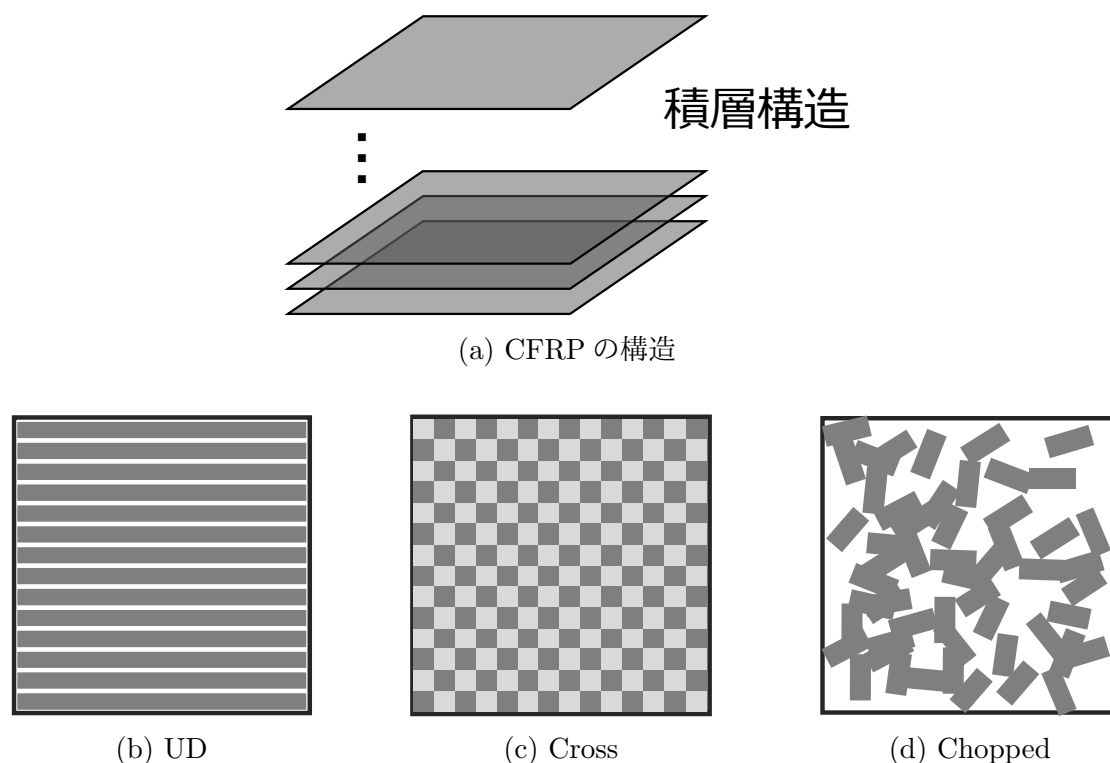


Fig. 44: CFRP の形態

厚さが一定でない点を留意する。

測定結果を Fig. 45 に示す。黒点線は送受電コイル間になにも配置しない場合の値である。まずクロス 0/90 の測定結果に注目すると、 $L_2$  はほとんど変化しないが、 $L_m$ ,  $L_1$  は厚さの増加に伴い大きく低下し、結果として  $k$  が大きく低下している。また、 $R_{1/2}$  が大幅に増加し、それに伴い  $Q$  値が減少することが分かる。これらは渦電流に起因する現象であり、それぞれシールド効果、渦電流損の増加が反映された結果である。したがってクロス 0/90 は、金属と同等程度の電気伝導率を持つことが予想され、インホイールコイルへのタイヤ給電には適していないことが判明した。また、クロス 0/90/45/135 の測定結果は、クロス 0/90 のそれとよく一致するため、両者は物理的性質が非常に近いと考えられる。次にチョップド糸の測定結果に注目する。 $L_m$  は、厚さが 6 mm 以上で低下傾向にあるが、これはチョップド糸材内部の炭素繊維の密度が高いことに起因すると考えられる。今回測定したチョップド糸材は厚さが 3 mm と 2 mm のものがそれぞれ 2 枚ずつ存在する。2 mm のチョップド糸材の方が炭素繊維の密度が高いと仮定すると、炭素繊維間でパスがつながり、渦電流が流れやすくなるためにシールド効果が現れたと考えられる。また、 $R_{1/2}$  はクロスと比べると低いものの、厚さの増加に伴う増加が顕著であった。この結果より  $L_m$  が一定である厚さが 6 mm 以下では、渦電流による損失はあるものの結合に影響を及ぼさないことが分かる。一方で UD の結果に注目すると、 $L_{1/2}$ ,  $L_m$  の変化はほとんど確認できず、 $R_{1/2}$  は最大で 8.6 % の増加にとどまっており、他の形態と比べて影響が非常に小さい。(3-6) から本測定系における理論的な最大効率を算出したところ、0.59 % の低下にとどまっている。

したがって、UD がインホイールコイルへのタイヤ給電に最も適した形態であることが判明した。しかし、UD は異方性をもつため、炭素繊維の配向と垂直方向には強度が低いという欠点がある。

一方で Fig. 45 より UD の厚さは WPT に寄与しないため、厚さによって UD の強度を確保できれば、UD で構成された WPT へ CFRP ホイールの作成が期待できる。また、チョップド糸に関しても炭素繊維の密度を調整することで、インホイールコイルへのタイヤ給電に適する可能性が存在する。

ここで  $R_{1/2}$  の増加について UD とクロスの結果から考察する。UD は単一方向に配向しており、磁場と直行する平面上において電子が移動可能な領域が狭いため、渦電流のループが小さいと考えられる。反対にクロスの場合、平面上で移動可能な領域が広いいため渦電流のループが大きくなり、それに伴い内部抵抗が増加することが考えられる。

### 5.2.2 従来のホイール素材と CFRP との比較

前節で用いた CFRP 板と従来のホイール素材である鉄とアルミの板とを用いて、WPT への影響に関して両者の比較を行う。各部材の厚さを約 6 mm にそろえ、LCR メータを用いて各パラメータを測定する。なお、前節にてクロス 0/90 とクロス 0/90/45/135 とは、物理特性が良い一致を示したため、以下ではクロス 0/90/45/135 の測定結果を省略する。

測定結果のうち  $L_m$ ,  $R_1$ , 理論的な最大効率  $\eta_{\max}$  を Fig. 46 に示す。この結果から、鉄やアルミはインホイールコイルへのタイヤ給電に適していないことが分かる。

## 5.3 ホイールの電気伝導率に関する電磁界解析

これまでの測定結果より、インホイールコイルへのタイヤ給電の成立にはホイールの電気伝導率が重要となる。予め本構想が成立する電気伝導度の条件が明らかになれば、ホイールの材料探索が容易となる。また、構造や炭素繊維密度によって電気伝導率が変化する CFRP に対する設計の指標となりうる。本節では、本構想成立の際、ホイールの電気伝導率が満たすべき条件を決定することを目的に電磁界解析を行う。電磁界解析ソフトとして JMAG を使用する。より詳細には、JMAG の周波数応答解析スタディを使用した三次元有限要素法による解析を行う。JMAG の周波数応答解析は、送電側と受電側とは別々に解析を行うものとする。すなわち、 $L_1$  解析時は送電コイルに AC 電流を流して受電コイルを開放、 $L_2$  解析時はその逆で解析を行う。また、JMAG には抵抗を解析する機能はないため、解析から得られるジュール損や鉄損から  $R_i$  を算出する。

### 5.3.1 モデルの作成

インホイールコイルへのタイヤ給電を模したモデルを Fig. 48 に示す。本モデルはコイルから発生する磁場がホイールを鎖交する形となっており、各コイルパラメータ ( $L_1, L_2, L_m, R_1, R_2$ ) は

Tab. 11: メッシュの大きさ

	Size	Mesh size
送電コイル	1000 mm × 250 mm	5 mm
受電コイル	185 mm × 185 mm	5 mm
ホイール	17 インチ	10 mm
(表皮深さ)	$\delta(\sigma)$	4 分割
空気領域 (送受電コイル間)	モデルサイズ × 10	自動生成 10 mm

ホイールの影響を受ける。ホイールの電気伝導率を JMAG 上で変化させながら各パラメータを解析することで、本構想成立のためにホイールの電気伝導率が満たすべき条件を解析する。本モデルは当研究室が保有する第三世代 (Fig. 47) の送受電コイルおよびホイールサイズ、配置を反映しており、ホイールのサイズが 17 インチ、厚さを 2.6 mm、送電コイル-ホイール間距離を 60 mm とする。時間的コストの関係上ホイール形状は円筒、ハーフモデルを使用する。なお、送受電コイル間距離は 100 mm とする。

自己インダクタンス  $L_i$  の解析時各コイルに流す電流を 10 A、メッシュサイズは Table 11 の通りに設定した。表中の表皮深さ  $\delta(\sigma)$  は、(3-11) に透磁率  $\mu = 1 \text{ H/m}$ 、 $f = 85 \text{ kHz}$  を代入して得る。本モデルを用いた解析結果は次節に示す。

電気伝導率に関する解析を行う前に、作成したモデルの妥当性を検証する必要がある。そこでコイル間にホイールを配置しない Fig. 49 のモデルを用いて、送受電コイル間距離  $d$  を変化させ、そのときの解析値と実測値とを比較することで、本モデルの妥当性を検証する。

結合係数  $k$ 、自己インダクタンス  $L_i$ 、相互インダクタンス  $L_m$  の解析値と実測値との比較結果を Fig. 50 に示す。図より、 $L_1$  は 5 % 以下の精度が得られているが、 $L_2$  は 10 % と  $L_1$  と比べて 2 倍の差異が生じている。これは受電コイルの二層構造が原因として考えられる。JMAG の解析値が寸法誤差や計算誤差によって一コイル当たり 5 % 実測値より小さく見積もられると考えれば、 $L_2$  の差異は妥当な結果である。また、Fig. 50(b) では  $L_m$  の解析値が実測値よりも 10 % 程度小さい値を示している。この差異の要因として、寸法誤差や計算誤差のほかに想定する空間に制限がある点が挙げられる。 $L_m$  の解析値はしばしば 20 % 程度の差異は生じる [49] ことを考慮すれば、Fig. 50(b) の両者は良く一致したといえる。また、 $k$  は両者の差異が 5 % 程度であった。

以上より、本研究で使用する解析モデルは妥当であることが示された。

### 5.3.2 ホイールの電気伝導率が各パラメータに及ぼす影響

Fig. 48 のモデルの解析結果を Fig. 51 に示す。縦軸は各物理量、横軸は電気伝導率  $\sigma$  の片対数グラフである。表皮深さは、解析上 (3-11) を基に設定しており  $\sigma < 4.0 \times 10^5 \text{ S/m}$  の領域でホイールの厚さ 2.6 mm となることを留意する。

まず結合係数  $k$  について、 $\sigma > 4 \times 10^4 \text{ S/m}$  の領域で  $k$  が著しく低下することが分かる。これはシールド効果によって磁束が反射されるために生じる。鉄およびアルミの  $\sigma$  がそれぞれ  $9.9 \times 10^6$

Tab. 12: 各物質の電気伝導率

	電気伝導率
ケイ素	$2.52 \times 10^{-4} \text{S/m}$
炭素	$6.10 \times 10^4 \text{S/m}$
鉄	$1.00 \times 10^7 \text{S/m}$
アルミ	$3.55 \times 10^7 \text{S/m}$

S/m,  $40 \times 10^6 \text{ S/m}$ であることを考えると、両方で構成されたホイールは結合係数、ひいては給電効率を著しく低下させることが確認できる。

次に抵抗  $R_i$  に関して、 $\sigma = 4 \times 10^4 \text{ S/m}$  付近にピークがあることが分かる。これは渦電流損の大きさと表皮深さとの間でトレードオフが存在するために生じると考えられる。 $\sigma$  の増加に伴いホイールに電流が流れやすくなるため渦電流損の大きさは増加する。一方で (3-11) に示す通り、表皮深さは  $\sigma$  の増加に伴い減少する。 $\sigma$  増加に伴う  $R_i$  の減少は表皮深さの数式で説明できることから、本ケースに適用できる渦電流損の数式が存在すれば、 $R_i$  のピークを数式ベースでの確認が可能となる。

なお、 $R_i$  に関して実測値との比較を行ったところ、大小関係の一致が確認できた。この実測値は、Fig. 18 に示す WPT 評価装置の送受電コイル間にアルミ板 / 鉄板を挿入したときの抵抗値である。今回の解析とは想定するモデルが異なるため、一概に比較はできないが抵抗の  $\sigma$  に対する傾向は一致することを確認した。この結果から解析結果が妥当であり、ホイールに使用する素材は電気伝導率が  $\sigma = 4 \times 10^4 \text{ S/m}$  以下の必要があることが示唆された。Table 12 に物質の電気伝導率を示す。表と解析結果から、従来ホイールに使用される鉄やアルミを含めた多くの金属は WPT に適していない。一方で、炭素は境界付近の電気伝導率を持っており、構造等によって物性が変化するという性質をもつ CFRP は、その構造次第で WPT に影響を与えない可能性がある。本格的な社会実装を考える際、ホイールには一定以上の強度が求められる。CFRP の構造や密度と強度の関係を今後調査する必要がある。

## 5.4 電力伝送実験

本節では、インホイールコイルへのタイヤ給電の社会実装が実現した際の検証を行うため、実寸大のコイルおよびホイールを用いて電力伝送実験を行う。

本測定で使用する送受電コイルの外観を Fig. 52 に、パラメータを Table 13 に示す。このコイルは当研究室が保有する第二世代の車輛に使用される実寸大のコイルである。また、本測定で用いる実寸大のアルミホイールはおよび CFRP ホイールはそれぞれサイズが異なり、アルミが 20 インチ/10.5 J、CFRP が 17 インチ/5.5 J である (Fig. 53)。CFRP ホイールはチョップド糸で構成されたものを使用する。

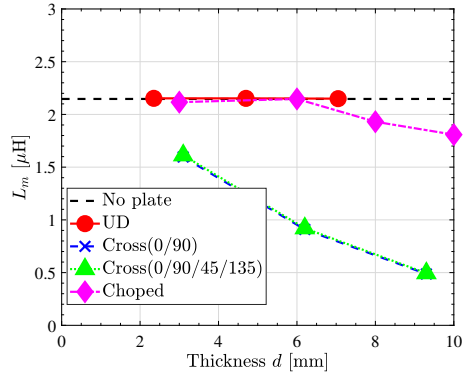
送受電コイルの間に実寸大のホイールを配置して約 1.5 kW の電力伝送を行い、DC to DC 効率

Tab. 13: 第二世代用送受電コイルのパラメータ		
	Transmitter	Receiver
Size	1300 × 400 mm	300 × 250 mm
Inductance $L$	429 $\mu$ H	378 $\mu$ H
Target frequency $f$	85 kHz	
Quality factor $Q$	669	526
Coupling coefficient $k$	$4.6 \times 10^{-2}$ (Air gap=180 mm)	

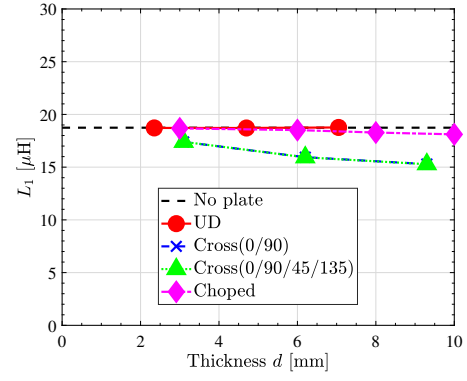
を測定する。その後、損失を算出する。電力伝送実験における配線を Fig. 54 に示す。本測定において、アルミと CFRP とでエアギャップがそれぞれ 180 mm, 100 mm と測定条件が異なる。なお、実験装置の制約から、ホイールと受電コイルとの重複率は 50 % 程度であること、ホイールを配置する方向が実装時とは 90 deg 異なることを留意する。

損失の測定結果を Fig. 55 に示す。約 1.5 kW の電力伝送実験において、アルミホイールの損失が大きいことが確認できる。また、チョップド糸の CFRP ホイールは損失が非常に小さく、前々節の Fig. 45 の結果と異なっている。これは両者で炭素繊維の密度が異なることが原因として考えられる。前々節で使用した CFRP 板は CFRP ホイールと比べて炭素繊維の密度が高く、CFRP 内部でパスが生じて電気伝導率が高くなったと考えられる。

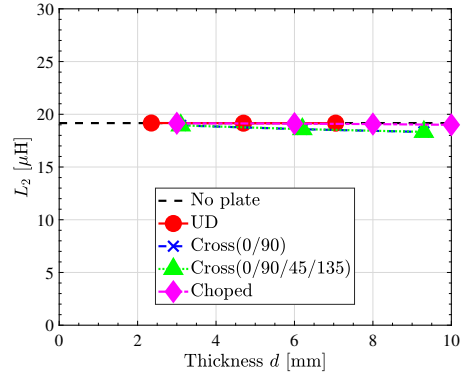




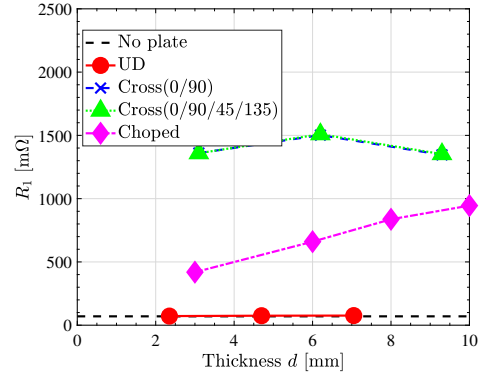
(a)  $L_m$



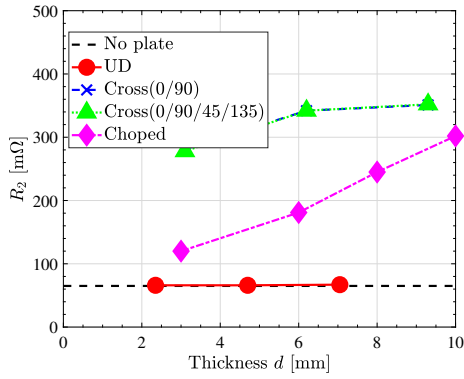
(b)  $L_1$



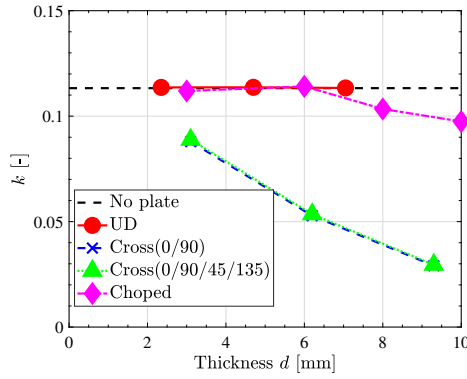
(c)  $L_2$



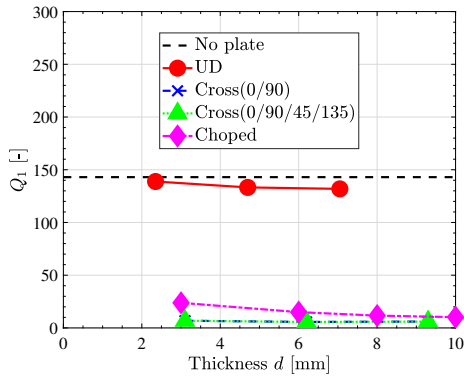
(d)  $R_1$



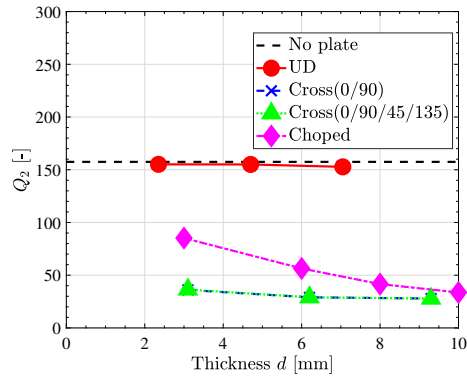
(e)  $R_2$



(f)  $k$

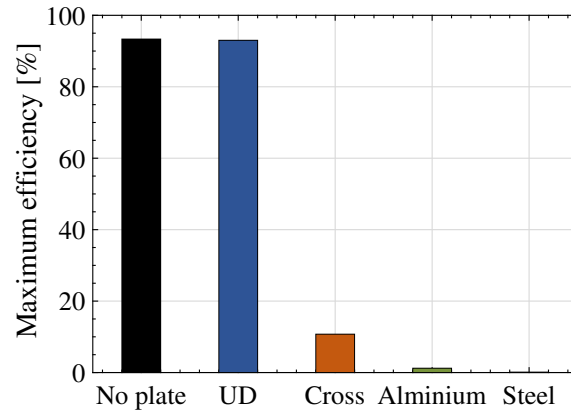


(g)  $Q_1$

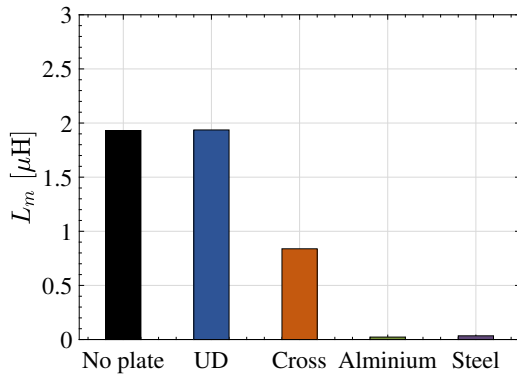


(h)  $Q_2$

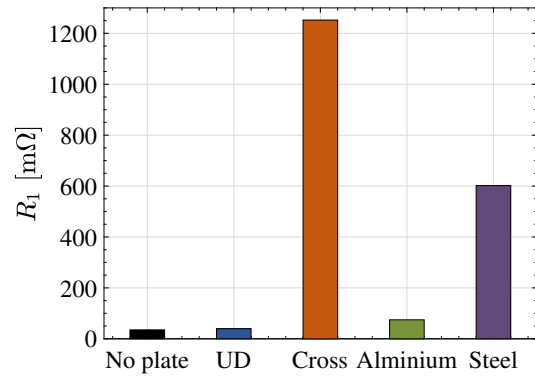
Fig. 45: CFRP の形態が WPT に及ぼす影響（縦軸：各物理量，横軸：部材の厚さ）



(a)  $\eta_{\max}$



(b)  $L_m$



(c)  $R_1$

Fig. 46: 従来のホイール素材と CFRP との比較



Fig. 47: 当研究室が所有する第三世代の車両

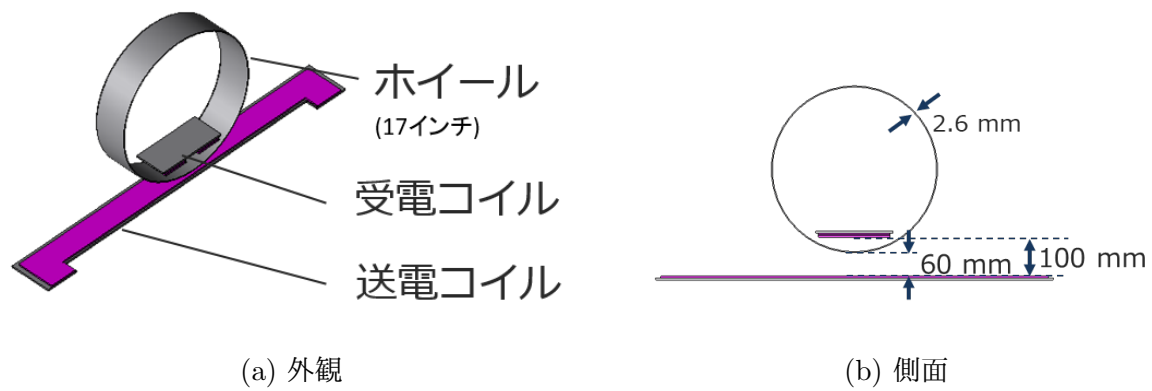
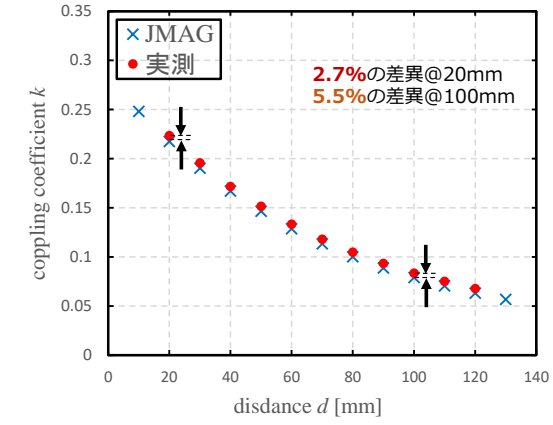


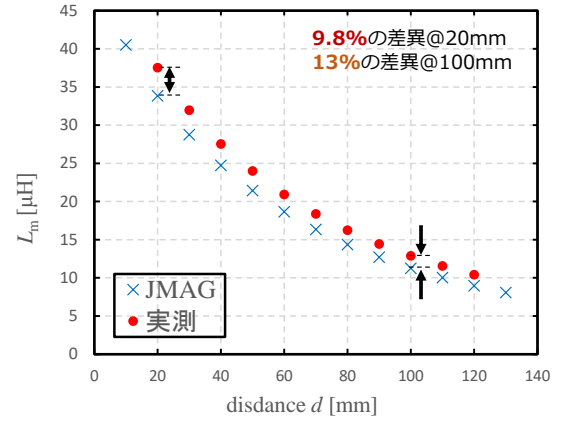
Fig. 48: 電磁界解析に使用するモデル



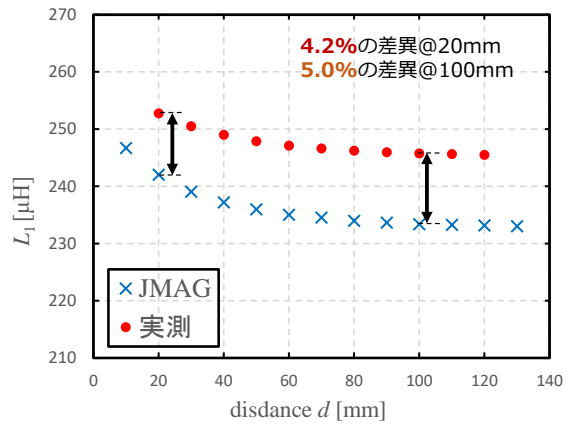
Fig. 49: 妥当性検証に使用するモデル



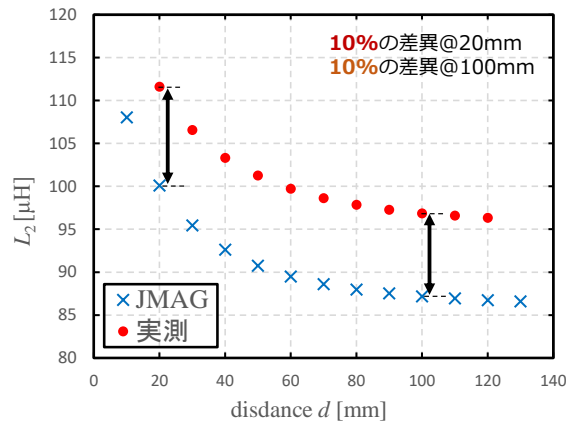
(a)  $k$



(b)  $L_m$

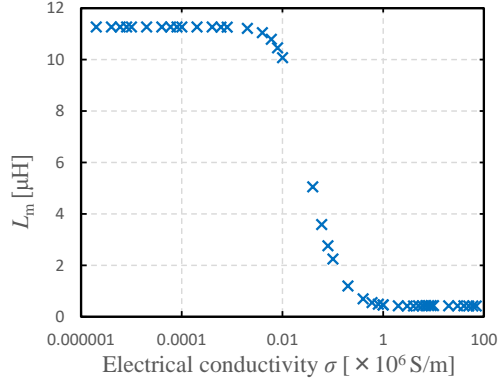


(c)  $L_1$

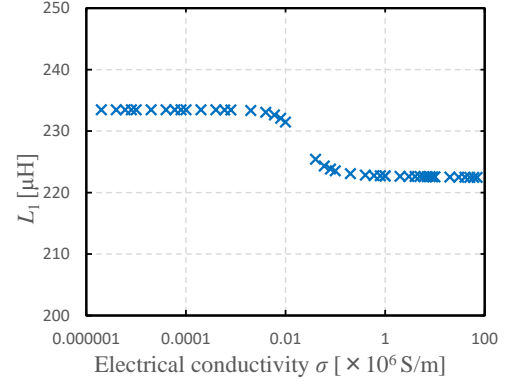


(d)  $L_2$

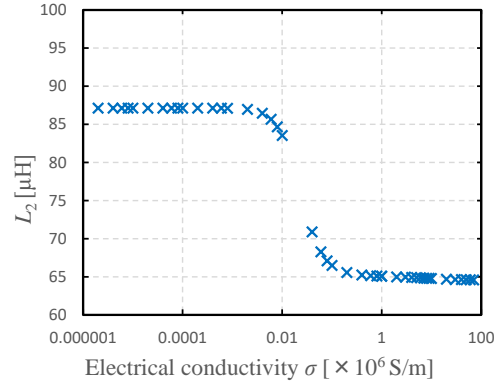
Fig. 50: 電磁界解析に用いるモデルの妥当性



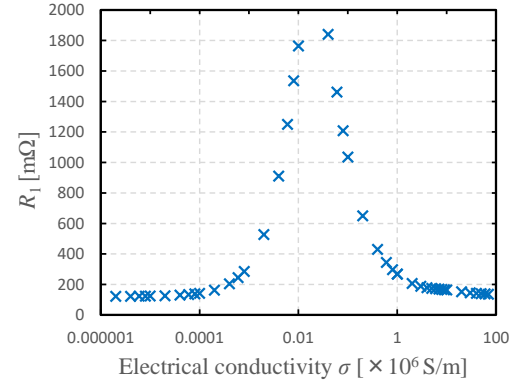
(a)  $L_m$



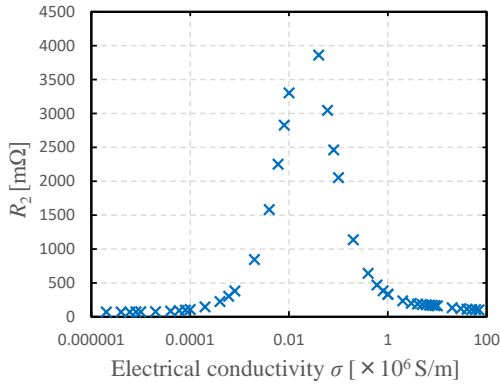
(b)  $L_1$



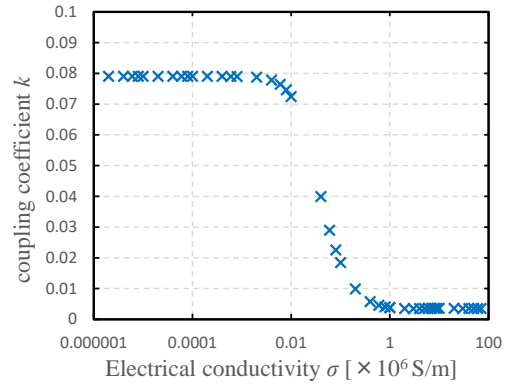
(c)  $L_2$



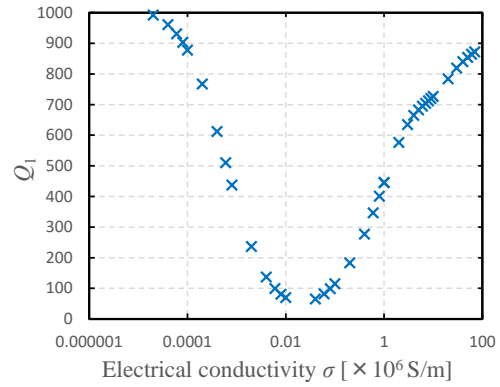
(d)  $R_1$



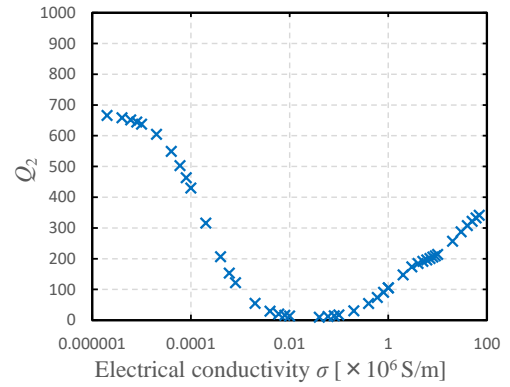
(e)  $R_2$



(f)  $k$



(g)  $Q_1$



(h)  $Q_2$

Fig. 51: ホイールの電気伝導率と各パラメータとの関係

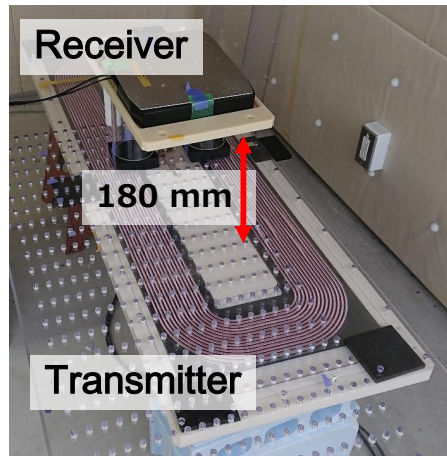


Fig. 52: 電力伝送の実験系

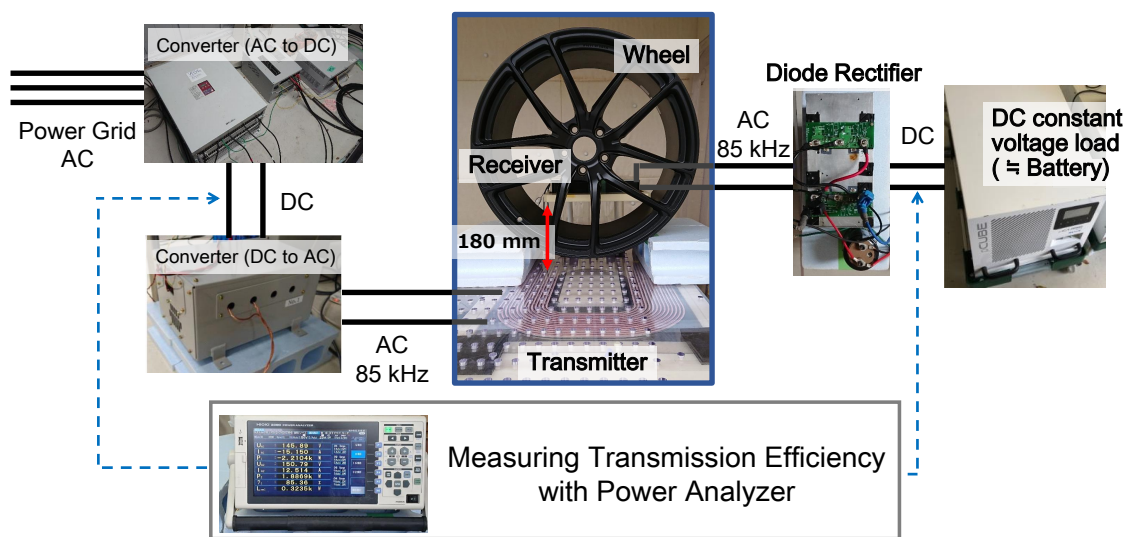


(a) CFRP ホイール (チョップド糸, 17 インチ)

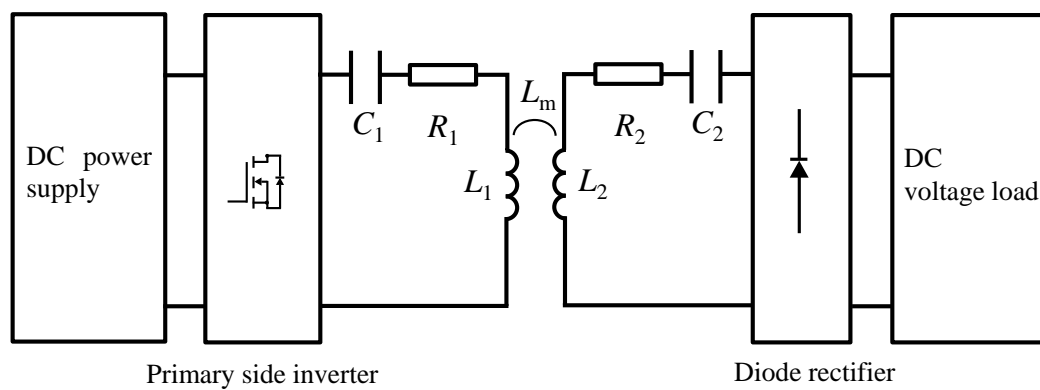


(b) アルミホイール (20 インチ)

Fig. 53: 実寸大のホイール



(a) 概略図



(b) 回路図

Fig. 54: 電力伝送実験時の配線

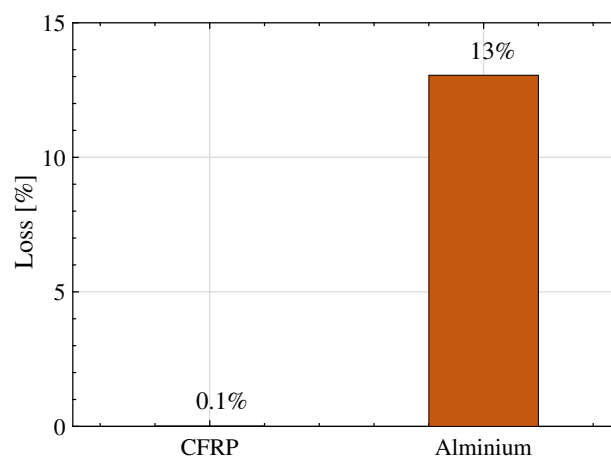


Fig. 55: 各種ホイールによる損失

## 第 6 章

### 総括

本論文では、EV へのワイヤレス給電の実現を妨げる技術的な問題である「コイル間に存在する金属の発熱」と「走行時に生じる給電効率の変動」との解決に向けて、タイヤを利用する新規給電機構を提案した。本給電機構は、車体に受電コイルを搭載する従来の給電機構と異なり、受電コイルをばね下に配置し、加えて常に地面と面するタイヤを利用するという特徴をもつことから、上記問題の解決が期待できる。

第 2 章では本論文で提案する EV の車輪を利用する「タイヤ給電」について記述した。提案する 4 種類の構想をそれぞれ示し、その特徴や本格的な社会実装を考える際の課題について記述した。また、従来の給電方法である急速充電や接触式走行中給電、車体に受電コイルを搭載する走行中給電と比較を行い、タイヤ給電の優位性を示した。

続く第 3 章では、提案する構想全てに共通する「磁場がタイヤ必ず鎖交する」という点に注目し、タイヤを構成する要素である「タイヤゴム（トレッド）」、「ベルト」、「インナーライナー層」が WPT に及ぼす影響をコイルパラメータおよび給電効率から検証した。その結果、85 kHz において、有機ベルトのタイヤを用いれば WPT に及ぼす影響が非常に小さく、実用上問題がないことが判明した。

続く第 4 章では、「磁気回路を利用するタイヤ給電」に関して、給電効率の観点から実現可能性を検証した。その結果、80 % の給電効率が見込まれ、Q 値の最適化によって 90 % 以上の給電効率が十分達成であることが分かった。続いて、設計の際に重要となる相互インダクタンスのモデル化を行った。これは給電効率などの簡易的な設計を可能とすることで、実車への実装の前段階として使用される電磁界解析の時間的コストの削減を目的とした研究である。その結果、フェライトコアとタイヤ内の円形フェライト間の距離によって差異が変化するものの、定性的な傾向は一致した。これによって簡易的な設計が可能となる。本構想の懸念として、タイヤ内の円形フェライトと送電コイルとが位置ずれを起こすと、給電効率が大幅に低下することが挙げられる。本構想の本格的な実用化を目指す場合、位置ずれの問題を解決するために、自動運転技術や制御技術等との組み合わせが必要となる。

第 5 章ではホイール内に受電コイルを配置する「インホイールコイルへのタイヤ給電」におい



て、成立の可否を分ける要因となる CFRP が WPT に及ぼす影響を検証した、形態によるパラメータ変化を測定したところ、クロスの場合はコイルの内部抵抗の増加ならびに相互インダクタンスの低下が顕著に表れた。一方で、UD の場合はパラメータがほとんど変化せず、理論効率の低下も確認されなかった。続いて、本構想を実現しうるホイールの電気伝導率に関する条件を JMAG の電磁界解析で検証した。その結果、電気伝導率が  $4 \times 10^4$  S/m 以下の領域ではシールド効果の影響が小さく、理論効率への悪影響がみられない。これは本構想に使用するホイールを設計する際、CFRP およびその他の素材を決定する指標となる。CFRP の形態次第で本構想の実現が見込まれる結果となったが、社会実装を考えると CFRP ホイールのコストと強度が懸念される。CFRP の構造や密度と強度の関係を今後調査する必要がある。

本研究で取り扱った 2 種類のタイヤ給電は、両者ともに実現可能が見込まれる結果となった。今後は本格的な社会実装に向けて両者それぞれに存在する課題の解決が求められる。

# 謝辞

本研究に取り組むにあたり、指導教員として2年間ご指導ならびにご助言を賜りました堀洋一教授に厚くお礼申し上げます。研究意義を常に見失わず課題に取り組む姿勢や過程以上に結果が重要であることも含め、「工学者としての心得」をご教授いただきました。また、自技会など外部の研究者とコネクションを持つ機会をいただき、現在の研究課題やその難しさを痛感するとともに社会勉強になりました。重ねて心より感謝申し上げます。

報告会やミーティングでご指導およびご助言を賜りました藤本博志准教授に厚くお礼申し上げます。理論の矛盾を暴く論理的な思考はもちろん、本研究の構想の提案を含めた柔軟な発想に触れて大いに刺激を受けました。また、パワエレ合宿など同年代の研究者と交流する機会をいただき、多くの知見を得るとともに横のつながりを作ることができました。さらに、記者会見という貴重な経験を積む機会をいただきました。重ねて心より感謝申し上げます。

清水修特任助教には実験に関するご助力やご指導、ご助言を数多く賜りました。また、各種ミーティングを通じて論文や資料の論理展開をご教授いただいたことに加え、その幅広い知見や研究に対する情熱に触れる度自身を鼓舞するきっかけをいただきました。ここで厚くお礼申し上げます。

藤田稔之特任助教からはWPTに関する疑問点とJMAGの不明点に関してご教示いただいただけでなく、ホイールを使用する実験にもご助力いただきました。深く感謝申し上げます。

永井栄寿特任助教からは、実験に必要な機材や素子の購入にあたりご助言をいただきました。深く感謝申し上げます。

居村岳広特任講師からは各種ミーティングにてご指導、ご助言を賜りました。堀教授と藤本淳教授とは異なる視点からのご意見をいただき、物事を多角的に捉える重要性を学びました。また、息詰まっていた13.56 MHzにおける実験に関して改善方法や知見をご教示いただきました。ここで厚くお礼申し上げます。

畑勝裕助教からはWPTに関する疑問点のほかに論文の構成や表現などをご教授いただきました。深く感謝申し上げます。

日本精工の郡司大輔様からは、本研究を正確に行うために必須となる治具を製作していただきました。ご多用にも関わらず、本研究で取り扱う2種類の構想それぞれに対して治具を作成していただいたうえに、論文執筆と社会人の作法とをご指導を賜りました。厚くお礼申し上げます。

ブリヂストンの芥川恵造様からはBSミーティングにてタイヤに関する知識をご教示いただきました。また、IRC2019では初めての海外渡航で不慣れな私をお心にかけてくださり、心強いご支援と情報を賜りました。ここで厚くお礼申し上げます。

ブリヂストンの桑山勲様からは20インチと17インチのタイヤとホイールを賜っただけでなく、CFRP ホイールに塗布された金属を削る作業などのご助力をいただきました。さらに、台風被害で工場が浸水してしまい作業が困難なときにもタイヤとホイールのリム組などの作業を迅速にご協力いただきました。ここで厚くお礼申し上げます。

ブリヂストンの若尾泰通様からは中子やトレッドにコイルを埋め込む難しさなど、タイヤに関する知見をご教示いただきました。ここで厚くお礼申し上げます。

東レ・カーボンマジックの竹林康仁様からはホイールに関する検討で必要となるCFRPの部材をご提供いただきました。また、不躰なお願いに対してもご検討いただき、深く感謝いたします。

角谷勇人様にはJMAGのセットアップをご助力いただくとともにJMAGの知見や不明点などをご教示いただきました。また、より良い研究室の運営や環境に向けて注意喚起や提言をいただきました。深く感謝申し上げます。

季 炳成様は常に私の心身をお心にかけてくださり、精神面を支えていただきました。敵愾心や不安、暗然とした気持ちが生まれた時もその明るさに触れると気持ちが楽になりました。厚くお礼申し上げます。

研究室の環境維持や実験のご助力をいただいた研究室の皆様、特にWPTチームの皆様に感謝申し上げます。

最後に、大学に続いて大学院での2年間、経済面・精神面でご支援いただいた両親に心より感謝を申し上げます。本当にありがとうございました。

本研究の一部は文科省科研費補助金（基盤研究 A:18H03768）、JST Mirai（JPMJMI17EM）、JST CREST（JPMJCR15K3）の支援を受けたことを付記します。

# 付録

## A. 13.56 MHz におけるタイヤの影響（第3章付録）

EV への WPT は IEEJ2954 に則り 85 kHz での研究が主流であるが、そのほかの周波数帯、特に ISM バンドである 13.56 MHz での社会実装も実現する可能性がある。MHz 帯におけるワイヤレス給電の利点として、コイルの小型化やより長距離の電力伝送が可能等が挙げられる。一方でインバータのスイッチング損増加や一コイルあたりに伝送可能な電力量の低下等、社会実装のためには既存の問題に加えて高周波域で顕著となる問題も解決する必要がある。環境問題の解決が急務である現状を考えると、今後の EV への WPT 開発は、まず 85 kHz で社会実装を行い、その次のステップとして 13.56 MHz を実装すると予想される。本節では、13.56 MHz におけるタイヤゴムとベルトとが WPT に及ぼす影響を調査する。

### 測定条件

測定手法や条件は本論文の第3章とほぼ同様であるが、Fig. 18 の WPT 評価装置に使用するコイルのみ異なる。本論文の第3章では 85 kHz の測定周波数を想定したため、表皮抵抗を抑える目的でコイルの巻き線にリッツ線を使用した。しかし 1 MHz を超える高周波数帯において、リッツ線のコイルは近接効果のために内部抵抗が著しく増加する。これはコイル性能を示す  $Q$  値が低下することを意味する。そのため MHz 帯では単線を使用してコイルを作成する。また、85 kHz ではコイル裏に配置したフェライトも MHz 帯では損失が大きいため使用しない。13.56 MHz における測定のため、巻線に単線を用いたコイル作成した。作成したコイルの外観を Fig. 56 に、コイルパラメータを Table 14 に示す。

その他の測定手法や条件は本論文の第3章と同様である。Table 5 に示す 4 種類のタイヤゴムと 2 種類のベルト（有機ベルト/スチールベルト）をそれぞれ WPT 評価装置のコイル間に配置し、その時のコイルパラメータを測定する。測定装置として VNA（E5061B）のインピーダンスアナライザ機能を用いた。コイル間のエアギャップは 45 mm で、測定周波数は ISM バンドである 13.56 MHz である。

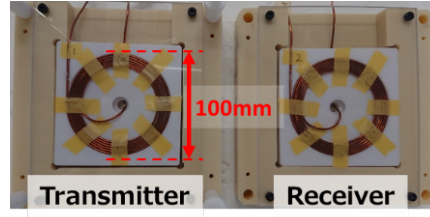


Fig. 56: 13.56MHz 用コイルの外観

Tab. 14: WPT 評価装置内の送受電コイルのパラメータ（共振コン未接続，13.56MHz）

	Transmitter	Receiver
size	100 × 100 mm	100 × 100 mm
Inductance $L$	12.4 $\mu$ H	14.4 $\mu$ H
Resistance $R_s$	13.0 $\Omega$	16.4 $\Omega$
Target frequency $f$	13.56 MHz	
Quality factor $Q$	81	75
Coupling coefficient $k$	1.9 $\times 10^{-1}$ (Air gap=45 mm)	

## 測定結果

コイル間にタイヤゴムを配置したときの結合係数および  $Q$  値を Fig. 57 に示す。図中の横軸はタイヤゴムの厚さであり、黒い点線はコイル間に何も無い状態における各物理量の値である。図より、厚さには依存しないもののタイヤゴム全種で結合係数の低下がみられる。また、 $Q_1$  は Rubber2 を除き、送電コイルの抵抗増加に伴い大幅に低下している。抵抗が増加する原因として、13.56 MHz ではタイヤゴム内で生じる渦電流が大きいこと、磁気分極が高周波に追従できず損失として現れること、タイヤゴムの誘電率  $\epsilon(\omega)$  による共振周波数のずれなどが考えられる。しかし4種類の中で最も電気伝導率が高い Rubber2 で  $Q$  値の低下が確認できない理由は明らかになっておらず、今後測定手法も含めて確認が必要である。

次に、コイル間に各種ベルトを配置したときの結合係数および  $Q$  値を Fig. 58 に示す。図より、85 kHz では影響が非常に小さい有機ベルトにおいても、結合係数および  $Q$  値の低下がみられる。また、スチールベルトは 85 kHz と同様に結合係数および  $Q$  値の低下が確認できる一方で、また別のコイルを用いた測定（部材よりも大きいサイズのコイル）ではスチールベルトによる効率低下がみられないという結果もあり、今後測定手法も含めて確認が必要である。

## B. ホイールの重複率と結合係数との関係 (第5章付録)

第5章では、「インホイールコイルへのタイヤ給電」の実現に向けて各種ホイールの利用を検討し、アルミホイールや鉄ホイールの場合は実現が困難である一方で CFRP ホイールの場合は実現が見込まれることが判明した。しかし、CFRP ホイールは従来のホイールと比べてコストが高

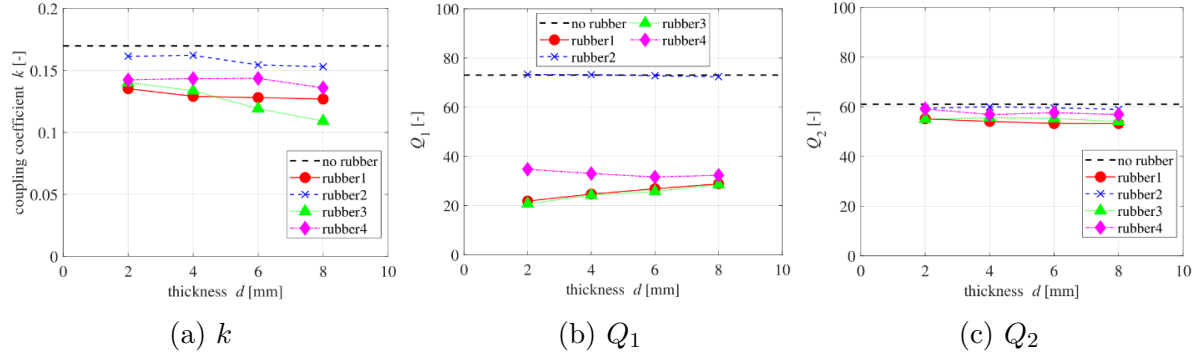


Fig. 57: タイヤゴムがWPTに及ぼす影響（13.56MHz，縦軸：各物理量，横軸：部材の厚さ）

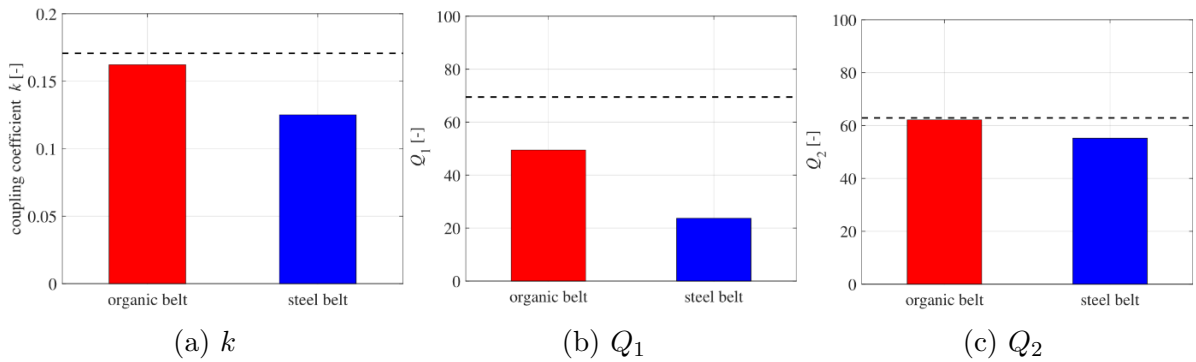


Fig. 58: ベルトがWPTに及ぼす影響（13.56MHz，縦軸：各物理量，横軸：部材の厚さ）

く，社会に普及するにはいまだしばらく時間が必要である。差し迫る環境問題を解決するためにはタイヤ給電を含めたEVへのWPTを早期に実装することが求められる。早期に実装するためには，既に社会へ普及しているアルミホイールの使用が望ましい。

受電コイルをホイールの内側に配置する「インホイールコイルへのタイヤ給電」において，アルミホイールの利用は実現が困難であるが，受電コイルをホイール内部に完全に入れない，すなわち受電コイルとホイールとの重複率次第では実現可能となる見込みがある。そこで本節では，アルミホイールを用いた「インホイールコイルへのタイヤ給電」の実現を目指して，受電コイルとホイールとの重複率がWPTに及ぼす影響を検証する。本検証はJMAGを用いた解析により行う。

## 解析条件

解析には本論文の第5章と同様，第三世代を基に作成したハーフモデルを使用する。使用する解析モデルをFig. 59に示す。ホイールの電気伝導率は，アルミを想定して $\sigma = 4 \times 10^6 \text{ S/m}$ とする。メッシュサイズやエアギャップ等その他の設定は，本論文の第5章と同様である。ホイールの重複率は，Fig. 60に示すとおり送受電コイルの位置を固定した状態でホイールを移動させることで設定する。この時の各コイルパラメータを解析する。また，Fig. 61のようにホイールの重複率にしたがって受電コイルのサイズが変化する場合においても解析を行う。なお，受電コイル

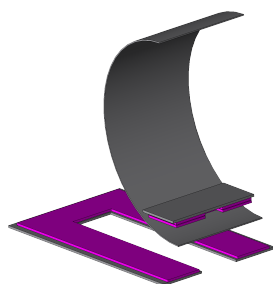


Fig. 59: 解析に使用するハーフモデル

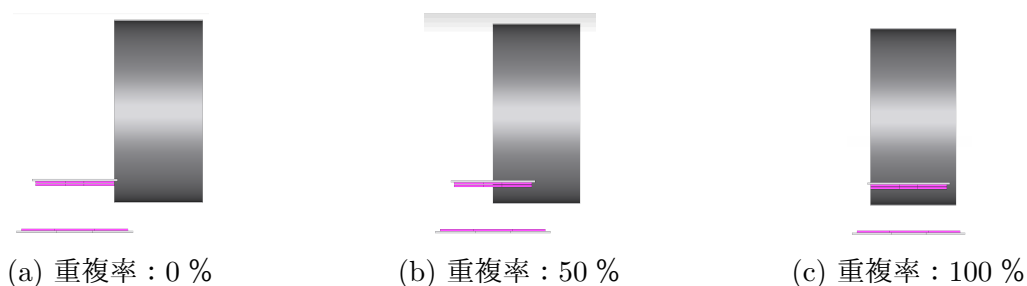


Fig. 60: ホイールの重複率（受電コイルサイズ固定）

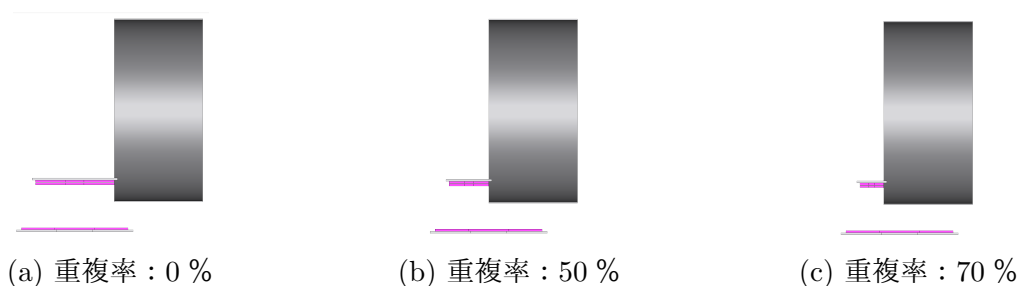


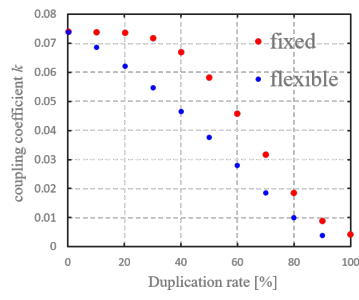
Fig. 61: ホイールの重複率（受電コイルサイズ可変）

の巻数はサイズに依存するように設定する。

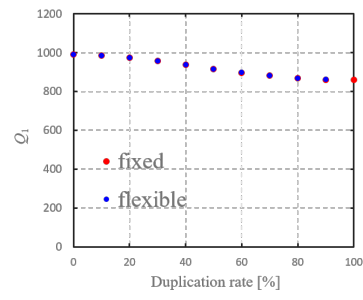
## 解析結果

解析結果を Fig. 62 に示す。図中の赤点 / 青点は、それぞれ受電コイルサイズを固定 / 可変とした場合における解析結果である。

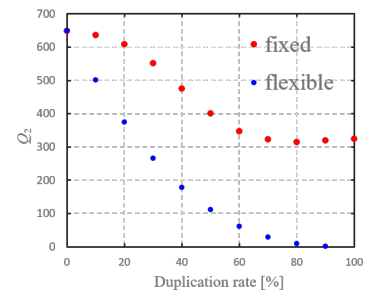
Fig. 62 より受電コイルのサイズが固定の場合は、可変の場合と比べて結合係数および Q 値が大きいことが分かる。すなわち、受電コイルのサイズが大きいことによる結合強化の寄与が、アルミホイールとの重複に伴うシールド効果の影響よりも大きい。また、重複率が 30 % 以下では結合係数および Q 値に与える影響が小さいことが判明した。したがって、重複率が 30 % 以下になるように受電コイルをホイール内に配置することで、「インホイールコイルへのタイヤ給電」をアルミホイールでも実現可能であることが示唆された。



(a)  $k$



(b)  $Q_1$



(c)  $Q_2$

Fig. 62: ホイールの重複率がWPTに及ぼす影響



## 参考文献

- [1] IEA, “Global CO2 emissions in 2016”[Online]:<https://www.iea.org/statistics/co2emissions/>
- [2] 環境省, “運輸部門におけるエネルギー起源 CO2” , [Online]:  
[https://www.env.go.jp/earth/ondanka/ghg-mrv/emissions/results/JNGI2019\\_2-4.pdf](https://www.env.go.jp/earth/ondanka/ghg-mrv/emissions/results/JNGI2019_2-4.pdf)
- [3] IEA, Energy Technology Perspectives 2017.
- [4] 早船一弥: “エネルギーシフトと電気自動車”, 平成 21 年電気学会産業応用部門大会, VOL.2, ppII-63 - ppII-66, 2009
- [5] Y. Hori: “Future Vehicle Driven by Electricity and Control - Research on Four - Wheel - Motored: “UOT Electric March II” ” , IEEETransactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 5, pp. 954 - 962 , 2004
- [6] Y. Ikezawa, H. Fujimoto, and Y. Hori: “Range Extension Autonomous Driving for Electric Vehicles Based on Optimal Vehicle Velocity Trajectory Generation and Front-Rear Driving-Braking Force Distribution with Time Constraint” , The 1st IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control, pp. 1 - 6, 2015
- [7] A. Kawamura, G. Guidi, Y. Watanabe, Y. Tsuruta, N. Motoi, and T. W. Kim: “Driving Performance Experimental Analysis of Series Chopper Based EV Power Train” , Journal of Power Electronics, Vol.12, No.6, pp.992 - 1002 , 2013
- [8] 自動車技術会, “特集:電動車両用の次世代充電インフラ,” JSAE エンジンレビュー (JSAE Engine Review), Vol. 7, No. 2, pp. 8, 2017.
- [9] 渡辺知絵, “電気自動車用非接触給電に関する国際標準化の動向” , JARI Research Journal, JRJ20141202,2014
- [10] ダイヘン HP,[Online]:<https://www.daihen.co.jp/products/wireless/ev/>
- [11] S. Murata: “Innovation by in-wheel-motor drive unit, Vehicle System Dynamics” , International; journal of Vehicle Mechanics and Mobility, 50:6, pp.807 - 830 ,2012

- [12] H. Fujimoto, T. Takeuchi, K. Hata, T. Imura, M. Sato, D. Gunji, “Development of Second Generation Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer” , 2017 JSAE Annual Congress, 50, 277-282, 2017.
- [13] 勝山 悦生, 大前 彩奈, “ インホイールモータを用いたばね下逆スカイフックダンパ制御による乗り心地の研究,” 自動車技術会論文集, vol.48, no.2, pp.349-354, 2017.
- [14] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljacic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances” , Science Expression on 7 June 2007, Vol. 317, No. 5834, pp. 83 - 86 ,2007
- [15] 居村岳広・岡部浩之・内田利之・堀洋一, “共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送”, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 1, pp. 76 - 83 ,2010
- [16] Y. Zeng, B. Clerckx, and R. Zhang, “Communications and Signals Design for Wireless Power Transmission,” IEEE Trans. Commun., vol. 65, no. 5, pp. 2264 - 2290, 2017.
- [17] C. Jiang, K. T. Chau, C. Liu, and C. H. T. Lee, “An overview of resonant circuits for wireless power transfer,” Energies, vol. 10, no. 7, 2017.
- [18] 居村岳広, 「磁界共振によるワイヤレス電力伝送」, 森北出版, p2 - p14, 2017
- [19] T. Tiengthong and S. Promwong, ”Characterization of Wireless Power Transfer Measurement at 2.45 GHz,” 2018 Global Wireless Summit (GWS), Chiang Rai, Thailand, pp. 213-216, 2018.
- [20] S. Sasaki et al., ”Conceptual study of SSPS demonstration experiment,” in URSI Radio Science Bulletin, vol. 2004, no. 310, pp. 9-14, Sept. 2004.
- [21] X. Li, B. Duan, L. Song, Y. Zhang and W. Xu, ”Study of Stepped Amplitude Distribution Taper for Microwave Power Transmission for SSPS,” in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 10, pp. 5396-5405, Oct. 2017.
- [22] S. Y. Jeong, H. G. Kwak, G. C. Jang, S. Y. Choi, and C. T. Rim, “Dual-Purpose Nonoverlapping Coil Sets as Metal Object and Vehicle Position Detections for Wireless Stationary EV Chargers,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 9, pp. 7387 – 7397, 2018.
- [23] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Mühlethaler, I. Stevanović , B. Wunsch, F. Canales, ” Modeling and  $\eta$  -  $\alpha$  -Pareto optimization of inductive power transfer coils for electric vehicles ”, IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 3, no. 1, pp. 50-64, Mar. 2015.

- [24] M. Budhia, G. A. Covic, J. T. Boys, "Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3096-3108, Nov. 2011.
- [25] S. Kim, G. A. Covic, J. T. Boys, "Tripolar pad for inductive power transfer systems for EV charging", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 7, pp. 5045-5057, Jul. 2017.
- [26] W. Zhang, J. C. White, A. M. Abraham and C. C. Mi, "Loosely Coupled Transformer Structure and Interoperability Study for EV Wireless Charging Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6356-6367, Nov. 2015.
- [27] A. Tejada, C. Carretero, S. Member, J. T. Boys, G. A. Covic, and S. Member, "Ferrite-Less Circular Pad With Controlled Flux Cancellation for EV Wireless Charging," vol. 32, no. 11, pp. 8349 - 8359, 2017.
- [28] 居村岳広, 高橋芳明, 畑勝裕, 藤本博志, 堀洋一, 塚本真也, "フェライトレスかつコンデンサレスコイルを用いた走行中給電システムのコイル性能と舗装耐久評価に関する基礎検討", *JSAE Annu. Congr.*, 2019.
- [29] F. O. R. Limiting, E. To, and M. Fields, "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.
- [30] G. Guidi and J. A. Suul, "Transient Control of Dynamic Inductive EV Charging and Impact on Energy Efficiency when Passing a Roadside Coil Section," in *2018 IEEEPELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. IEEE, jun 2018, pp. 1 - 7.
- [31] W. Zhang, S. Wong, C. K. Tse and Q. Chen, "Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series - Series Compensated Inductive Power Transfer Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 191-200, Jan. 2014.
- [32] W. Zhang and C. C. Mi, "Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp. 4768-4778, June 2016. 64,68
- [33] Y. Suzuki, S. Sakihara, N. Sakai, and T. Ohira, "Composite Right and Left Handed Electrified Roadway for Continuous Dynamic Powering to Battery-Less Running Electric Motor Cart," *IEICE J99 - C*, no. 4, pp. 133 - 141, 2016.
- [34] M. Yilmaz, P. T. Krein, "Review of battery charger topologies charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, May 2013.

- [35] H.-Y. Mak, Y. Rong, Z.-J. M. Shen, "Infrastructure planning for electric vehicles with battery swapping", *Manage. Sci.*, vol. 59, no. 7, pp. 1557-1575, 2013.
- [36] Siemens eHighway website, <http://www.siemens.com/press/ehighway>, accessed October 2016, April 2018, additional information and illustrations provided by Patrik Akermann in April 2018
- [37] Teknisk Ukeblad, 26 juni 2013, "Her f å r elbilen str ø m fra veien," <http://www.tu.no/artikler/her-far-elbilen-strom-fra-veien/275341>
- [38] [Online]:<https://www.sintef.no/projectweb/elingo/sluttdokumentasjon/>
- [39] T. Tajima, H. Tanaka, T. Fukuda, Y. Nakasato, W. Noguchi, Y. Katsumasa, T. Aruga, "Study of High Power Dynamic Charging System," SAE Technical Paper 2017-01-1245, 2017
- [40] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong, C. T. Rim, "Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-Powered Electric Vehicles," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 3, No. 1, March 2015, pp. 18-36
- [41] O. Olsson, "Project Report, Phase 1: Slide-in Electric Road System - Inductive project report," Viktoria Swedish ICT, May 2014
- [42] A. Sawada, Y. Suzuki, S. Sakihara, N. Sakai, and T. Ohira, "Proposal of Electrified Roadway Structure to Improve Maximum Available Efficiency of EVER," *IEICE*, vol. 115, no. 3, pp. 93 - 96, 2015.
- [43] ミ シ ュ ラ ン HP, [Online]:<http://store.michelin.co.jp/buying-guide/tire-basic/name/index.html>
- [44] T. Hashimoto, "A Study on Maximum Heat Value of Foreign Metal Object at Wireless Charging," *JSAE Annu. Congr.*, no. 2, 2018.
- [45] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, "New characteristics analysis considering transmission distance and load variation in wireless power transfer via magnetic resonant coupling," in *Proc. IEEE Int. Telecommun. Energy Conf. (INTELEC)*, 2012.
- [46] A. Sakurai, Y. Kato, K. Suzuki, and M. Horibe, "ネットワークアナライザによる S パラメータ測定入門 The Introduction of S-parameter measurements by a vector network analyzers," 2015.
- [47] 山内幸長, 山本宣春, "長距離ワイヤレス給電の実験と研究", CQ 出版社, p64-p69, 2011

- [48] 総務省, “高周波利用設備の概要,” [Online]:<https://www.tele.soumu.go.jp/j/sys/other-s/highfre/>.
- [49] K. Furukawa, K. Kusaka, and J. Itoh, “電気自動車向けワイヤレス給電コイルの パーミアンス法を用いた設計と評価,” JSAE Annu. Congr., 2019.
- [50] 井塚淑夫, 炭素繊維-複合化時代への挑戦, p49, 繊維者企画出版, 2012
- [51] 石川敏弘, 日本複合材料学会 (編); 複合材料活用辞典, p657, 産業調査会事典出版センター, 2001
- [52] 日本自動車工業会 HP, Accessed: Jan. 22 2020, [Online]  
Available:[http://www.jama.or.jp/eco/earth/earth\\_02.html](http://www.jama.or.jp/eco/earth/earth_02.html)
- [53] 前田豊, 炭素繊維の先端技術, シーエムシー出版, 198–212, 2013
- [54] 山口晃司, 日本複合材料学会誌, 32(6), 231–236, 2006

# 発表文献

## 論文誌 (投稿予定)

宇都隆, 清水修, 藤本博志, 堀洋一, 芥川恵造, 郡司大輔, “タイヤおよびホイールを利用する路面からインホイールコイルへのワイヤレス給電システム”, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌)

## 国際会議論文

Takashi Utsu, Katsuhiro Hata, Osamu Shimizu, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori, Keizo Akutagawa, Daisuke Gunji, “Influence of Tire on Wireless Power Transfer from Road to Electric Vehicle”, International Rubber Conference 2019

## 国内会議論文

宇都隆, 花尻賢祐, 畑勝裕, 清水修, 居村岳広, 藤本博志, 堀洋一, 芥川恵造, 郡司大輔, “タイヤ内の磁気回路を利用したばね下受電コイルへのワイヤレス給電に関する基礎検討”, 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, WPT2018-41, pp.69-74, 2018

宇都隆, 花尻賢祐, 畑勝裕, 清水修, 居村岳広, 藤本博志, 堀洋一, 芥川恵造, 郡司大輔, “タイヤ内の磁気回路を利用したばね下受電コイルへのワイヤレス給電に向けた相互インダクタンスのモデル化に関する基礎検討”, 平成 31 年度半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-19-045, MD-19-045, 2019