

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 2 年度

修士論文

ワイヤレスインホイールモータへの走行中ワイヤレス給電
における漏洩磁界を考慮した給電システムに関する研究

Research on Dynamic Wireless Power Transfer System Considering Leakage
Magnetic Field in Wireless In-Wheel Motor

2021 年 1 月 26 日提出
指導教員 藤本 博志 教授

47-196053 洪 重瀬

概要

近年、地球温暖化への関心の高まりから、CO₂ の削減を目標とした政策が世界中で行われている。その中でも、自動車業界においては、既存の CO₂ を多く排出するガソリン車から、クリーンでエコな走りが実現できる電気自動車 (EV) へとシフトしてきている。しかし、EV は予想されているほどの普及が見込めていない。その原因として、短い航続距離と長い充電時間が挙げられる。EV への搭載バッテリーを大容量化することで、この課題は解決することができるが、車体重量の増加により電費が悪くなるというデメリットが存在する。そこで、新たに走行中ワイヤレス給電という考え方が世界中で注目されている。

走行中ワイヤレス給電とは、走行中の EV に対してワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer) の技術を応用したものである。特に、磁界共振結合方式の WPT は、数十 cm 程度の伝送距離において高効率な給電を可能とされ、EV への給電方式として注目されている。

しかし、EV への走行中ワイヤレス給電を実現し、社会実装に至るまで、まだまだ課題も存在する。その例として、漏洩磁界の生体への影響が挙げられる。社会実装上、人体に害を及ぼさないシステムを開発することは不可欠であり、対策を取るべき課題である。

本論文では、本研究室で研究開発が進められてきたワイヤレスインホイールモータに対し、「漏洩磁界を考慮した走行中ワイヤレス給電システム」を提案し、その実現可能性を検証した。さらに提案するシステムにおいて、インバータで用いられるスイッチング素子の数を低減することができ、システムコストを小さくできるというメリットも存在する。

第 1 章では、研究背景として、環境問題やそれに伴う EV の普及の重要性、EV への WPT に関する研究について述べる

第 2 章では、本論文で扱う磁界共振結合方式の WPT の性質や他方式に対する優位性を、回路解析を交えながら議論する。

第 3 章では、本論文で対象とするアプリケーションである、ワイヤレスインホイールモータの研究開発について述べる。ワイヤレスインホイールモータと呼ばれる EV のその他の EV と比較して優位な点や走行中ワイヤレス給電に適した EV の形であることを示す。

第 4 章では、漏洩磁界を課題として、電力規格ごとに漏洩磁界の基準値をしたまることができるようなシステム設計について述べる。まずは、コイル間ギャップ縮小の有効性について述べ、シミュレーションによる漏洩磁界の基準値を考慮した設計について述べる。

第 5 章では、コイルサイズの縮小に伴い、給電時間確保を目的としたコイルとインバータの敷設

数増加によるシステムコストの増加に対し、複数コイルに接続された N 相インバータを用いた送電システムとその制御方法について提案する。シミュレーションと実験により、その実現可能性について議論する。

最後に、第 6 章にて本論文のまとめとする。

目次

1 序論	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 地球温暖化と電気自動車 (EV) の開発	1
1.1.2 EV の課題と対策	1
1.1.3 走行中ワイヤレス給電の課題	3
1.2 本論文の目的	5
1.3 本論文の構成	5
2 磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送	7
2.1 はじめに	7
2.2 ワイヤレス電力伝送の種類	7
2.3 S-S 方式の磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送	10
2.3.1 等価回路による回路解析	10
2.3.2 定電圧負荷へのワイヤレス給電	12
3 走行中ワイヤレス給電に適した電気自動車開発	15
3.1 はじめに	15
3.2 インホイールモータ (IWM) 方式の電気自動車	15
3.3 ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM)	16
3.3.1 第一世代ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM1)	16
3.3.2 第二世代ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM2)	17
3.4 第三世代ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM3)	18
4 漏洩磁界を考慮した地上側送電コイル設計	21
4.1 はじめに	21
4.2 漏洩磁界に関する国際規格	21
4.2.1 W-IWM3 における評価地点	22
4.3 送受電コイル間距離縮小による漏洩磁界の有効性	24
4.4 漏洩磁界を考慮した路面側システム設計	25

4.4.1	JMAG によるシミュレーション	25
4.4.2	最大電力伝送時における磁界解析	26
4.4.3	JMAG シミュレーションモデルの検証	27
4.4.4	送電コイルサイズの解析	28
4.4.5	実機作成と EMF 試験	30
4.4.6	EMC 試験	31
5	地上側における送電区間切替システム	41
5.1	はじめに	41
5.2	N 相インバータを用いた切替システム	42
5.2.1	回路システム構成	42
5.2.2	検知パルスを用いた車両検知技術の導入	43
5.2.3	切替アルゴリズム	46
5.3	3 相インバータを用いた基礎検討	47
5.3.1	受電コイル:静止時	48
5.3.2	TX2 の電流と電圧変動に関する考察	49
5.3.3	シミュレーションによる TX2 の電流解析	50
5.4	走行中ベンチを用いた送電区間切替実験	51
6	総括	57
	謝辞	59
	参考文献	60
	発表文献	63

目 次

1	運輸部門における二酸化炭素排出量 [1]	2
2	走行中ワイヤレス給電の想定図	4
3	電磁界が関わる影響	5
4	本論文の構成	6
5	WPT 方式の分類	8
6	ワイヤレス給電方式の伝送電力と伝送距離 [2]	9
7	S-S 方式ワイヤレス電力伝送の T 型等価回路	10
8	定電圧負荷を想定したワイヤレス給電回路	13
9	EV の駆動方式の種類	16
10	W-IWM1 のコンセプト	17
11	W-IWM1	17
12	W-IWM2 の構成	18
13	W-IWM2	18
14	W-IWM3 の構成	19
15	W-IWM3	20
16	W-IWM3 と W-IWM2 の走行中給電用コイルの比較	20
17	EMF の規定領域 [3]	22
18	EMF 計測地点 [3]	23
19	ワイヤレスインホイールモータにおける Region 2 にあたる領域	24
20	車体が存在する場合の測定状況	25
21	車両の有無による EMF の変化	26
22	実験機	27
23	コイル間ギャップ短縮に伴う漏洩磁界の変動	28
24	コイルのソリッドモデル	29
25	$B(x)$ at 20 kW ($y, z = 0$)	30
26	$B(y)$ at 20 kW ($x, z = 0$)	31
27	シミュレーションと実測の比較	33
28	路面コイルの模式図	34

29	コイルインダクタンスのシミュレーション結果	34
30	JMAG によるシミュレーション結果 (評価地点での最大磁束密度と結合係数の関係).	35
31	7kW 送電想定設計送電コイル	36
32	7kW 送電を想定した送電コイルを用いた EMF の測定	37
33	測定地点	37
34	測定風景	38
35	測定地点③	39
36	測定地点④	40
37	コイル切替システムの概要	42
38	N 相インバータを用いた切替システムの回路構成	42
39	W-IWM3 における受電コイル位置に対する結合係数変化	44
40	検知パルスを用いた車両検知の概観	45
41	ハーフアクティブ整流器を用いた待機モードの導入	46
42	送電側インバータのパルス幅制御を用いたサーチパルス	46
43	受電コイルの位置関係による一次側電流	47
44	切替システムの送電手順	48
45	実験装置	49
46	実験結果 (受電コイル：静止時)	50
47	入出力電力結果 (青が入力電力、赤が出力電力)	51
48	TX1 の送電を想定した場合の電流経路の例 (青が送電電流経路、赤が TX2 に流れる電流経路)	52
49	シミュレーションモデル	52
50	シミュレーションにおけるゲート信号	53
51	シミュレーション結果 ($C_{ds} = 155 \text{ pF}$)	54
52	シミュレーション結果 ($C_{ds} = 0$)	55
53	実験結果 (受電コイル：移動時)	56

表 目 次

1	各 WPT 方式の比較	8
2	EMF 曝露参考レベル [3]	22
3	実験条件	25
4	シミュレーションモデルサイズ	27
5	20 kW 送電想定 of 解析用パラメータ	28
6	実験条件とコイル仕様	32
7	10 m 地点の測定結果	32
8	$n - 1$ 個の送電コイルに対する各システムの比較	43
9	シミュレーションパラメータ	47
10	コイルパラメータ	48
11	走行中条件における実験条件	52

第 1 章

序論

1.1 研究背景

1.1.1 地球温暖化と電気自動車 (EV) の開発

近年、地球温暖化を含む環境問題に対する各国の関心は年々高まってきており、日本でも二酸化炭素 (CO₂) の排出削減を目標とした脱炭素社会の実現に向け、国や様々な企業、研究機関など各方面から日々アプローチしている。そういった潮流の中、2015 年 7 月 17 日、2020 年以降の新たな温室効果ガス排出削減目標を定めた「日本の約束草案」が提出され、エネルギー起源の CO₂ 排出量を 2013 年度比で 25.0 % 削減する目標が掲げられた [4]。その中で、運輸部門における CO₂ 排出量は 2013 年度比で 27.6 % も削減しなければならず、早急な対応が求められている。Fig. 1 に日本の運輸部門の CO₂ 排出量内訳を示す [1]。2016 年度において、運輸部門が日本全体における CO₂ 排出量の 17.9 %、さらには自動車全体で運輸部門の 86.2 % (日本全体の 15.4 %) を占めていると報告されている。このように地球温暖化の主要原因である CO₂ といった温室効果ガスを削減していくためには、自動車分野やモビリティ分野の脱炭素化が必須であることがわかる。従来のガソリン車やエンジンを用いるような移動体の効率化だけでは、このような目標は達成することはできず、電気自動車 (EV) といったモビリティの電動化が重要な技術になってきている。また、EV は CO₂ 排出量がゼロでエコな走りが可能であるとともに、回生ブレーキやモータトルクの高応答性などから優れた運動特性も利点と言える。以上から、電気自動車の普及は環境問題と快適な移動という両面から真に取り組むべき課題である。

1.1.2 EV の課題と対策

電気自動車には、ガソリン車と比べて環境負荷が低いだけでなく、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

運輸部門における二酸化炭素排出量

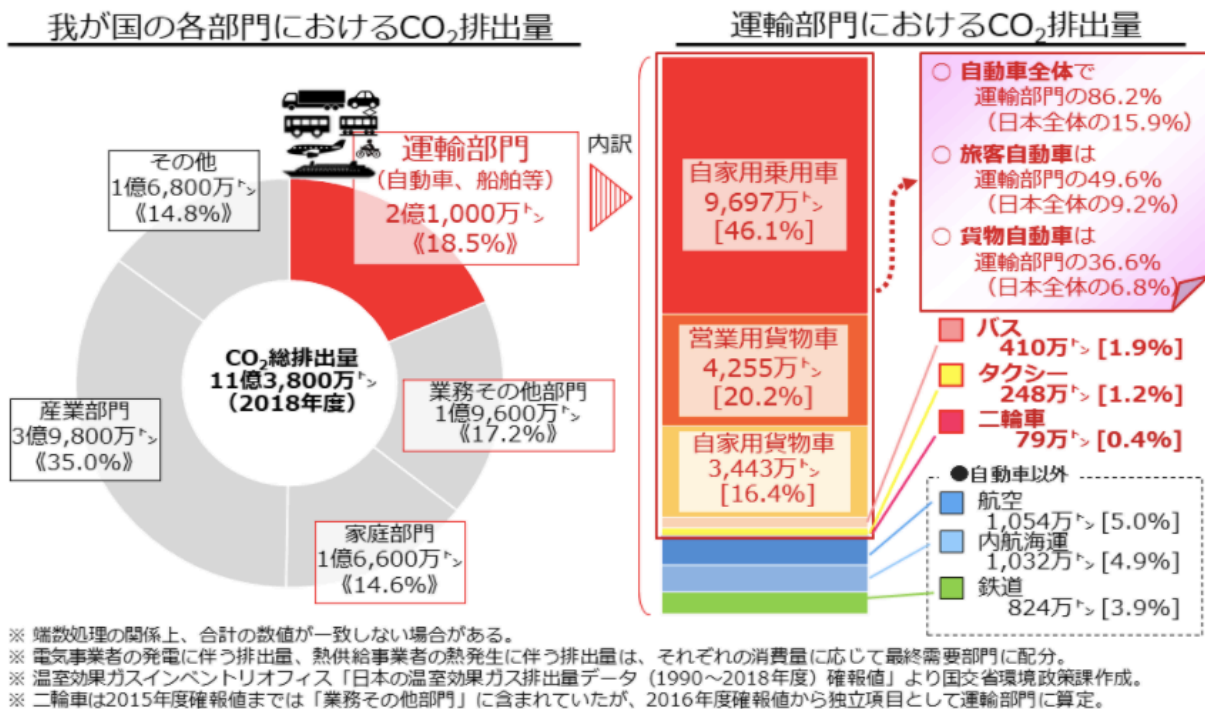


Fig. 1: 運輸部門における二酸化炭素排出量 [1]

には、エネルギー問題の観点から、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。しかし、日本では量産EVが市販されてから、予測ほどの普及は実現されていない。EVは、交通手段として、効率的なエネルギー利用以上に快適な移動を提供する性能には不足があるというのが現状である。その普及しない大きな要因を次に示す。

- 短い航続距離
- 長い充電時間
- 少ない充電箇所

このような課題に対し、EV開発は高性能電池と急速充電を主体として研究開発がなされてきたが、航続距離や充電時間等の問題を解決するためには、以下のような解決策が大きく二つ考えられる。

- バッテリーの大容量化
- 走行中給電

一つ目は、EV に搭載するバッテリー容量を大きくするというもので、いかにクルマ自体にエネルギーを積み込めるかというエンジン車由来の考え方である。もちろん、搭載するバッテリーを増やせば増やすほど航続距離は伸びるが、車体重量の増加から走行抵抗が大きくなり、電費が低下する。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。Tesla などどのように内燃機関車と同等に 500 km 以上走行可能な EV は存在するが、電費は 6 km/Wh 程度と最新の軽量な EV の 1/2 程度で、10 年ほど前の EV の性能になってしまう。これは重い電池を多量に積んで走行距離を延ばしているためであって、CO₂ 削減を目指しての EV 普及の点からは逆方向に行っていることになる [2]。

二つ目は、道路から停車中および走行中の車両に給電するというものである。この走行中給電では、主に接触式と非接触式に大きく分けることができる。接触式では、電車と同じようにインフラ側の電線網と車体側の集電機構を何かしらの接点を介して、電力を送る。この方式では、高効率かつ大電力の給電を行うことができるが、実装可能な区間が制限されることや雨天時および塩害等による懸念が存在し、設置方法や安全性について取り扱いが難しい。一方で、非接触式では給電時に集電機構を接触させる必要がないため、クルマの運転操作はこれまでと変わらず、ヒューマンマシンインターフェースなどにあまり大きな影響を与えずに設計できる。しかし、高効率な電力伝送を実現することに加えて、漏洩電磁界などによって他の機器やシステムに影響を与えないことが課題となる。

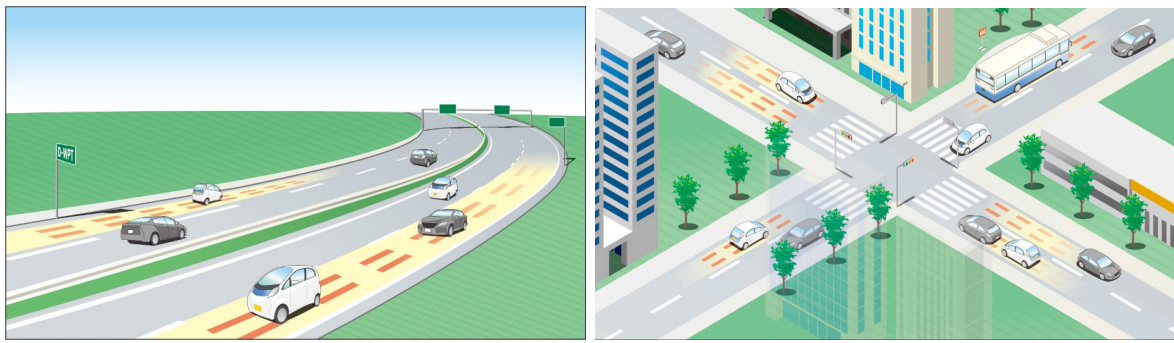
EV への走行中ワイヤレス給電

EV への走行中ワイヤレス給電は、その名の通り走行中の EV に対して「ワイヤレス」に給電を行うものであり、EV を利用する人の手を煩わせない上、航続距離を気にせず走行が可能になる。現在、送電区間として高速道路や市街地の信号の手前などが検討されている。この送電区間の路面に送電コイルを埋め込み、車体にある受電コイルによって電力を受け取る。高速道路を 100 km/h で走行中の 4 人乗り乗用車の動力は道路勾配が 0 % において 15 kW 程度、マイクロバスで 50 kW 程度、勾配が 3 % になるとそれぞれ 30 kW、95 kW 程度になると算定されることから、道路からの必要供給電力は重量車まで考えると 10~200 kW 程度になると考えられている [2]。また、Fig. 2 に示すように、高速道路で給電レーンを設けてワイヤレス給電を行う場合や、市街地の信号手前付近に給電システムを敷設して、信号待ちの間に給電を行う場合などが想定されている。

1.1.3 走行中ワイヤレス給電の課題

EV への走行中ワイヤレス給電の課題は停車中のワイヤレス給電でも同時に起こりうる課題と走行中となることで生まれる課題の二つが大きく分けて存在する。まずは、停車中で生じる課題の例を以下に記す。

- 近傍漏洩磁界による生体への影響



(a) 高速道路 (高速走行中ワイヤレス給電)

(b) 市街地 (準走行中ワイヤレス給電)

Fig. 2: 走行中ワイヤレス給電の想定図

- 電磁波の周辺機器への影響
- 金属異物存在時の検知 [6]
- 送電コイル形状や埋め込み深さ

漏洩電磁界の周辺機器や近傍漏洩磁界による生体への影響に関しては、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、真剣にかつ早急に検討する必要がある。給電能力が確保されていると仮定しても、大きな磁界が発生するが故に安全性が確保されなくては、社会実装されるに足らないシステムになってしまうからである。特に市街地でのワイヤレス給電を想定すると、避けては通れないものである。金属異物の存在に関しては、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。そこで、異物検知と呼ばれる、コイル間に金属異物がある場合に給電を止める技術が必要になってくる。送電コイルの形状や埋め込み深さ等に関しては、道路に敷設し給電していく上で、どのような方式が最適かを考える必要がある。コイルのサイズ、巻き数やピッチ幅、使用する電線の種類、フェライトの有無等によりコイルの給電能力が変わってくる上に、埋め込身においては深くすると送受電コイル間エアギャップが大きくなり給電効率の低下を招き、逆に浅くするとコイル上面のアスファルトの強度が小さくなり、コイル自体の強度が懸念される。

次に走行中のワイヤレス給電における課題を次に示す。

- 車両検知
- 送電開始時の過渡応答
- 高効率に大電力送電を行う電力変換機器
- 短時間に給電電力調整を行う制御技術

走行中の給電を想定すると、路面側に埋め込んだ送電コイルを車両が送電区間に来たときに適切に検知し、適切に送電準備を行い、適切に電力制御を行い、適切に送電を終了するという工程を短時間

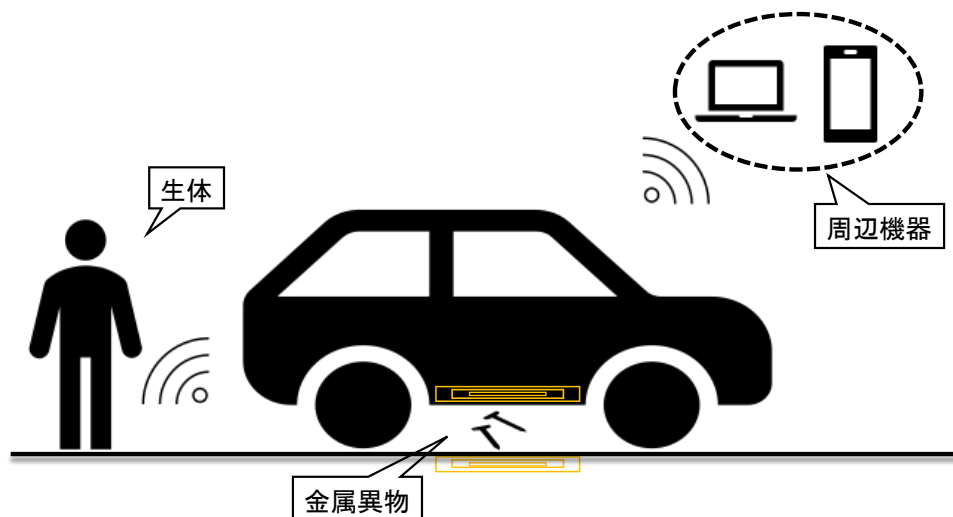


Fig. 3: 電磁界が関わる影響

に行わなければならない。高速道路で 100 km/h を想定すると、送電コイルが車体と同程度であれば数 ms レベルで制御を行う必要がある。上記のような課題の他にも解決すべき課題はいまだに多く存在しているのが現状である。

1.2 本論文の目的

本論文では、本研究室で研究開発が進められているワイレスインホイールモータと呼ばれる EV のワイヤレス給電の機構において、ワイヤレス給電の課題である漏洩磁界を考慮した地上側システムの提案を行い、その実現可能性に関する検討を行う。本論文では、ワイレスインホイールモータで採用されている磁界共振結合方式の S-S 方式を想定する。

電力規格ごとに地上側送電コイルのサイズを検討し、漏洩磁界の基準値を下回り安全性が担保されたハードウェアを提案する。また、漏洩磁界を考慮するとその分コイルサイズの縮小が求められる。すると、走行中ワイレス給電において給電時間の減少は電力供給能力に関わるため、より多くのコイルを敷設する必要がある。その際に問題となる敷設コスト増加の問題を解決するため、複数の送電コイルを一つのインバータに接続し、送電区間の送電コイルのみを動作させるシステムを提案する。

1.3 本論文の構成

本論文の構成を Fig. 4 に示す。

第 2 章では、本論文で扱う基本的な技術である磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送について述べる。さらに、磁界共振結合方式の中でも、EV への給電に適しているとされる S-S(Series-Series)方式のワイヤレス給電の特性について論じ、その重要な性質を回路解析を交えて示す。第 3 章では、本論文で提案する W-IWM3 における地上側システムについて論じる上で前提知識となる本研究室

がこれまで行なってきたワイヤレスインホイールモータの研究について述べる。その上で、現状の走行中ワイヤレス給電の課題を踏まえて、新たな W-IWM3 の送電システムを提案する。第 4 章、第 5 章では、具体的な課題とそれに向けた改善案についての 2 種類の研究を述べる。第 4 章では、「漏洩磁界を考慮した地上側コイルの設計」について述べる。まず、現在の地上側コイルを用いたシステムにおける漏洩磁界を測定した。次に、JMAG という磁界シミュレーターを用いて、漏洩磁界が基準値を下回る際の地上側コイルのサイズを提案する。第 5 章では、「複数の送電コイルに対する送電区間切替システム」について提案する。まず、このシステムで用いる N 相のインバータとそこに接続された複数のコイルの送電方法を述べる。次に、シミュレーションと実験によりその実現可能性を検証する。第 6 章では、本論文の総括を述べ、今後の展望について述べる。

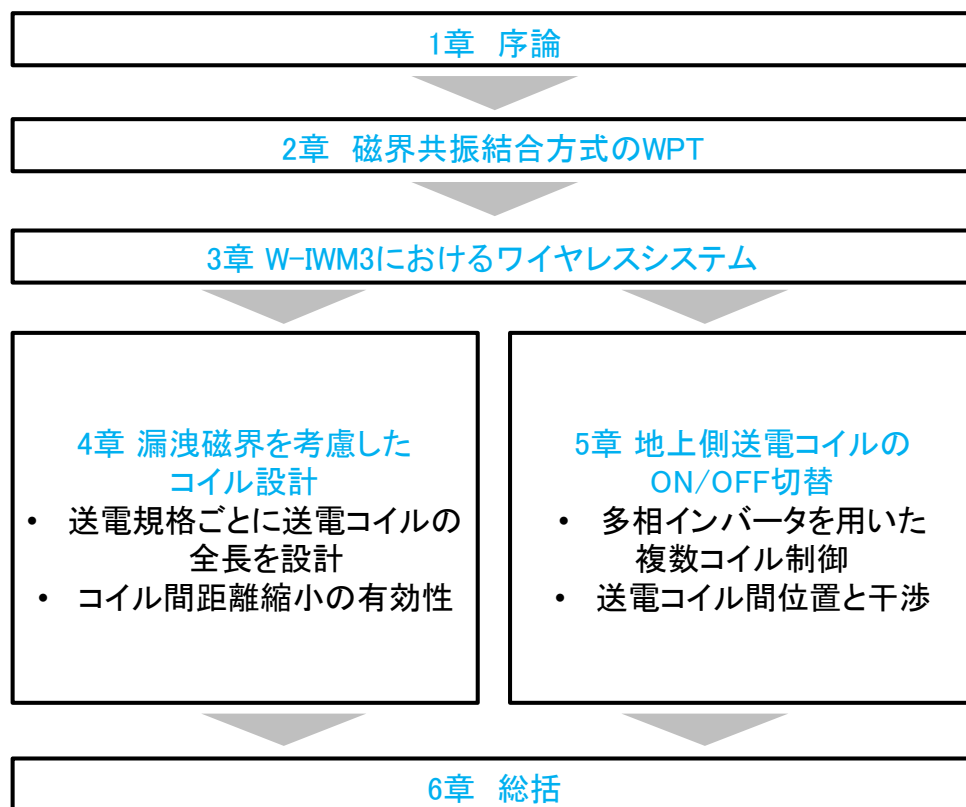


Fig. 4: 本論文の構成

第 2 章

磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送

2.1 はじめに

近年、ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) に関する研究は大きな注目を集めている。パワーエレクトロニクス技術の発展により容易に高周波の電磁波を発生させられるようになったことや、2007 年 Massachusetts Institute of Technology (MIT) の研究グループによる 2 m の距離を介しての 60 W 長距離送電の成功 [7] を機に、さまざまな分野のアプリケーションにワイヤレス電力伝送の適用が期待される。その中で、EV の走行中ワイヤレス給電もまた WPT 技術の一つのアプリケーションであり、EV のバッテリー容量によらない長距離走行や蓄電装置の小型化などが期待されている [8] [9]。本章では、EV の走行中ワイヤレス給電に適した電力伝送方式を説明するとともに、本論文で利用するパワーエレクトロニクスの制御技術についても導入する。

2.2 ワイヤレス電力伝送の種類

ケーブルを使うことなく電気を送るためには、空間中を通してエネルギーを伝える必要があるため、電気エネルギーから異なる媒体にエネルギー形態を変換する、エネルギー変換技術が重要になる。空間中を通してエネルギーを伝える例として、コイル間に生じる磁界や空間中に放射される電磁波、電極間に生じる変位電流など、さまざまな方法でエネルギー伝送を実現でき、これらを受電側で利用可能な電気エネルギーに再度変換すればワイヤレス電力伝送が可能となる。本論文では、Fig. 5 で示すように、主に電磁波を用いる 3 つの方式の分類について述べる。

電磁誘導方式

電磁誘導方式は、ワイヤレス給電の中でも最も一般的な方式であり、回路構成が簡単で高効率であるのが特徴である。その動作原理は、コイルの 1 次側に交流電圧を供給することで磁束を発生させ、

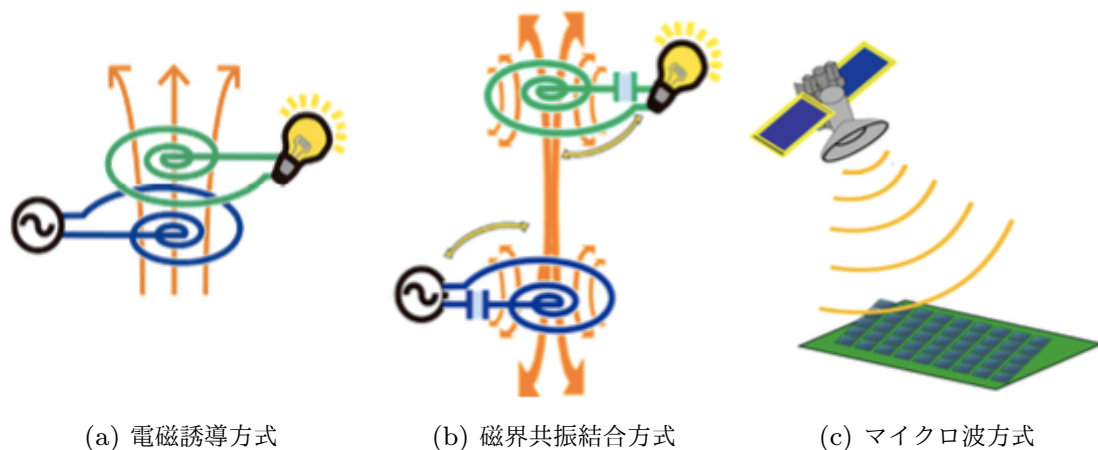


Fig. 5: WPT 方式の分類

Table 1: 各 WPT 方式の比較

-	電磁誘導方式	磁界共振結合方式	マイクロ波方式
Air gap	several cm	several m	several km
Efficiency	high	high	low
Misalignment	×	○	×

2次側ではこの磁束を打ち消すように誘導起電力が発生する。この虹側に発生する電力を機器の充電などに利用することができる。しかし、数 cm 以上の長距離伝送やコイル位置のずれが大きい場合は、効率の低下もかなり大きくなってしまい、EV の走行中ワイヤレス給電への適用は難しいと考えられる。

磁界共振結合方式

磁界共振結合方式は 2007 年に Massachusetts Institute of Technology (MIT) によって提案されたもので [7]、電磁誘導方式と同様に磁界を使って電力伝送を行う。しかし、前述の電磁誘導方式とは異なり、送電コイルと受電コイルに共振コンデンサが取り付けられており、共振現象を利用していることが特徴である。この共振現象を利用することで、高効率で長距離伝送や位置ずれに対してロバストであるといった特性を持つ。このとき、送電器と受電器はともにある特定の周波数において共振条件を満たしており、その周波数において電力伝送を可能としている。

マイクロ波方式

マイクロ波方式では送信側が空間にそれぞれ電磁波、レーザー、超音波を放射し、受信したエネルギーを電力に変換することで給電する方式である。給電電力は非放射型に比べて小さいが、給電距離が長距離なのが特徴である。また、宇宙太陽光発電システム (SSPS) と呼ばれる構想に用いられる技

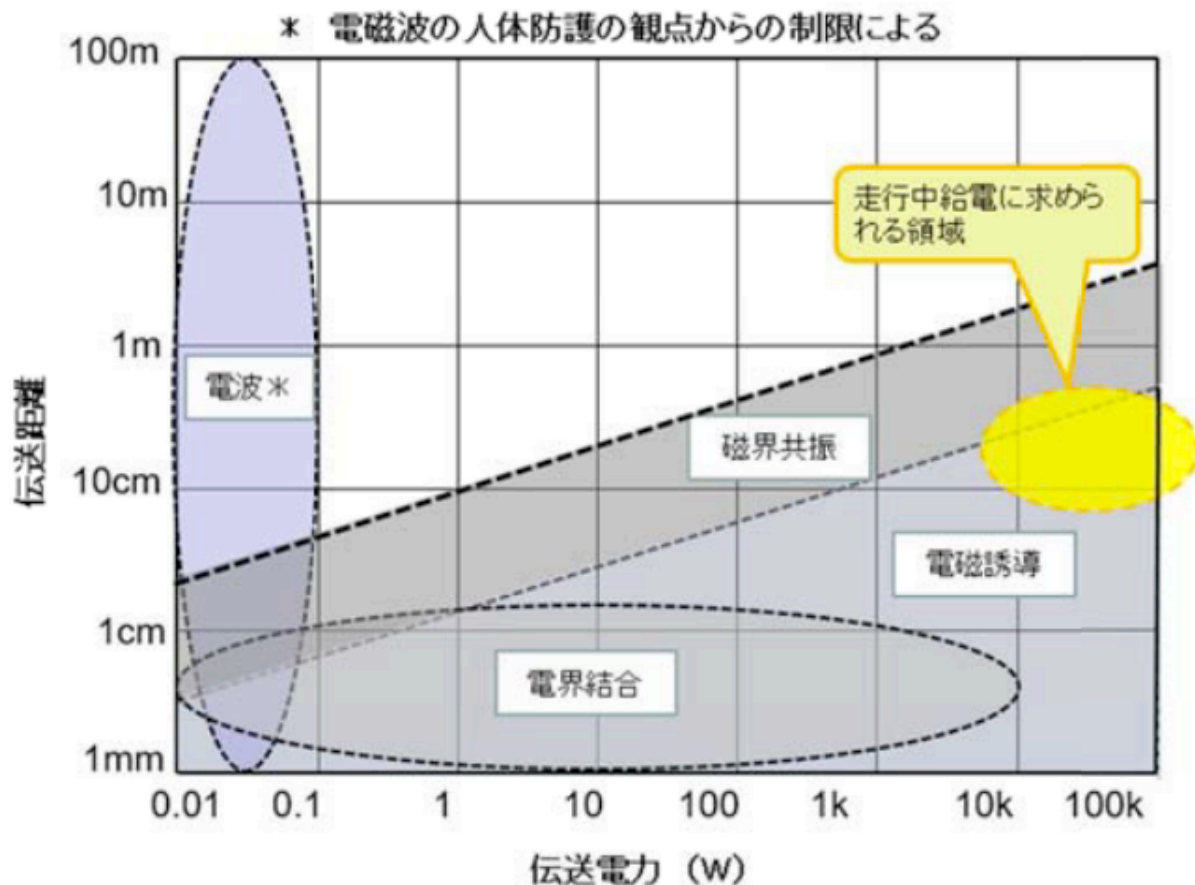


Fig. 6: ワイヤレス給電方式の伝送電力と伝送距離 [2]

術として期待されている [10]。宇宙太陽光発電システム (SSPS) とは、宇宙空間に巨大な太陽電池とマイクロ波送電アンテナを配置し太陽光エネルギーを電気に変換した後、マイクロ波に変換して地球上に設置した受電アンテナ (レクテナ) へ送電、地上で電力に再変換し、エネルギー源として用いるというものである。しかし、比較的に高周波帯を利用し、高度な電力変換技術を要するため、実用化にはまだ遠いのが現状である。

EV を想定した場合の給電方式

Fig. 6 に様々なワイヤレス電力伝送の方式における送電可能な電力と送電距離の関係を示した。走行中給電に求められる伝送電力 10~200 kW で伝送距離が車の最低地上高を考慮して 9~30 cm の範囲だと考えれば、磁界結合型と呼ばれる電磁誘導式と磁界共振方式で対応できることがわかる。本論文では、より高効率な送電が可能となる磁界共振結合方式を採用し議論する。

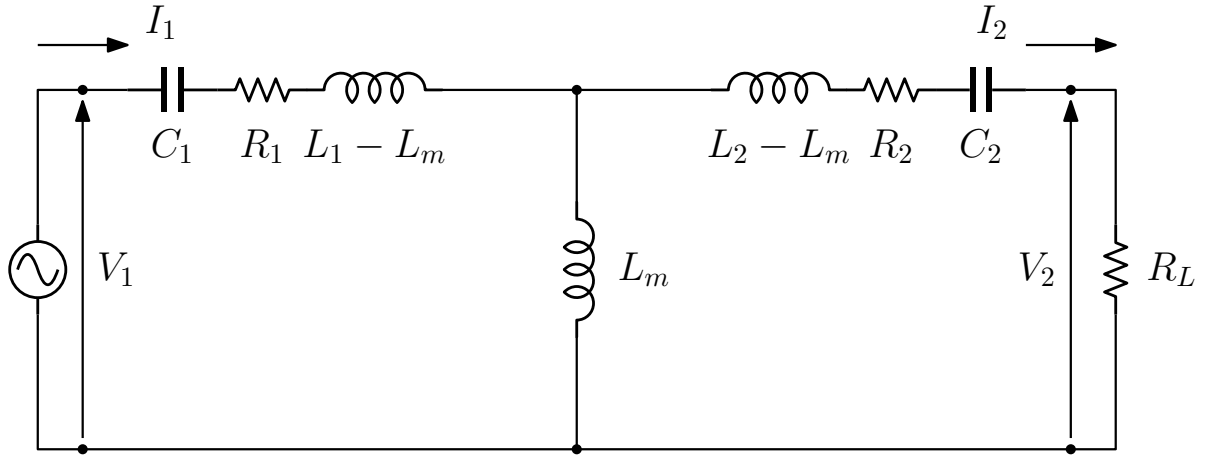


Fig. 7: S-S 方式ワイヤレス電力伝送の T 型等価回路

2.3 S-S 方式の磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送

磁界共振結合方式では送電側および受電側でそれぞれ LC 共振を利用するが、共振コンデンサを接続する補償回路の構成は複数存在する。共振コンデンサを送電側、受電側にそれぞれ直列 (Series) に接続するかもしれないしくは並列 (Parallel) に接続するかによって、主に 4 通りの方式が考えられる。その中でも送電側受電側ともに直列で接続する S-S (Series-Series) 方式を本論文では扱っていく。S-S 方式を採用する理由としては、アプリケーションとして電気自動車を想定する場合、以下が挙げられる [11]。

- コイル間の結合係数によらず共振条件を設計できる
- 回路の対称性から双方向の電力伝送に適している。
- 回路パラメータの変動がある程度許容できる。
- 最大効率を得やすい。

2.3.1 等価回路による回路解析

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、給電効率や送電電力の理論式を導出する。磁界共振結合 WPT における基本的な回路特性を理解するため、負荷抵抗 R_L を接続した SS トポロジーの T 型等価回路を Fig. 7 に示す [12]。 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 は送受電コイルの相互インダクタンス、 R_L は等価負荷抵抗である。送電側と受電側が共振角周波数 ω_0 であるとする、次のような条件を満たす。

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

(2-1) を満たすとき、Fig. 7 の回路方程式は、

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & j\omega_0 L_m \\ j\omega_0 L_m & R_2 + R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

と表せる。これを解くと、送受電間の電圧比 A_V 、電流比 A_I は、

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\omega_0 L_m R_L}{(\omega_0 L_m)^2 + R_1(R_2 + R_L)} \quad (2-3)$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\omega_0 L_m}{R_2 + R_L} \quad (2-4)$$

と計算でき、送電効率 η 、送電電力 P_1 、受電電力 P_2 は、

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L)\{(\omega_0 L_m)^2 + R_1(R_2 + R_L)\}^2} \quad (2-5)$$

$$P_1 = \frac{(R_2 + R_L)\{(\omega_0 L_m)^2 + R_1(R_2 + R_L)\}^2}{\{(\omega_0 L_m)^2 + R_1(R_2 + R_L)\}^2} V_1^2 \quad (2-6)$$

$$P_2 = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{\{(\omega_0 L_m)^2 + R_1(R_2 + R_L)\}^2} V_1^2 \quad (2-7)$$

と表せる。(2-5) はより、効率は等価負荷抵抗 R_L の関数となる。ここで、 $\partial\eta/\partial R_L = 0$ を満たす $R_{L,opt}$ を (2-5) に代入すると、最大効率 η_{max} は次のように表せる。

$$R_{L,opt} = \sqrt{R_2^2 + \frac{R_2(\omega_0 L_m)^2}{R_1}} \quad (2-8)$$

$$\eta_{max} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{\{\sqrt{R_1 R_2} + (\omega_0 L_m)^2 + \sqrt{R_1 R_2}\}^2} \quad (2-9)$$

また、そのときの最適電圧比 $A_{V\eta_{max}}$ は、

$$A_{V\eta_{max}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2} + (\omega_0 L_m)^2 + \sqrt{R_1 R_2}} \quad (2-10)$$

となる。さらに、効率を結合係数 k および Q 値 Q_i を用いて表すと、

$$\eta = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (2-11)$$

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2-12)$$

$$Q_i = \frac{\omega_0 L_i}{R_i} \quad (i = 1, 2) \quad (2-13)$$

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、コイルの形状 (L 、 R に影響) やコイル近傍に存在する物質の等価損失 (R に影響) に等に影響を受ける。

2.3.2 定電圧負荷へのワイヤレス給電

実際の EV というアプリケーションを想定すると、抵抗負荷を用いられることはほとんどなく、最終的な負荷はバッテリーとなる場合が多い。そのため、回路解析を行う場合、定電圧負荷として解析する必要がある。ここでは、インバータやダイオード整流器といった電力変換回路も含めた回路構成を示し、定電圧負荷が接続された場合の送電側および受電側の電圧・電流特性について検討する。

定電圧負荷を想定した回路図を Fig. 8 に示す。送電側では、インバータはフルブリッジインバータを用いて矩形波電圧駆動させ、動作周波数は送受電コイルの共振周波数に一致させて行う。このとき、パルス幅制御 (PWM 制御) を行い、一次側の交流電圧 V_1 、交流電流 I_1 を制御することができる。受電側ではダイオード整流器によって受電電力を直流に変換し、定電圧負荷を接続する。整流後の直流リンク電圧 V_{2dc} は、バッテリーに接続された昇圧チョップなどの外部回路によって制御する場合には可変とすることができ、最適負荷を満たすように制御することも可能である。このとき、送電側で印加電圧は動作周波数と共振周波数が一致した矩形波であるが、送受電コイルがともに

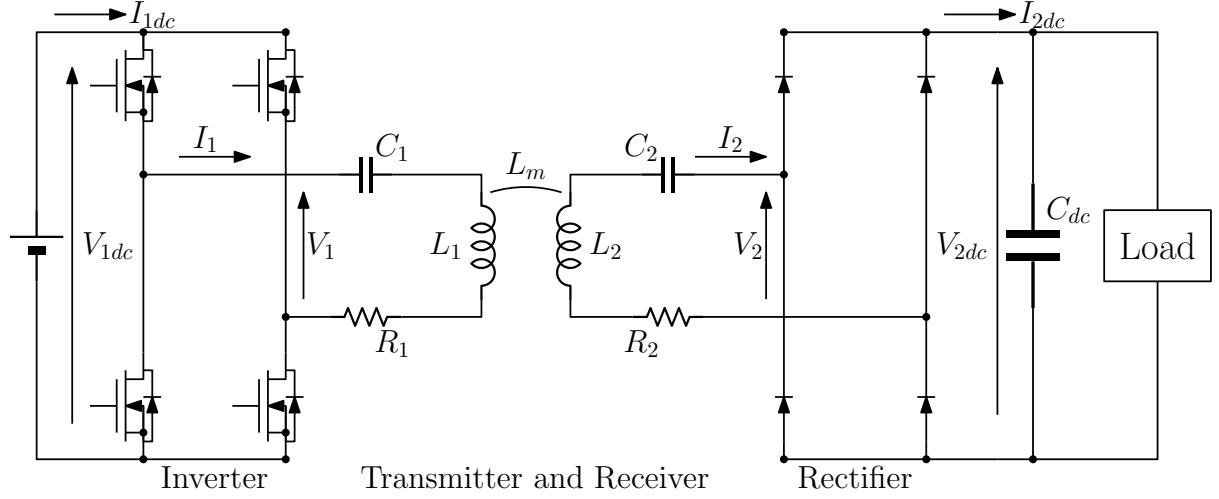


Fig. 8: 定電圧負荷を想定したワイヤレス給電回路

一種の LC フィルタとして考えることができるため、送電においては共振周波数成分のみ考慮すれば良い。受電側においても同様のことが言える。このことから、フーリエ級数展開をし基本は成分のみを考えたとき、直流電圧 V_{1dc} , V_{2dc} と電力変換後の交流電圧 V_1 , V_2 の関係は、それぞれ次のように表せる。

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{1dc} \quad (2-14)$$

$$V_2 = j \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2dc} \quad (2-15)$$

と表せる。ここで、 V_1 をフェーザ表示の基準とし、 V_2 は V_1 に対して位相が 90° ずれることに注意して定義している。また、このときの交流電流 I_1 , I_2 は位相差に注意して解くと次のように表せる。

$$I_1 = \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (2-16)$$

$$I_2 = j \frac{-R_1 V_2 + \omega_0 L_m V_1}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (2-17)$$

(2-5)、(2-6)、(2-7) で示した、送電効率 η 、送電電力 P_1 、受電電力 P_2 も次のように書き直せる。

$$\eta = \frac{\omega_0 L_m V_2 - R_1 V_1}{\omega_0 L_m V_2 + R_2 V_1} \quad (2-18)$$

$$P_1 = \frac{\omega_0 L_m V_2 + R_2 V_1}{(\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2} V_1 \quad (2-19)$$

$$P_2 = \frac{\omega_0 L_m V_2 - R_1 V_1}{(\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2} V_1 \quad (2-20)$$

(2-18) を電圧比 $A_V = V_2/V_1$ を用いて表すと、

$$\eta = \frac{\omega_0 L_m A_V - R_1 A_V^2}{\omega_0 L_m A_V + R_2} \quad (2-21)$$

となり、 A_V の関数として表せる。このため、定電圧負荷を想定した S-S 方式のワイヤレス電力伝送において、送電側、受電側電圧の制御を行うことが送電電力や送電効率を制御することにつながる。

第 3 章

走行中ワイヤレス給電に適した電気自動車 開発

3.1 はじめに

EV は電気モータの優れた応答性によって、ガソリン車では実現できない高度な車両運動制御が可能になる [5]。その中で、EV の駆動方式は、主にオンボードモータ方式とインホイールモータ (In-Wheel Motor: IWM) 方式の二つに分けることができ、各車輪を独立に駆動できる IWM 方式はより高度な運動制御を実現できると期待されている。本章では、本論文がアプリケーションとして想定している EV の駆動技術とワイヤレス給電技術を融合させたワイヤレスインホイールモータ (W-IWM) の研究開発について紹介する。

3.2 インホイールモータ (IWM) 方式の電気自動車

Fig. 9 に示すように、EV には従来のガソリン自動車 のエンジンを数十数百 kW のモータに置き換えたオンボード方式と各ホイールに収まる程度の小型のモータを複数配置する IWM 方式が存在する。現在の EV の駆動方式は、オンボード方式が主流となっているが、ディファレンシャルギアやドライブシャフトが低い帯域に機械的な共振をもつため、制御の帯域を上げられずモータの高速トルク応答のメリットを活かしきれない。一方、IWM 方式では、ホイール内部にモータを搭載するため、ディファレンシャルギアやドライブシャフトといった駆動系の部品を省略でき、駆動モータは直接あるいは減速機のみを介してタイヤに動力を伝達することが可能である。オンボード方式と比較すると、駆動系の重量を軽くできるだけでなく、エネルギー損失も少なくなる。また、機械共振による影響を受けにくくなるため、モータの高い制御性能を発揮しやすい方式といえる。

しかし、一方で IWM にも課題が存在する。その課題の主なものとしては、ばね下重量の増加と

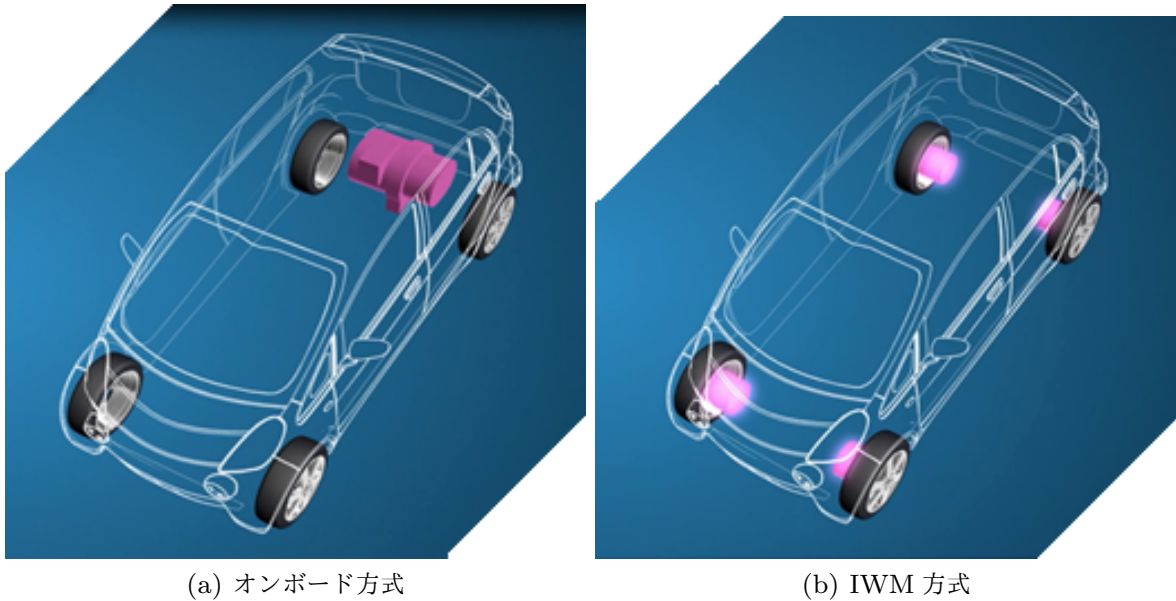


Fig. 9: EV の駆動方式の種類

車体ホイール間のケーブル断線リスクが挙げられる。ホイール内にモータを搭載することによるバネ下重量の増加は、一般に乗り心地の悪化につながると言われる。これは、乗り心地に影響がある周波数領域の振動が増えることによるため、インホイールモータの各輪独立駆動を活かして乗り心地を悪化させる領域の振動を抑制する制御法が提案、研究されている。また車体ホイール間のケーブルに関しては、寒冷地における凍結や飛散物の衝突により断線するリスクを抱えている。この問題を解決するために本研究室の研究グループでは車体ホイール間をワイヤレス化するワイヤレスインホイールモータ (Wireless In-Wheel Motor: W-IWM) の開発に取り組んできた [13]。

3.3 ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM)

3.3.1 第一世代ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM1)

従来の IWM は車体側からケーブル (ワイヤ) によって電力供給されているが、これをワイヤレス化することができれば断線リスクに対する信頼性を大きく向上できる。このことを目的として、ワイヤレス電力伝送を利用して、車体側と IWM の間を高効率に電力を送る IWM が 2015 年に制作され、第一世代ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM1) と発表された (Fig. 11) [14]。この WIWM1 では、送受電側ともにインバータを搭載することで、双方向の給電や同期整流と呼ばれる受電側で積極的に電力を制御できる機能を備えており、車体ホイール間の送電効率は 94.3 % という結果が得られている [15]。

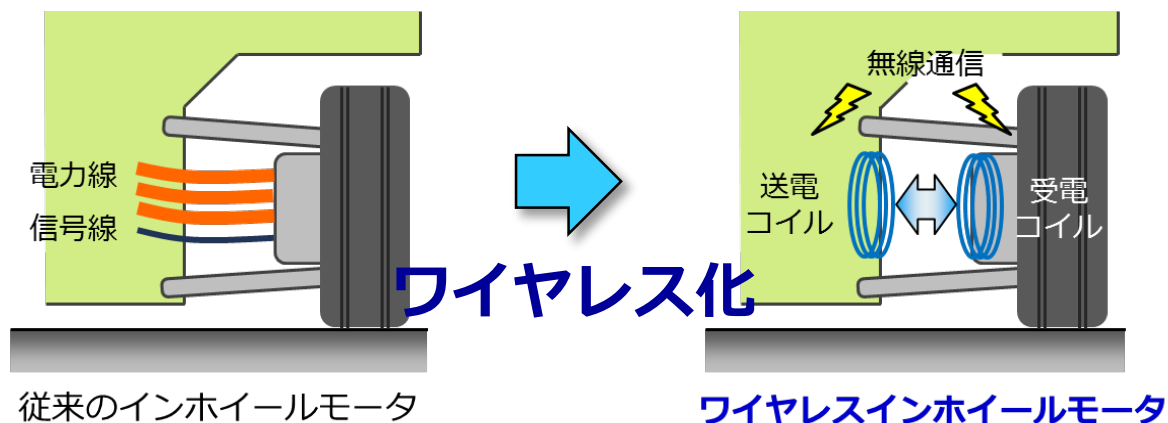


Fig. 10: W-IWM1 のコンセプト

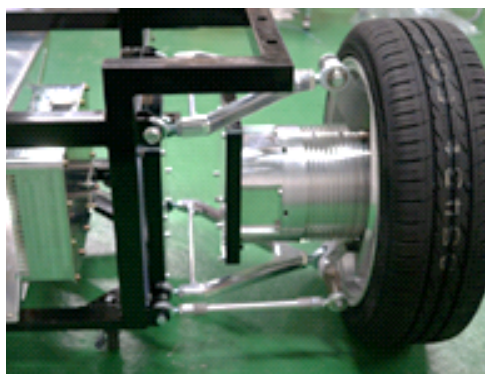


Fig. 11: W-IWM1

3.3.2 第二世代ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM2)

前節で述べた W-IWM1 を進化させたのが第二世代ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM2) であり、2017 年に開発された [16]。Fig. 12 に W-IWM2 の基本的なシステム構成を示す。W-IWM2 では、ホイール側に路面給電のような受電コイルを配置したことで走行中給電にも対応した構成となっている。また、ホイール側にリチウムイオンキャパシタを取り付けることで電力のバッファを設け、より安定した駆動が可能となった。走行中給電や電力バッファ用のリチウムイオンキャパシタが加えられたため、W-IWM2 ではより高度なパワーフロー制御が必要とされるが、[16] において実証されている。

W-IWM2 の走行中給電としての特性について説明すると、一般的な走行中給電の研究では受電コイルは車体底面に取り付けを想定されるが、W-IWM2 においてはサスペンションを介さずに地面に接地しているばね下であるホイール側ユニットに受電コイルを取り付けている。これによって、路面コイルとのエアギャップが一定になり、コイル間の結合が走行中の振動による影響を受けないことや、最低地上高の制限をうけないためエアギャップを小さくしてより高効率な送電を目指せると

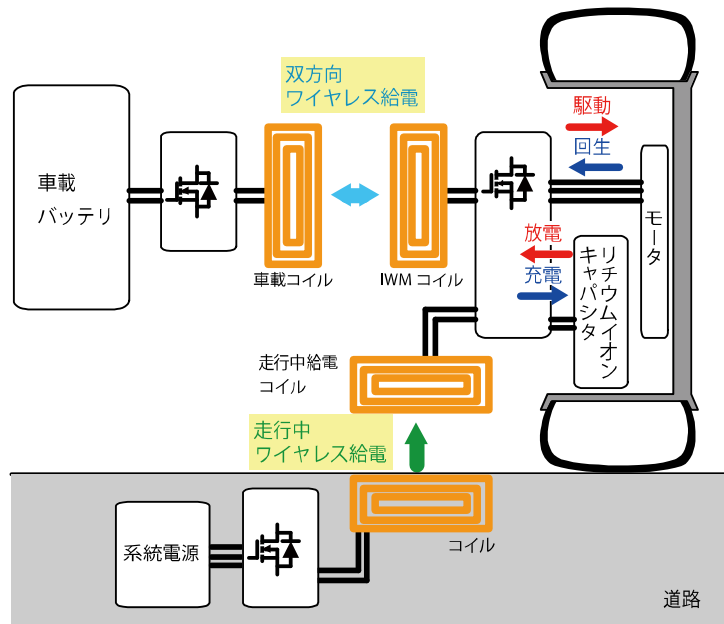


Fig. 12: W-IWM2 の構成

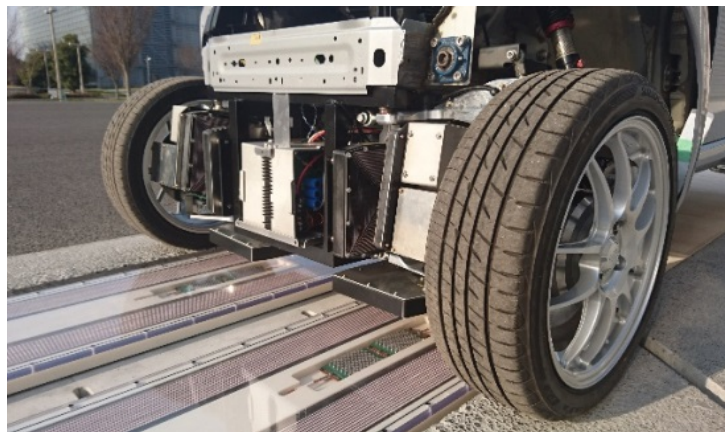


Fig. 13: W-IWM2

いったメリットがある。

3.4 第三世代ワイヤレスインホイールモータ (W-IWM3)

2019 年、本研究グループはさらに W-IWM2 の走行中給電に特化した機能を進化させ、20 kW 給電が可能かつ高効率な給電コイルを開発し、さらには車載コイル重量低減のため送受電コイルの小型化にも成功した [13]。Fig. 14 にその構成を示す。W-IWM3 では、車体のリアのみに IWM を搭載することで、車体ホイール間に異物が侵入してくるリスクを低減している。W-IWM3 の主な技術進歩は以下が挙げられる。

- 小型化：使用する給電用コイルの小型化や、タイヤの中に充電系、駆動系、冷却系の機器の小

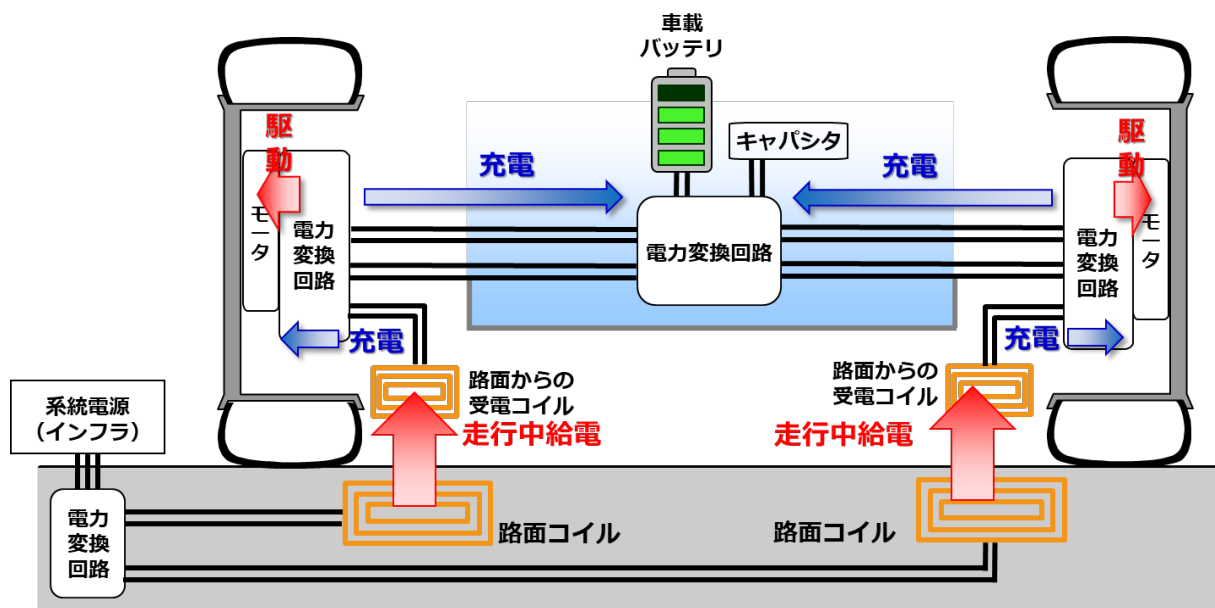


Fig. 14: W-IWM3 の構成

型化に成功

- 高効率化：路面車体間の給電効率の上昇（給電効率 92.5 % [17]）
- 高出力化：20 kW 給電、25 kW 駆動

コイルサイズの第二世代と第三世代の比較した図を Fig. 16 に示す。受電コイルが 2 層スパイラル構造をしており、インダクタンスが 1 層分より大きくなることや、1 本のリッツ線のみで 2 層分のスパイラルコイルを作成しているため高効率化が実現できている。

本論文では、この W-IWM3 というアプリケーションを想定し、実験等で使用するコイルについても第三世代のものを使用している。



Fig. 15: W-IWM3





受電側 (車輪側)	 254×387×37	 230×230×26.5
送電側 (インフラ側)	 1500×490×45	 1086×318×45
給電能力	12kW	20kW
コイル効率	96.5%	98.1%
	第2世代	第3世代

Fig. 16: W-IWM3 と W-IWM2 の走行中給電用コイルの比較

第 4 章

漏洩磁界を考慮した地上側送電コイル設計

4.1 はじめに

本研究では、路面から W-IWM へのワイヤレス給電でのシステムを想定し、EMF を可能な限り低減し、EMF 評価を容易に行うコイル設計の検討を行う。コイル間のギャップと路面側コイルのコイル長に注目し検討する。具体的に行ったことを以下に述べる。

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

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

また、この短いコイルは走行中の時充電時間が短くなることから、ある程度間隔を狭めてを敷設することを想定する。こういった分割型コイルの研究も多くなされている [18]。

4.2 漏洩磁界に関する国際規格

非常に強い電磁界の中では、生体に強い不快感や神経などに刺激作用を及ぼす可能性があり、磁界共振結合方式のワイヤレス給電は漏洩磁界に関する規定が必要となってくる。EV 用 WPT システムの開発と並行して、その制度化、標準化も積極的に進められている。特に、制御通信以外の分野の詳細な技術内容については、SAE-J2954 で議論が多くなされている [3]。その中で、漏洩電磁界

に関する国際標準規格については、ICNIRP(国際非電離放射線防護委員会)2010 のガイドラインに則ったものとなっている [19]。

Table 2: EMF 曝露参考レベル [3]

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

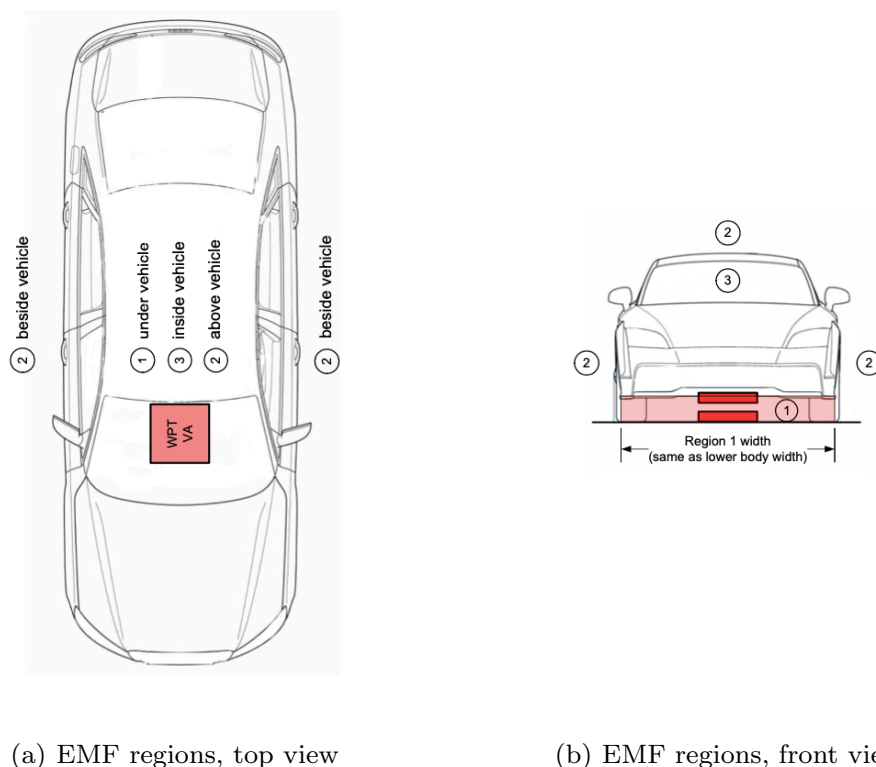


Fig. 17: EMF の規定領域 [3]

具体的な参考レベルや領域に関する規定を Table 2、Fig. 17 に示す。Table 2 中にある Regions 2 and 3 は Fig. 17 で示す番号の領域のことを指す。具体的に述べると、Region 2 は車底を除いた車外の領域、Region 3 は車内の領域を表す。[3] SAE では、人体に影響する EMF を考慮しており、人体の入る余地のない Region 1 についての規定はなく、Regions 2 and 3 において、漏洩磁界の値が 27 μ T が基準値となっている。これらの磁界への曝露制限に関するガイドラインに基づき、磁界曝露の安全性に関する定量的な議論や評価を行う必要がある [20]。

4.2.1 W-IWM3 における評価地点

第一に、コイル間ギャップについて、車体側コイルが車体底部に搭載しバッテリーに給電する方式を考えると、コイル間ギャップは大きく車体設計に依存するものである。しかし、本研究室ではイン

ホイールモータへの直接給電を想定しているため、左右のタイヤ付近のバネ下に搭載する方式をとっている。この方式では、走行時の車体の揺れによるコイル間ギャップの変動がなく、コイル間ギャップ自体も比較的小さくできるため車体下へ取付けるコイルより相互インダクタンスが大きくなり高効率な送電が可能になるという利点を持つ。本研究ではそのバネ下搭載を想定し、漏洩磁界とコイル間ギャップとの関係を検証した。

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

本研究では、W-IWM において EMF を可能な限り低減し、EMF 評価を容易に行うコイル設計の検討を行う。この時の漏洩磁界を評価する測定地点は Fig. 18 の赤線の部分で規定されており、つまり車体側面部分において評価を行えばよい。今回は W-IWM ではバネ下に受電コイルを搭載する方式をとっており、送受電コイルは共にホイール付近に左右に設置することを想定している。Fig. 19 に示す通り、コイル中心から赤く示された領域である車体側面までの距離は 500 mm であり、この地点を評価を行う地点とする。

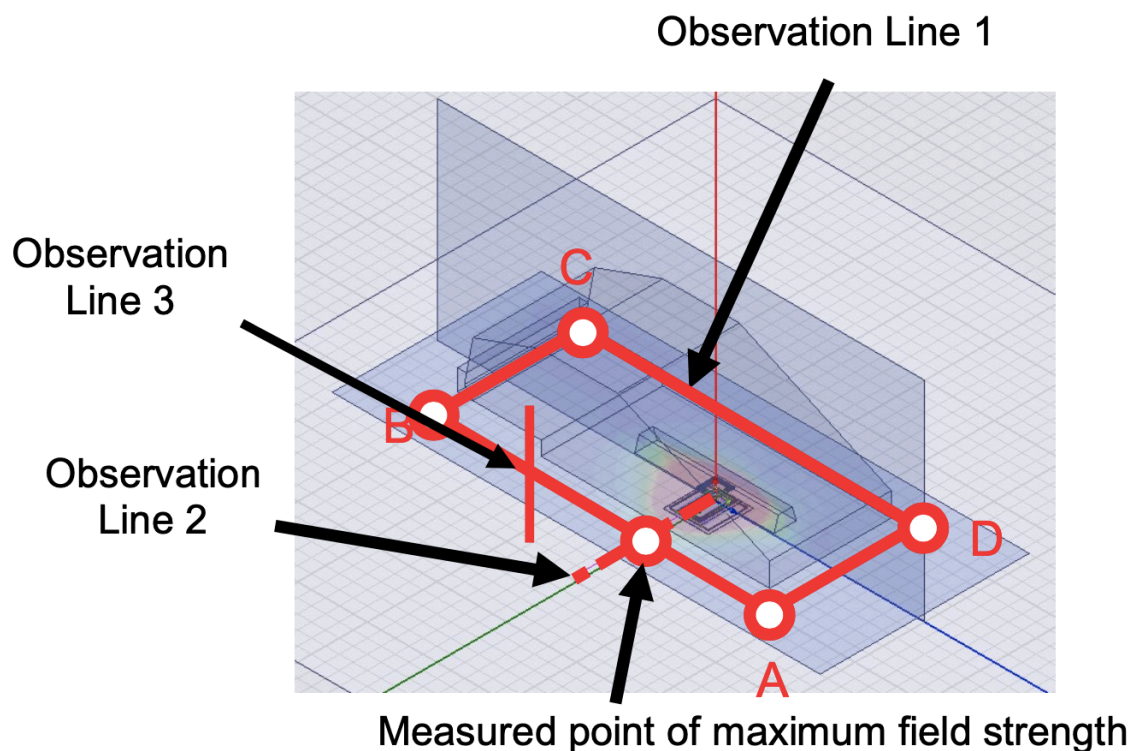


Fig. 18: EMF 計測地点 [3]

W-IWM で使用しているコイルを用いた時の EMF の測定結果を Fig. 21 に示す。この実験では、

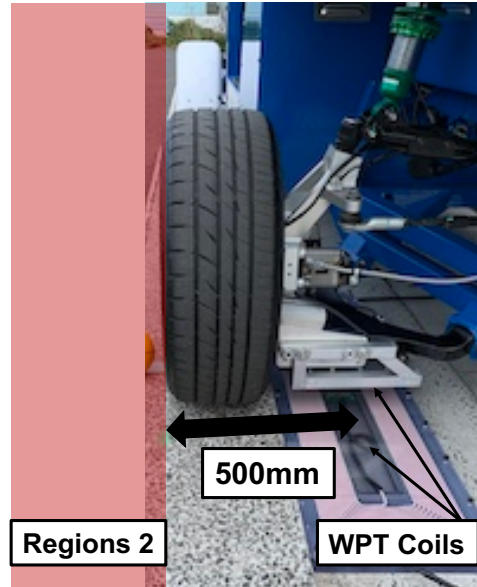


Fig. 19: ワイヤレスインホイールモータにおける Region 2 にあたる領域

Fig. 20 に示すように車体が存在する場合とコイルのみの場合で比較を行った。Fig. 21 より、車体が存在する場合では、車体部がシールドになることにより EMF が低減されていることがわかる。しかし、車体設計などによってシールド効果は差が出るため、コイル設計の段階から EMF の参考レベルを考慮した設計にしておくことが必要である。

4.3 送受電コイル間距離縮小による漏洩磁界の有効性

本節ではコイル間ギャップ短縮に伴う漏洩磁界の変動に関する実測値を示す。その時の実験セットアップの様子を Fig. 22 に示す。路面側のコイル中心を原点として、図のように x 軸、y 軸を設定する。z 軸は路面コイル表面からの高さを表すこととする。磁界の測定には、Narda S.T.S. 社製 ELT-400 型磁界曝露レベルテストを用いた。この時、地表面から磁界曝露テストの距離は、地表面から 62.5 mm としている。

実験する際の条件と実験に用いたコイルサイズを Table 3 に示す。今回、実際の EV 向け WPT システムの仕様にできるだけ合わせ、インフラ側である路面側では入力電力を一定に、車体側は DC リンク電圧が一定に制御されているため二次側電圧を一定にすることで実験条件を統一した。ここで、コイル間ギャップを変化させた場合、相互インダクタンスが変化するのでコイルに流れる電流の大きさが変化する。

測定結果を Fig. 23 に示す。横軸はコイル中心から y 方向の距離を表し、縦軸はその地点での磁束密度を表す。計測地点は前述の通り W-IWM の Regions 2 である 500 mm 以上の地点で計測を行った。Fig. 23 よりコイル間ギャップが大きいほど漏洩磁束が大きくなっていることがわかる。これは、コイルギャップを広げるほど相互インダクタンスが小さくなり、同じ入力電力でもコイルに流れる交流電流の値が大きくなることによる影響だと考えられる。Fig. 23 よりコイルギャップは小



Fig. 20: 車体が存在する場合の測定状況

Table 3: 実験条件

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

さいほど漏洩磁界が低減できていることがわかる。今回は車体の物理的な設計において、最もコイル間のギャップを小さい 50 mm に設定することにした。

4.4 漏洩磁界を考慮した路面側システム設計

4.4.1 JMAG によるシミュレーション

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

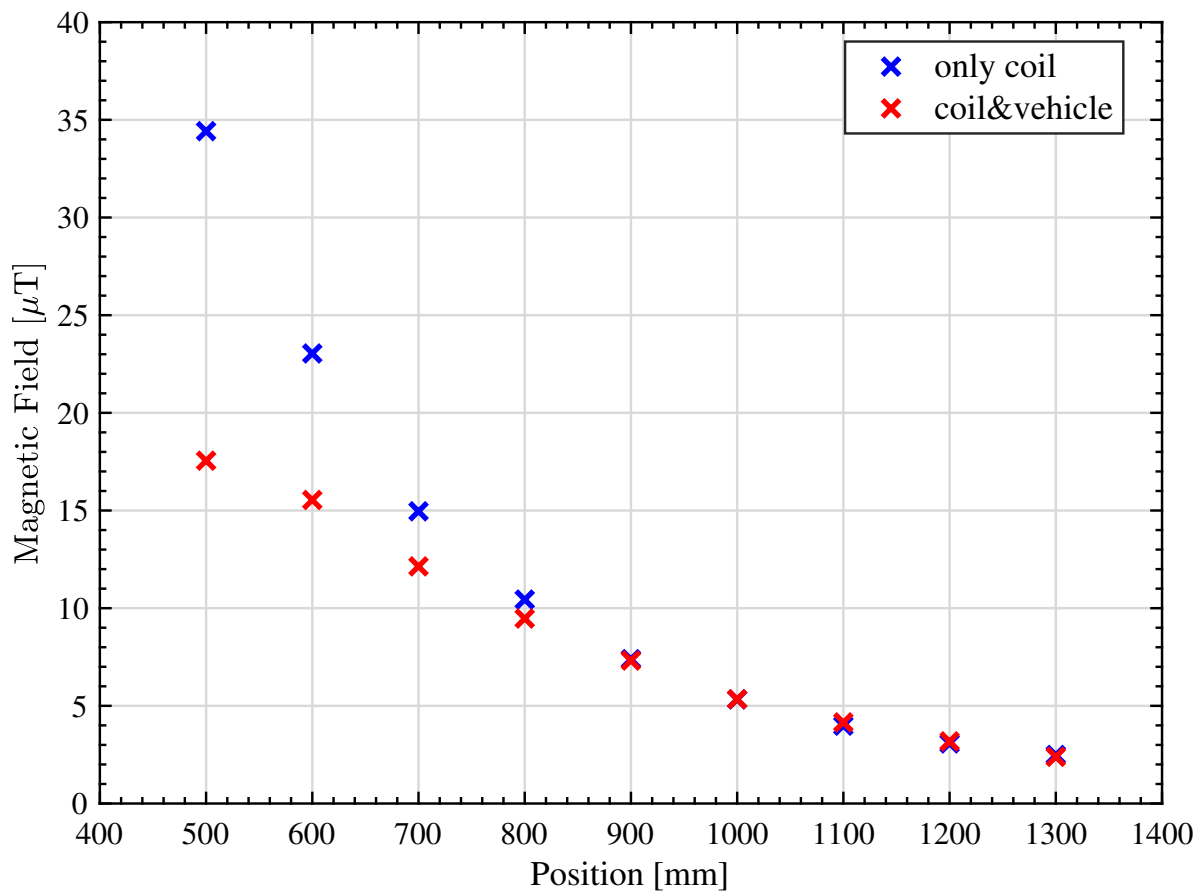


Fig. 21: 車両の有無による EMF の変化

送受電コイルのソリッドモデル

W-IWM において、本研究室で用いているコイルのソリッドモデルを Fig. 24 に示す。実寸と同様のサイズで設計を行っており、各パラメータについては Table 4 に示す。路面コイルの表面での中心点が原点に一致しており、Fig. 24 のように x 軸、y 軸、z 軸を設定している。

4.4.2 最大電力伝送時における磁界解析

ワイヤレスインホイールモータ第三世代のコイルは現在最大 20 kW の電力送電を想定している。よって、20kW 送電時における磁界解析を JMAG にて行った。最初に、設計したソリッドモデルを解析しインダクタンスが得られる。その結果を用いて、85 kHz で共振するようにコンデンサを設計して計算上 20kW 送電になるように適切に一次側電圧と二次側電圧を設定している。解析で用いた各パラメータを Table 5 に示す。

解析後、コイル中心から Fig. 24 の x 方向、y 方向の磁束密度のデータを取得した。その解析結果

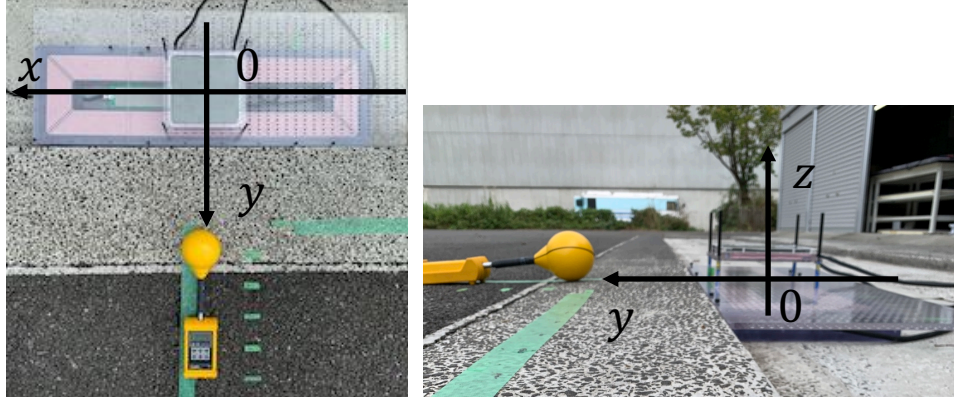


Fig. 22: 実験機

Table 4: シミュレーションモデルサイズ

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

を Fig. 25 と Fig. 26 に示す。ここで原点は路面コイルの中心に位置している。

グラフ中の赤い部分が受電コイル、緑色の部分が送電コイルが存在する領域を表す。Fig. 25 と Fig. 26 より、27 μ T を下回る領域は x 軸上は約 900 mm, y 軸上は約 650 mm 以降の地点であることがわかる。よって、このまま 20 kW 送電を行うと EMF の観点からは、安全性が担保されているとは言い難い。そのため、電力規格に合わせて、コイルの設計を行うべきである。

4.4.3 JMAG シミュレーションモデルの検証

漏洩磁界を考慮して WPT システムを設計する際には磁界解析シミュレーションを用いることで適切な電力要件等を得ることができる。

上記の実験では、位置の変化に対し磁束密度の値が大きく変化するので計測誤差が大きく、正確な位置での正確な磁束密度の値を考えることは難しい上、WPT システムの検討を行うには考慮すべきパラメータが多いため、逐一、漏洩磁界をすることはあまり現実的ではない。よって、磁界解析によるシミュレーションの有効性が必要となってくる。コイルのみの条件において同様のシミュレーションを行い検証を行った。Fig. 28 に示す、 l_R は 1000 mm である。次にシミュレーションと実験を比較した結果を示す。Fig. 27 よりいずれの場合においても、シミュレーションの結果と実測値の差異が微小であることがわかる。また、実測値に対する誤差は最大 11 % であった。この差について

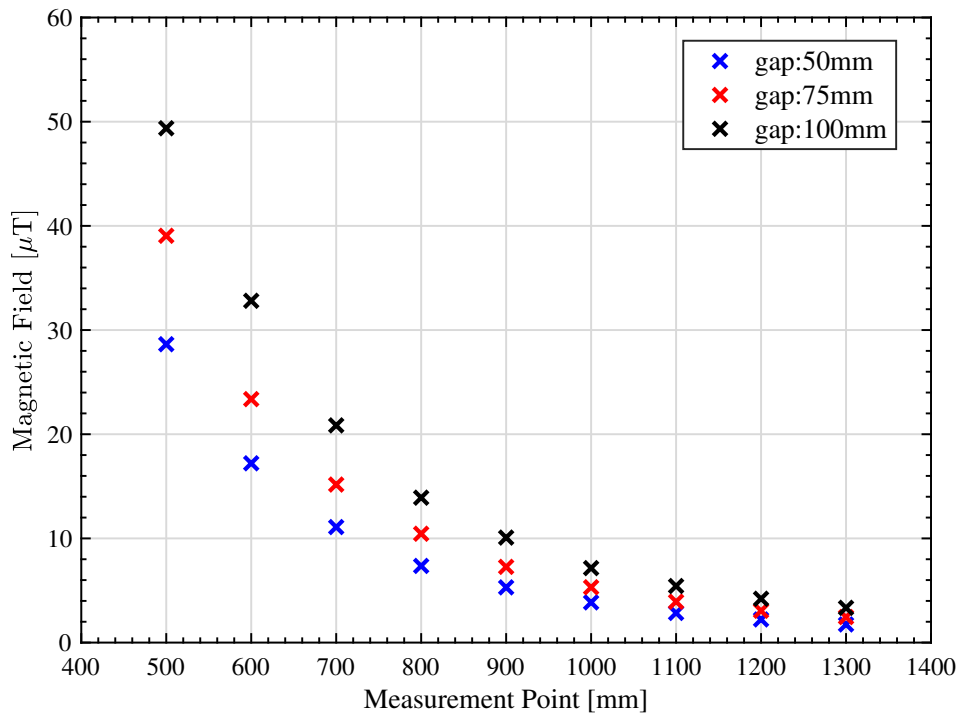


Fig. 23: コイル間ギャップ短縮に伴う漏洩磁界の変動

Table 5: 20 kW 送電想定の解析用パラメータ

primary coil inductance L_1	235.98 μH
secondary coil inductance L_2	91.07 μH
air gap(coil to coil)	50 mm
mutual inductance L_m	21.49 μH
primary side voltage V_2	487 V
secondary side voltage V_1	487 V
frequency f_0	85 kHz

は、シミュレーションを行う際のモデル化誤差や実験の際の計測誤差が考えられる。

4.4.4 送電コイルサイズの解析

コイルの大きさとターン数によってコイルのインダクタンスが決まり、インダクタンスが小さければ漏洩磁界の大きさも小さくなる。今回は JMAG を用いてシミュレーションを行い、安全値を満たすようなコイルサイズの上限について検討を行う。Fig. 28 のように、路面コイルの x 方向の長さを取り、 L_1 の変化に伴う漏洩磁界を解析する。この時、相互インダクタンスをできるだけ変化させないために受電コイルの大きさは変化させない。

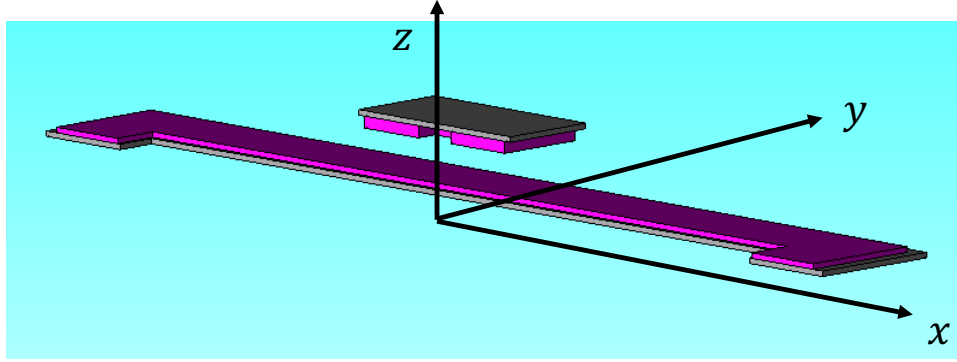


Fig. 24: コイルのソリッドモデル

入力電力を企画とした解析条件

磁界解析は、電力要求に対し効率が最大の時に流れる電流を算出してシミュレーションに用いた。最大効率時の最適電圧比 $A_{V_{\eta max}}$ は、第2章でも述べたように (4-1) のように表せる [21]。

$$A_{V_{\eta max}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1 R_2}} \quad (4-1)$$

入力電力を P_1 とすると、

$$P_1 = V_1 I_1 \quad (4-2)$$

ある入力電力 P_1 に対し、最大効率となる電圧は (2-16),(2-17),(4-1),(4-2) を用いて解くと

$$V_1 = \sqrt{\frac{R_1 R_2 + (\omega L_m)^2}{R_2 + \omega L_m A_{V_{\eta max}}}} P_1 \quad (4-3)$$

$$V_2 = A_{V_{\eta max}} V_1 \quad (4-4)$$

と表せる。以上より、入力電力が与えられてる時の最大効率時の電圧、電流は (2-16)、(2-17)、(4-3)、(4-4) で計算できる。この時、 R_1 はコイルの長さが変化すると変化し、コイルに用いるリッツ線の単位長さ当たりの抵抗値から算出した値を用いている。入力電力 P_1 として用いた値は、[3] における WPT の送電規格を参考にし、7kW、11kW、20kW の WPT システムを仮定する。

また、今回の解析では、送電コイルと受電コイルはそれぞれ中心位置で正対するように存在し、コイル間の距離は 50 mm としている。

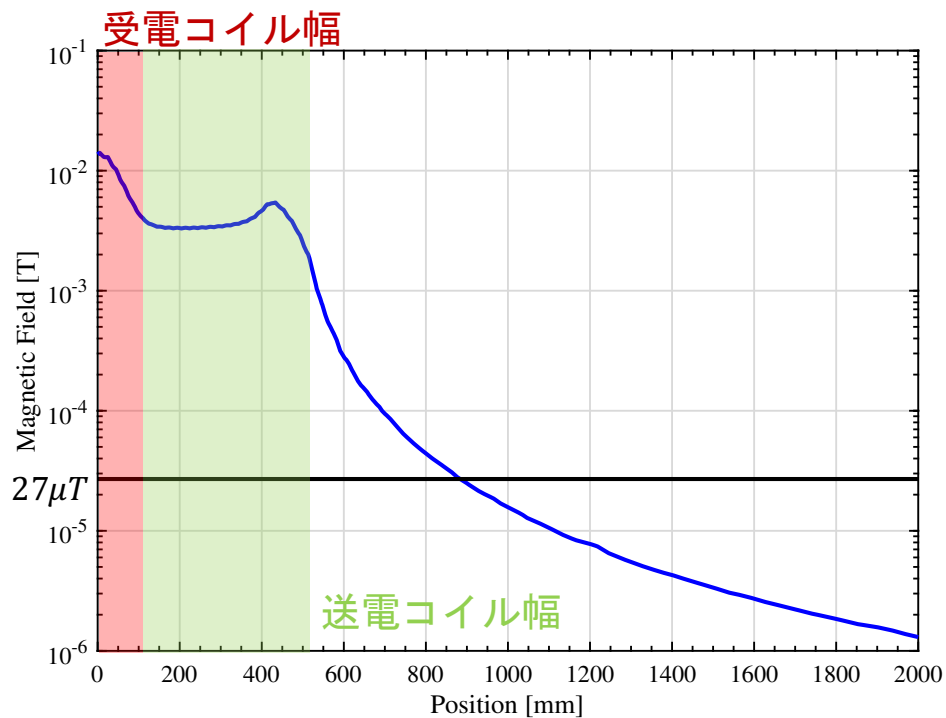


Fig. 25: $B(x)$ at 20 kW ($y, z = 0$)

解析結果

路面コイルのサイズを変化させた時のそれぞれの自己インダクタンスと相互インダクタンスの変化のシミュレーション結果を Fig. 29 に示す。受電コイルの自己インダクタンスと相互インダクタンスはほとんど変化しないのに対し、送電コイルの自己インダクタンスはコイル面積がコイル長に対して比例しているため、コイル面積に比例する自己インダクタンスはコイル長に比例する形になっていることがわかる。

コイル中心から車体側面までの距離を想定した 500 mm の地点における、解析によって得られた磁束密度の大きさと路面コイルのサイズとの関係を Fig. 30 に示す。Fig. 30 より、例えば送電電力規格を 7 kW を想定したシステムの場合、結合係数が 0.2 であるシステムにすべきであるという結果が得られた。

4.4.5 実機作成と EMF 試験

実際に、前節のシミュレーションを踏まえ、入力電力が 7 kW であることを想定し、送電コイル長 $l_R = 600$ mm のコイルを設計し送電実験を行った。送電実験の様子を Fig. 31 に示す。設計時の想定 7 kW で最大効率の送電を行い、その時の漏洩磁界を測定する。測定地点は送受電コイル中心から 500 mm の地点から 100 mm おきに計測した。結果と送電時の条件を Fig. 31 と Table 6 に示

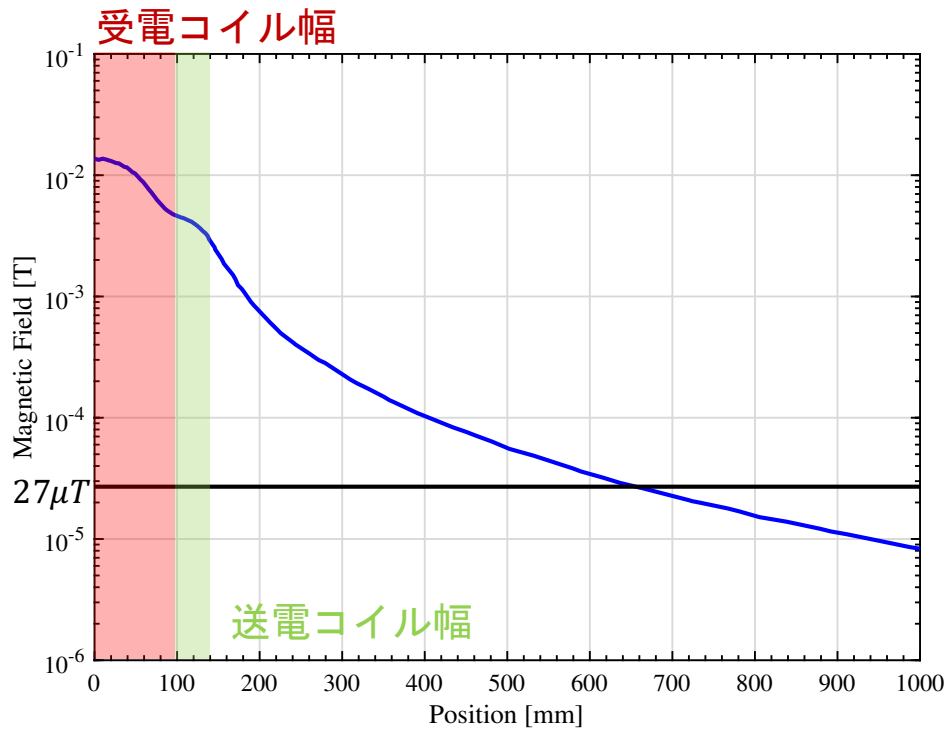


Fig. 26: $B(y)$ at 20 kW ($x, z = 0$)

す。結果はワイヤレスインホイールモータで漏洩磁界を評価する送電コイル中心から 500 mm の地点で目標である $27 \mu\text{T}$ を下回る $25.93 \mu\text{T}$ であった。

4.4.6 EMC 試験

EMC(Electro Magnetic Compatibility、電磁環境両立性) 試験とは、電磁波によって電気機器、電子機器が誤動作しないか確認する試験である。これは、高周波機器の近傍の漏洩磁界ではなく、比較的遠方での電磁界を測定するものである。多くの国・地域では EMC に関連する規制が定められており、製品を販売する際には EMC 規制を満たすことが必要となる。日本では、高周波機器を扱う場合、総務省告示第 207 号と無線設備規則第 65 条を満たす必要がある。前者は、当該設備から 10 m 離れた地点において、利用周波数による発射による磁界強度を測定し、最大許容値 68.5 dB を超えていないことが必要である。後者は、当該設備から 30 m 離れた地点において、磁界強度および電界強度を測定し、基準値以下のノイズレベルであることが必要である。前節で実機作成した送電コイルを用いた設備が、10 kW 送電においてこの規則に当てはまるもの出ることを、送電試験を行い EMC 測定を行なった。なお、7 kW を送電を想定しているが、EMC 測定時は余裕を持って 10 kW 送電を行なって測定している。

Table 6: 実験条件とコイル仕様

Input power P_1	7.15 kW
Efficiency η	96.61 %
Primary voltage V_{1dc}	340 V
Secondary voltage V_{2dc}	360 V
Resonant frequency f	85.0 kHz
Size of transmitter coil	600x250 mm
Size of receiver coil	185x185 mm
Coefficient k	0.202
Self inductance L_1	138.5 μ H
Self inductance L_2	93.8 μ H
Resistance R_1	97.26 m Ω
Resistance R_2	28.07 m Ω
Coil gap	50 mm

Table 7: 10 m 地点の測定結果

-	周波数 [kHz]	磁界強度 dB μ A/m	最大許容値 dB μ A/m
測定地点①	84.73	64.35	68.5
測定地点②	84.73	68.16	68.5

測定地点

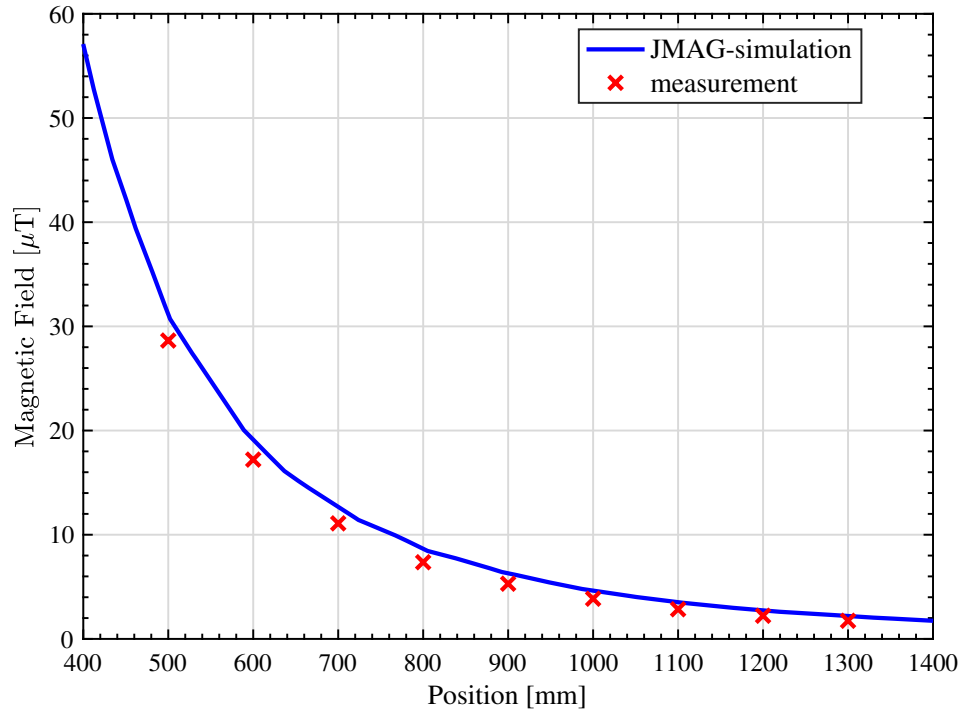
各アンテナは総務省告示第 211 号に従い設置した。具体的には、ループアンテナの最下端を地上高 1 m、広帯域アンテナの中心を地上高 1.97 M で固定し、測定を行った。また、ループアンテナの方向は測定磁界強度が最大となる向きとした。各地点の測定地点と風景を Fig. 33 と Fig. 34 に示す。

総務省告示 第 207 号

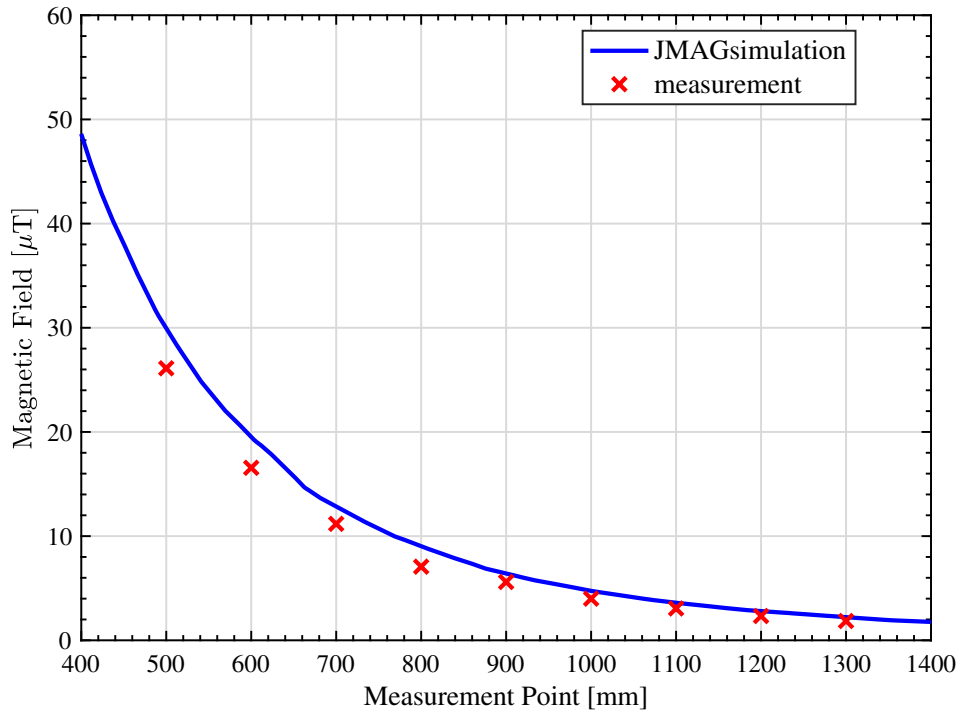
当該設備から 10 m 地点である測定地点①と②において、測定した結果を Table 7 に示す。最大許容値以下の磁界強度であることが確認できる。

無線設備規則 第 65 条

装置が動作時および非動作時において磁界強度および電界強度を測定した。Fig. 35 と Fig. 36 にその測定結果を示す。また、広帯域アンテナを使用した測定においては、水平偏波および垂直偏波のそれぞれについて測定を実施した。各地点において、動作時に許容値を超えている箇所が存在するが、非動作時にも許容値を超えているため、装置の発射が原因ではないと考える。また、利用周波数の整数倍の周波数においても有意なノイズが観測されていないため、不要発射による電磁界強度レベルの増加は無いと考える。



(a) $B(y)(x=0, z=62.5)$



(b) $B(y)(x=0, z=252.5)$

Fig. 27: シミュレーションと実測の比較

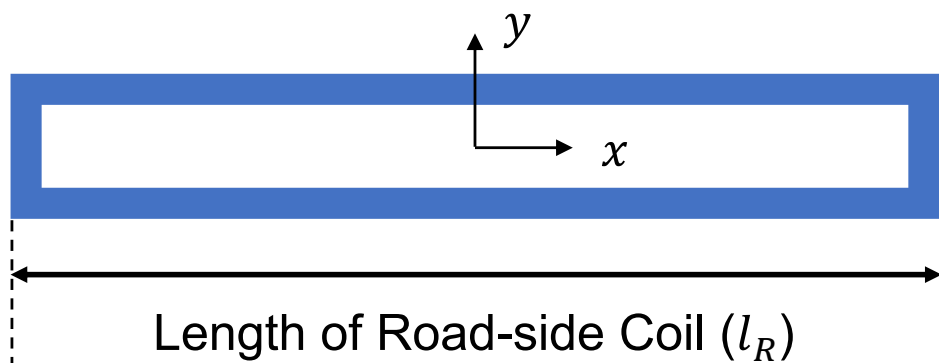


Fig. 28: 路面コイルの模式図

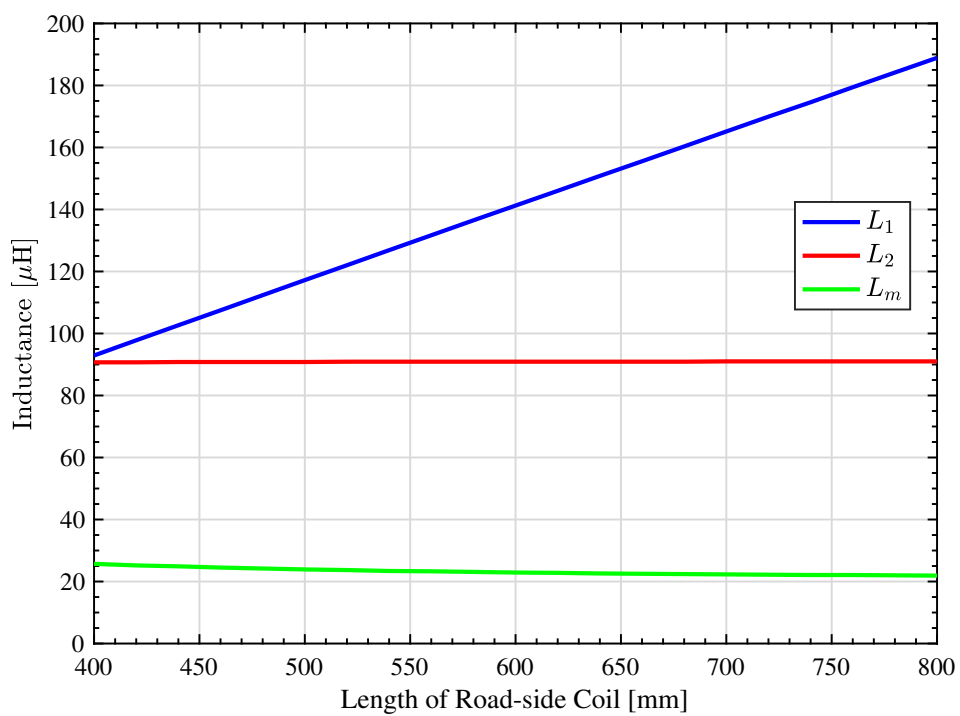


Fig. 29: コイルインダクタンスのシミュレーション結果

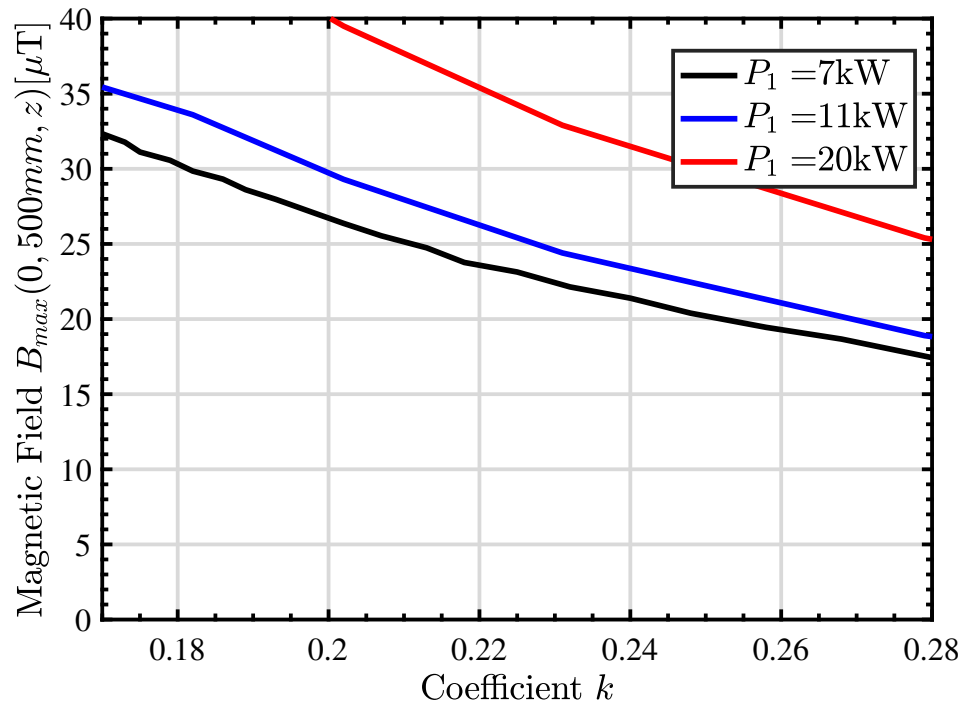


Fig. 30: JMAG によるシミュレーション結果 (評価地点での最大磁束密度と結合係数の関係).

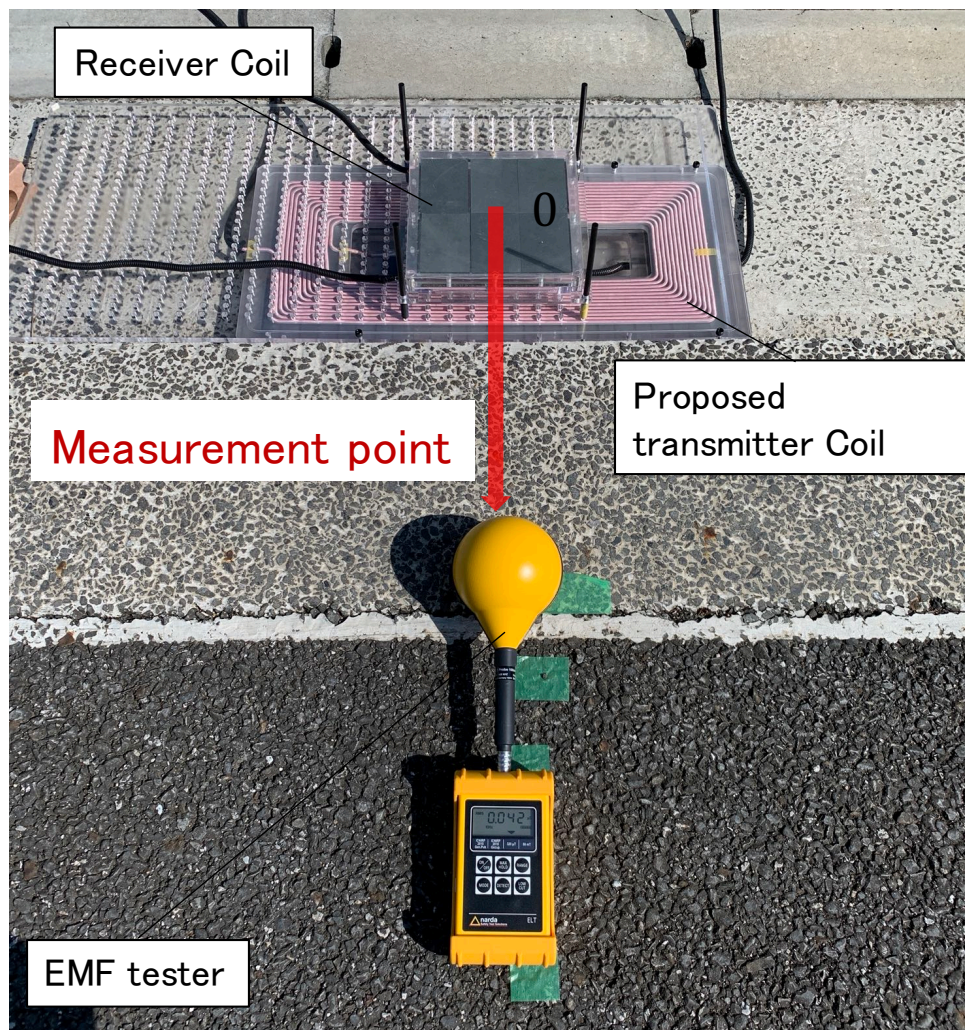


Fig. 31: 7kW 送電想定的设计送電コイル

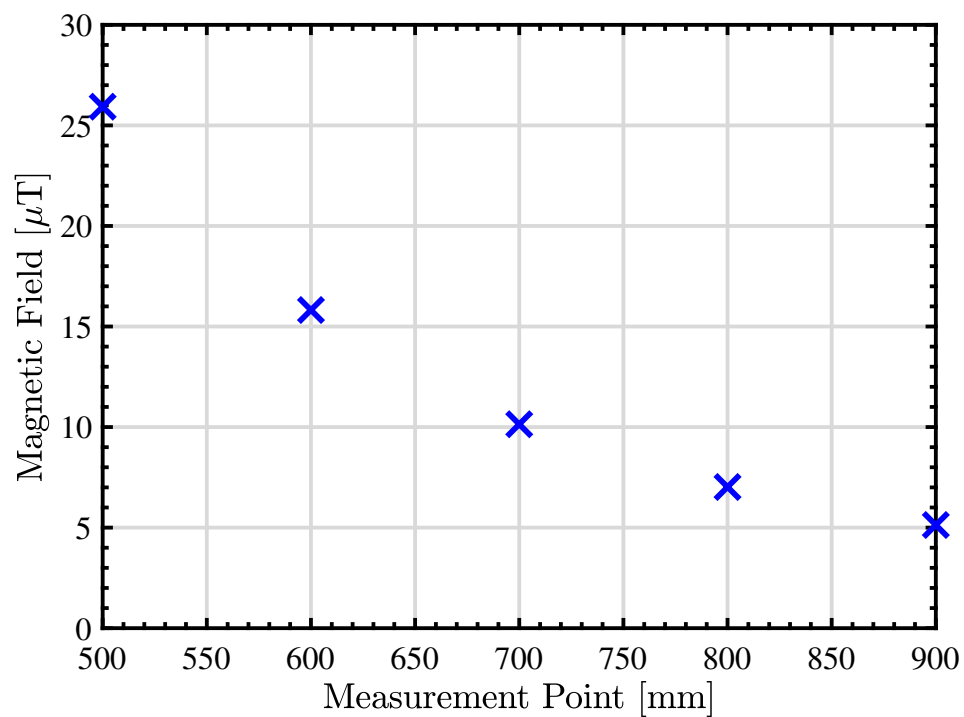


Fig. 32: 7 kW 送電を想定した送電コイルを用いた EMF の測定

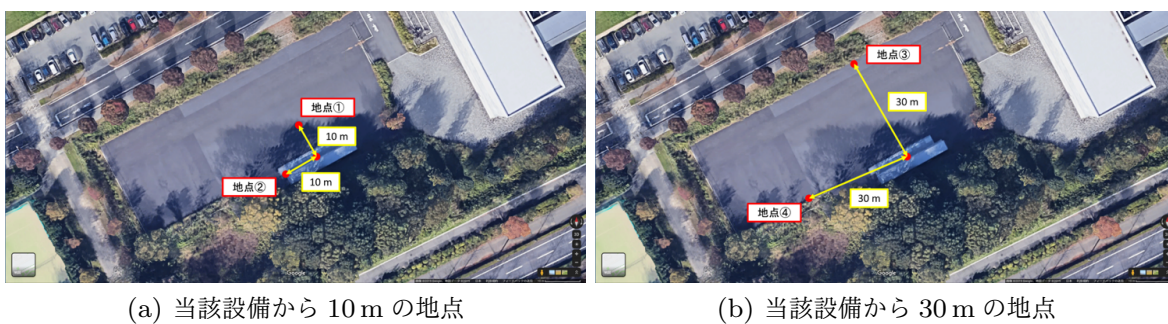


Fig. 33: 測定地点

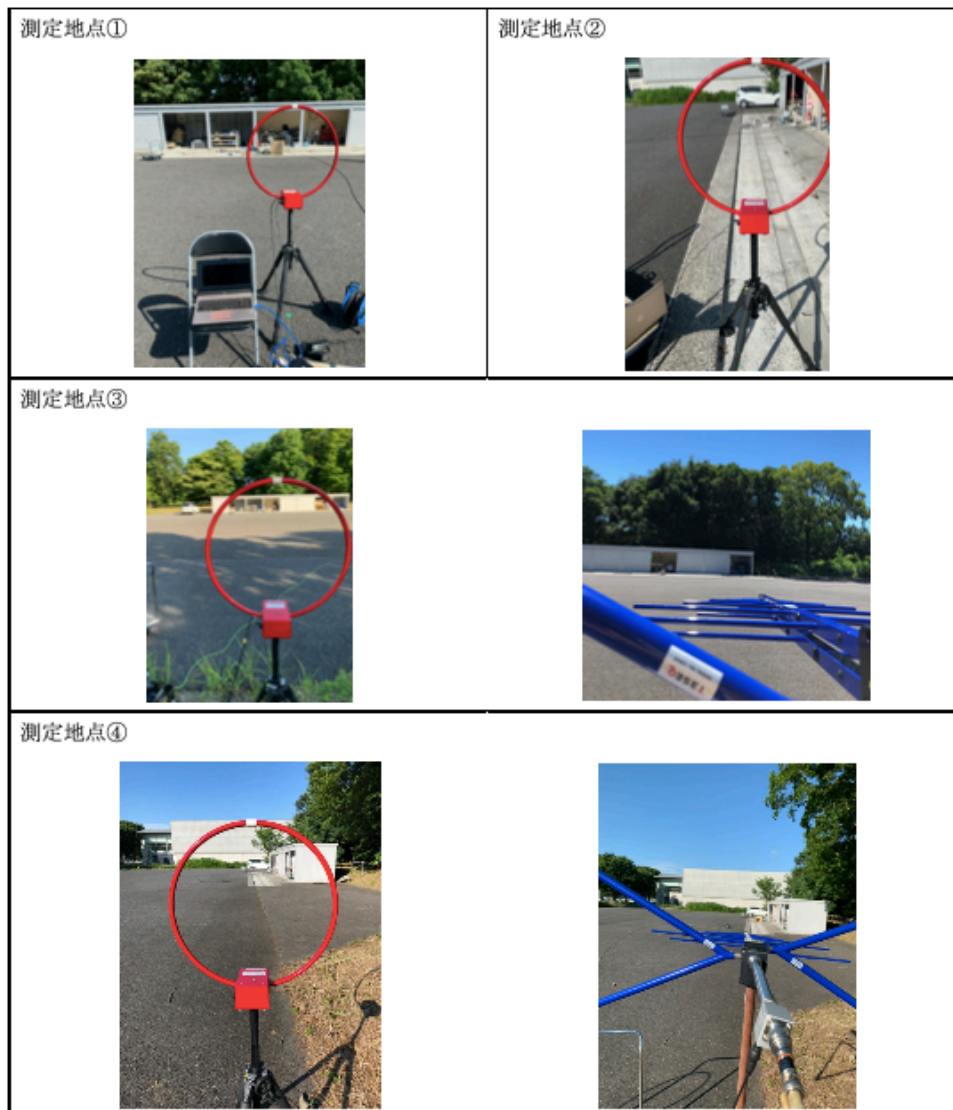
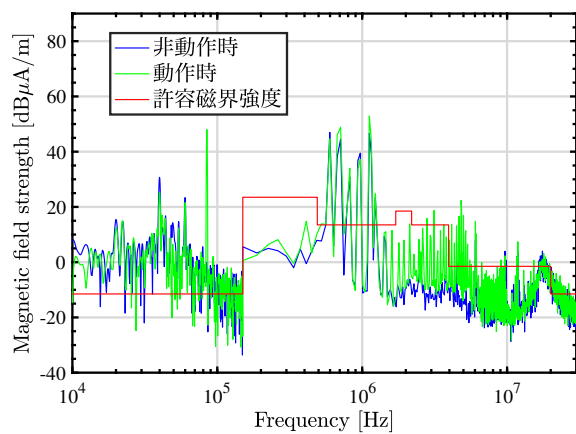
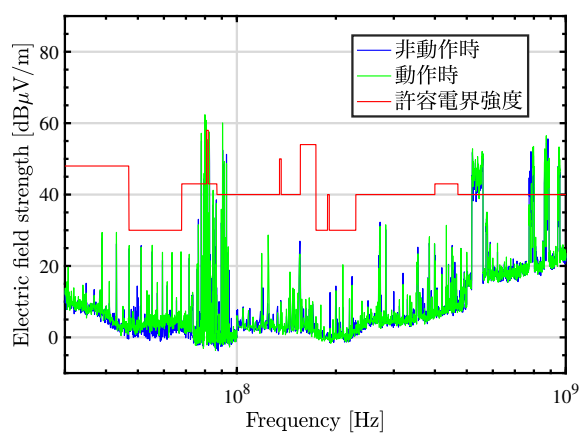


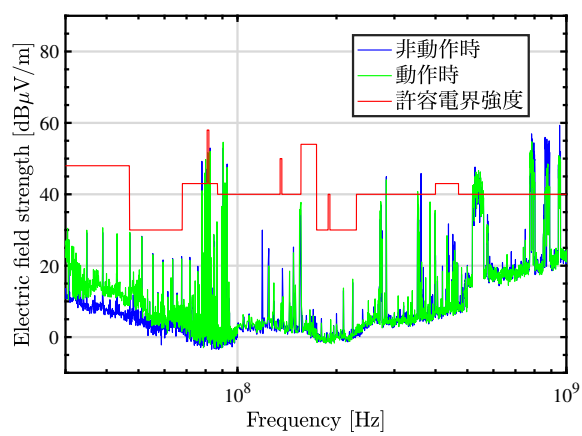
Fig. 34: 測定風景



(a) 磁界強度 (10 kHz~30 MHz)

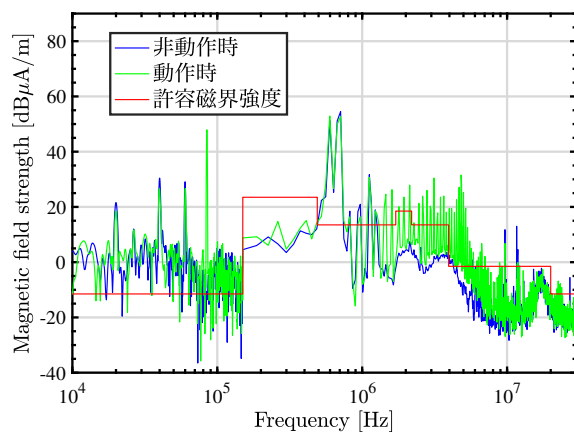


(b) 電界強度 (30 MHz~1 GHz, 水平偏波)

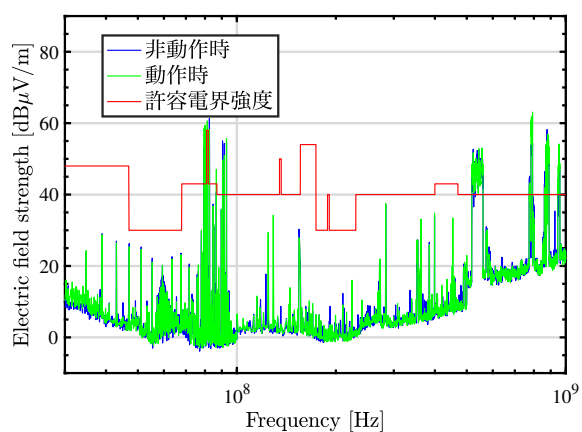


(c) 電界強度 (30 MHz~1 GHz, 垂直偏波)

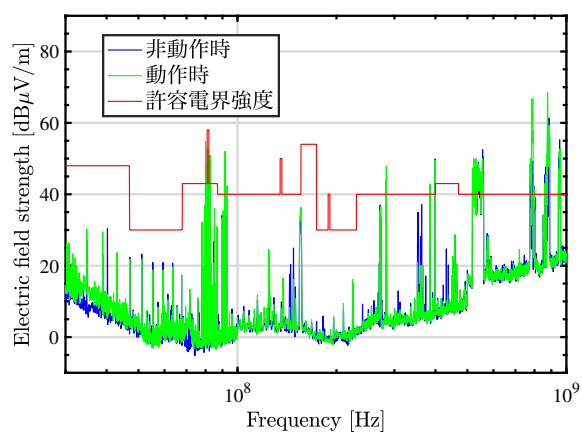
Fig. 35: 測定地点③



(a) 磁界強度 (10 kHz~30 MHz)



(b) 電界強度 (30 MHz~1 GHz, 水平偏波)



(c) 電界強度 (30 MHz~1 GHz, 垂直偏波)

Fig. 36: 測定地点④

第 5 章

地上側における送電区間切替システム

5.1 はじめに

本章では、N 相インバータを用いて、W-IWM3 が区間内にあるコイルのみに送電し、送電コイルの切り替えを行うシステムを提案する。走行中給電を実現させるにあたり、自動車が走行中の区間のコイルのみを駆動することが漏洩磁界や送電コストの観点から望ましいと考えられる。さらに、区間内のコイルのみを駆動させるには、地上側システムが車両の存在を検知し、適切なタイミングでコイルの ON/OFF 切替を行う必要がある。コイルの ON/OFF 切替に関する先行研究に関しては、電動バスの進行方向に沿って非常に長いコイルを敷設し多相インバータで駆動する方式 [22]、付加的なインダクタンスやキャパシタを回路構成に組み込む方式 [23] 等が研究されている。[22] では、同様の回路構成が用いられているもの、地上側は平行二線方式で非常に長いコイルを用いており、受電側は電動バスの床下に複数枚の受電コイルを搭載したアプリケーションとなっている。この方式では、常に一枚以上の受電コイルが平行二線コイル上にいるため、コイルの切り替え時に相互インダクタンスの変化を考慮する必要がなく、外部センサにより切り替えのタイミングを決定している。しかし、W-IWM3 を想定したアプリケーションでは、送受電コイルの大きさが同程度であり、1 つの送電コイルが移動する 1 つの受電コイルに狙って送電する必要があるため、車両検知や相互インダクタンス変化を考慮したシステムにする必要がある。

また、本研究において、前章で設計した漏洩磁界を考慮したコイルは自己インダクタンスを小さくするため、コイル長が短いものとなるが、走行中給電では、1 コイルあたりの給電時間が短くなる。W-IWM3 では、基本的に Fig. 37(a) のように、1 つの送電コイル当たり 1 つのフルブリッジインバータが必要であったが、コイル給電時間を長くするためにコイル敷設数を増加すると、インバータ数増加に伴う設備コストが増大する。そのため、Fig. 37(b) のように、1 つのインバータで複数コイルを給電する方式が望ましい。提案する切替システムにより、インバータで使用するスイッチング素子数を減らすことができ、コストダウンにつながる。

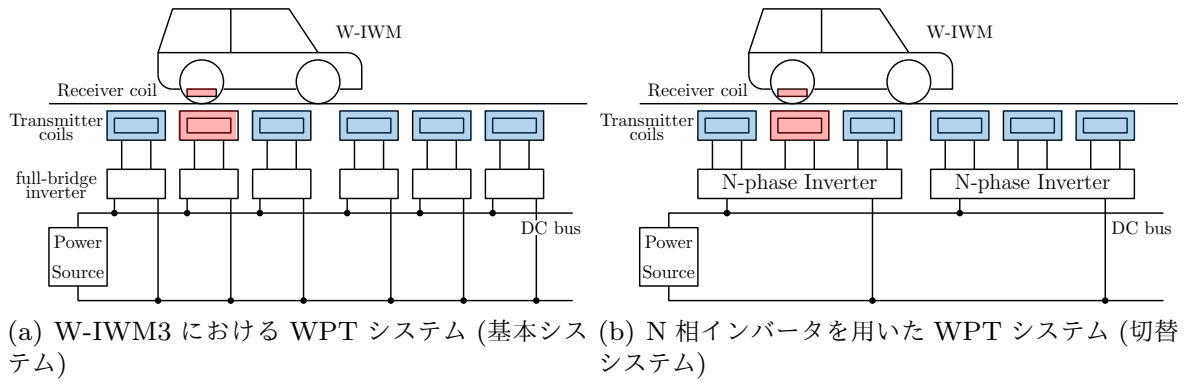


Fig. 37: コイル切替システムの概要

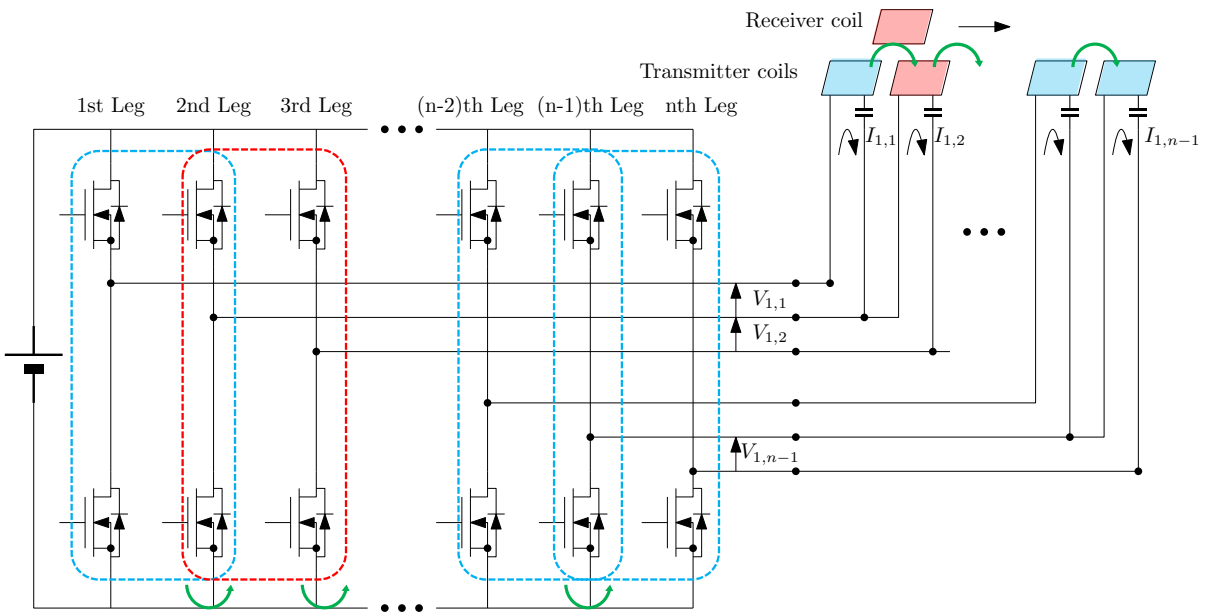


Fig. 38: N 相インバータを用いた切替システムの回路構成

5.2 N 相インバータを用いた切替システム

5.2.1 回路システム構成

本研究で行った、コイルの ON/OFF 切り替えのための N 相インバータを用いた回路構成を Fig. 38 に示す。N 相インバータを用いて各相の間にコイルを接続する。このとき、N 相インバータに対しては $N-1$ 個の送電コイルを接続できることになる。基本的に各相は二つのコイルに接続されており共用で用いられる。N 相インバータを用いて複数のコイルを駆動する利点としては、第一に使用する素子数が少なくなることと独立したインバータ数の減少があげられる。Table 8 にその特性をまとめる。

Table 8: $n - 1$ 個の送電コイルに対する各システムの比較

	基本システム	切替システム
Inverter	full-bridge inverter	N-phase inverter
Number of inverter	$n - 1$	1
Number of legs	$2(n - 1)$	n

次に、独立した送電コイルの駆動方法を述べる。駆動したいコイルが接続されている二つのアームを用いて、一つのフルブリッジインバータとして駆動する。そのとき、その他のアームはすべてゲートオフ状態とする。Fig. 38 のように、受電コイルの移動に合わせて、送電区間の送電コイルを一つずつ動作させるアームをずらしていくことで、送電コイルの ON/OFF 切替を行う。

5.2.2 検知パルスを用いた車両検知技術の導入

前章で示した送受電コイルは長手方向の相互インダクタンスに関して、Fig. 39 のように一定ではなく、コイルの端の部分では中央部に比べ極端に小さくなる。送電コイル上に EV が存在する場合には送受電コイル間の磁気的な結合によって、路面設備から走行中の EV に電力伝送を行うことができる。しかし、負荷となる EV が送電コイル付近に存在せず、送受電コイル間の磁気結合が十分に確保されていない場合、そのコイルに供給した電力はすべて損失となるだけでなく、不要な電磁ノイズを発生させる可能性もあるため、このような動作は避けなければならない。

特に、S-S 方式の磁界共振結合 WPT では高効率伝送のために電源の動作周波数と送受電器の共振周波数を合わせているため、EV が存在しない場合には電源から見た負荷が送電コイルの微小な内部抵抗のみとなり、送電コイルに大電流が流れてしまう。そのため、何らかの手段で送電コイル上に存在する車両を検出し、適切に電力伝送を行う制御手法が必要となる。そこで、外部センサを用いず送電コイルの制御のみで車両検知を行う技術を導入する [24]。

本技術は車両が存在しない区間において送電動作を適切に OFF とすることで待機電力を削減する動作や給電区間に進入した車両に対して瞬時に電力伝送を行うと共に、車両検知専用のセンサや補助回路を必要とせず、電力伝送に用いる送電コイルとインバータを利用したセンサレス車両検知手法である。これは、路面設備と EV 間で高速な制御信号をやり取りすることは難しく、路面設備の単純化も考慮しなければならないため、低コストで低消費電力でありながらも、高速走行に対応可能な車両検知技術であるという要求を満たした技術である。Fig. 40 に想定する車両検知の概観図を示す。

受電側制御：受電側短絡による待機モードの導入

車両検知手法において、すべての車両に対して同じ設計を利用するために受電側のハーフアクティブ整流器 (HAR) を用いた待機モードを導入する。その各動作モードを Fig. 41 に示す。充電モード時には下アームを OFF 状態として整流動作を行い、路面設備から供給されたエネルギーを受電する。一方で、待機モードでは下タームを ON 状態として受電器短絡を行い、送電コイル上に進入し

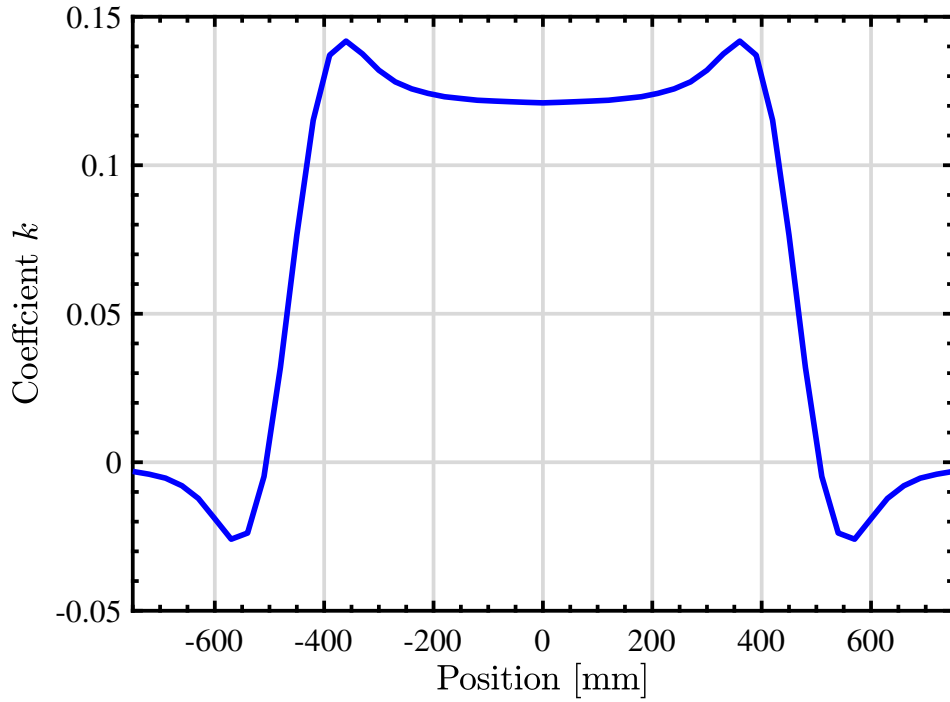


Fig. 39: W-IWM3 における受電コイル位置に対する結合係数変化

て路面設備から電力伝送されるまでは $V_2 = 0$ として待機する。このとき、一次側電流は、

$$I_1 = \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-1)$$

のように表せるので、短絡モードの時は、 $V_2 = 0$ を代入して、

$$I_1 = \frac{R_2 V_1}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-2)$$

と表せる。これにより、一次側電流は、一次側電圧 V_1 と相互インダクタンス L_m を変数とした式で扱える (R_1 、 R_2 はコイルの形状で決まる定数、 ω_0 は共振周波数)。従って、以上の特性を車両検知手法に応用できることが分かる。ある送電側電圧 V_1 を与えたときの送電側電流 I_1 を測定することで、 L_m の変化を路面設備から検出でき、送電コイルとインバータを用いたセンサレス車両検知手法に応用できる。一次側電圧が固定されている場合には、車両検知手法の設計を一意に定めることができる。

サーチパルスを用いた待機電力の削減

前述した手法で相互インダクタンスの変化を取得するためには送電側電圧 V_1 を送電コイルに与えなければならないが、電力伝送時と同程度の V_1 を用いて車両検知を行うことは電力損失が大きいため非現実的である。[24] では Fig. 42 に示すサーチパルスを導入して車両検知を行う。ここで、送

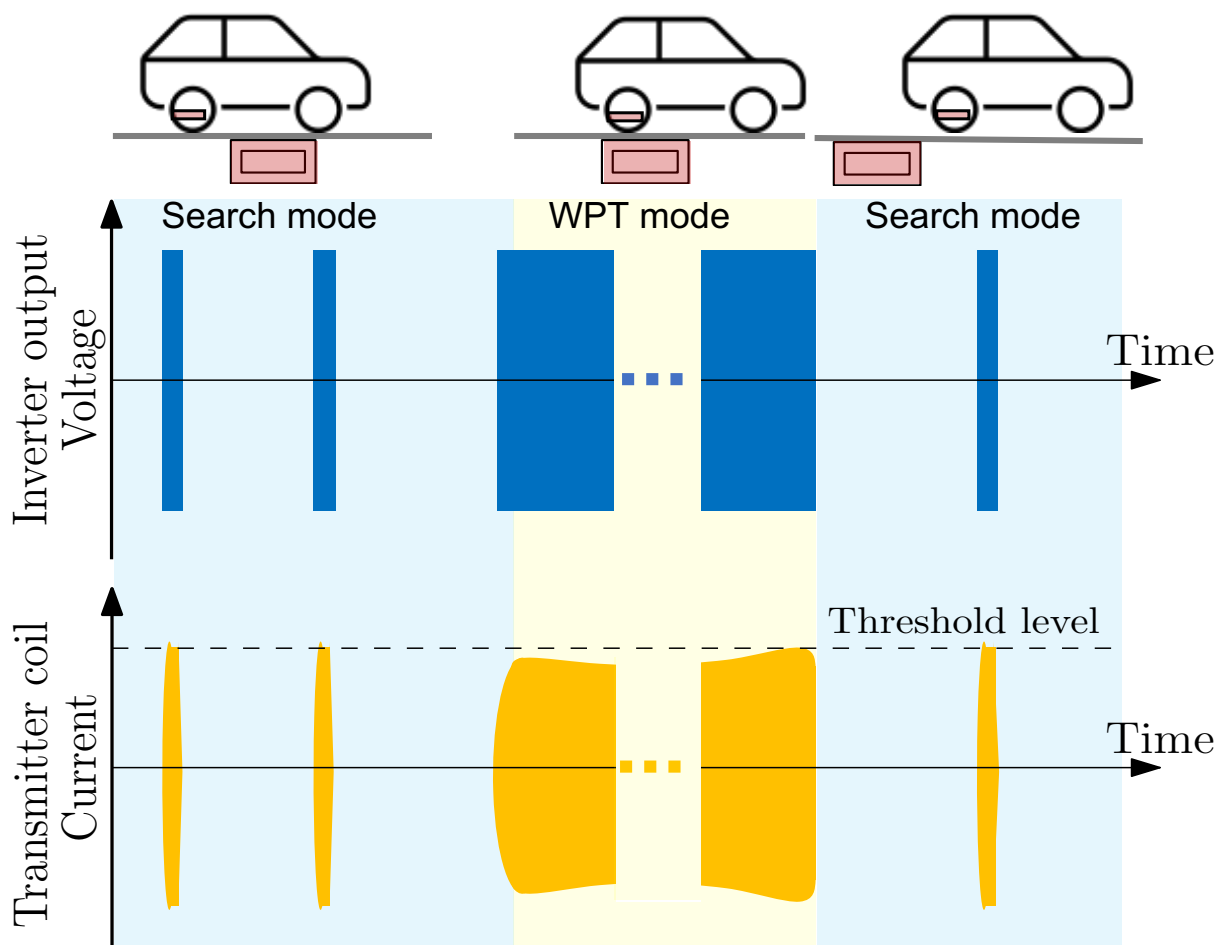


Fig. 40: 検知パルスを用いた車両検知の概観

電側インバータのパルス幅制御を用いて、パルス幅をなるべく細くすることで車両検知時の待機電力を低減する。この時、サーチパルスの動作周波数は送受電器の共振周波数と一致させている。

また、サーチパルスを連続的に印加しながら常に車両検知を行う必要はないため、想定される車両の走行速度に応じてサーチ周期 T_{search} を定め、間欠的な車両検知動作を行う。このとき、サーチパルスの印加から検出完了までの時間を検出時間 T_{det} とすれば、理論的には $T_{det} < T_{search}$ を満たす条件であれば提案する車両検知手法は動作可能であり、 T_{search} を短くしていくことで高速走行する EV にも適用可能であると考えられる。しかし、実際には待機電力の大きさと検出可能な空間分解能のトレードオフを検討しながら T_{search} を設計しなければならない。

送電側電流に基づく送電制御

Fig. 43 のように、送電コイル上に受電コイルがない場合は、相互インダクタンスが小さいため、送電コイルに流れる一次側電流振幅は急激に増加する。一方で、送電コイル上に受電コイルを持った EV が存在するとき、相互インダクタンスが大きくなり、送電コイルに流れる一次側電流振幅の上昇

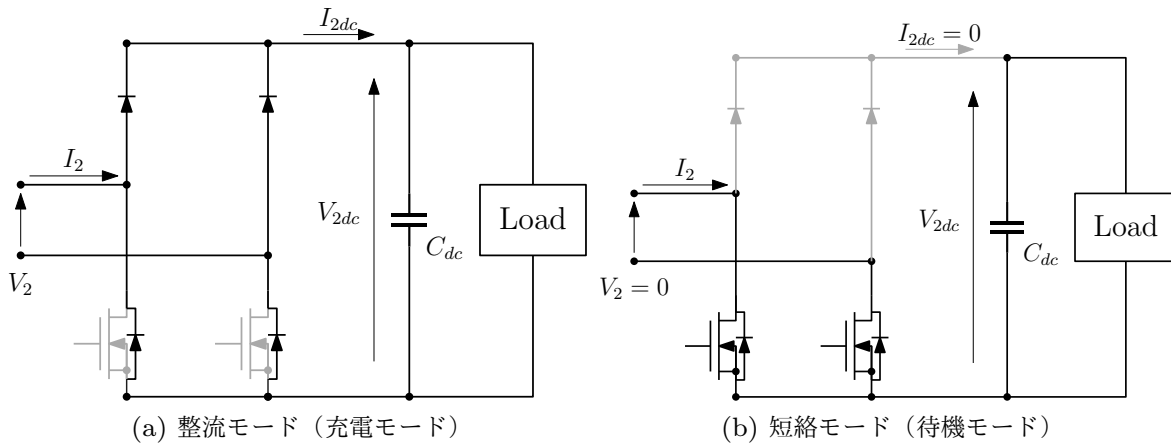


Fig. 41: ハーフアクティブ整流器を用いた待機モードの導入

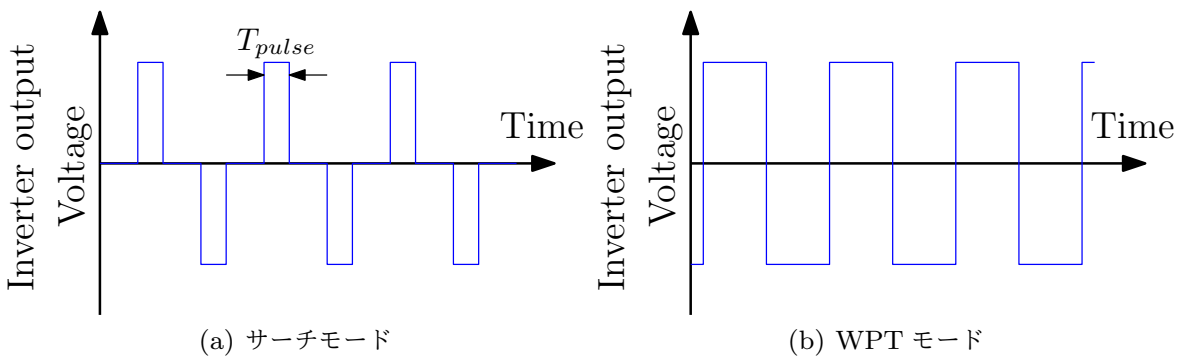


Fig. 42: 送電側インバータのパルス幅制御を用いたサーチパルス

は緩やかになる。従って、車両位置に応じて送電コイルに流れる電流の振る舞いが大きく変化しており、この一次側電流にある閾値を設計しておくことで車両検知および送電制御を行う。サーチパルスを印加後に一次側電流が閾値を超過した場合には相互インダクタンスが小さく車両が存在しないと判断でき、超えなかった場合に車両が存在すると判断して連続的な電力伝送を開始できる。

また、車両が送電コイル上を通り去るときには相互インダクタンスが再度低下して一次側電流が増加する。このとき、送電開始時と同様に送電電流にある閾値を定めておけば、連続的な電力伝送中に一次側電流が閾値を上回ったときに車両が通過したと判断して送電を停止できる。その後は再びサーチモードに戻り、前述の動作を繰り返す。

5.2.3 切替アルゴリズム

送電手順のフローチャートを Fig. 44 に示す。このフローチャートでは、簡単のため 3 相インバータを用いて 2 個のコイルに接続したシステムについて記している。3 相以上の場合でも同様の手順を用いることができる。

送電側は、 k 番目のコイルを動かすことを想定した場合、 k 番目のコイルが接続されている二つの相のみを用いて、フルブリッジインバータとして動作させる。動作させ始めた時は、検知モードであ

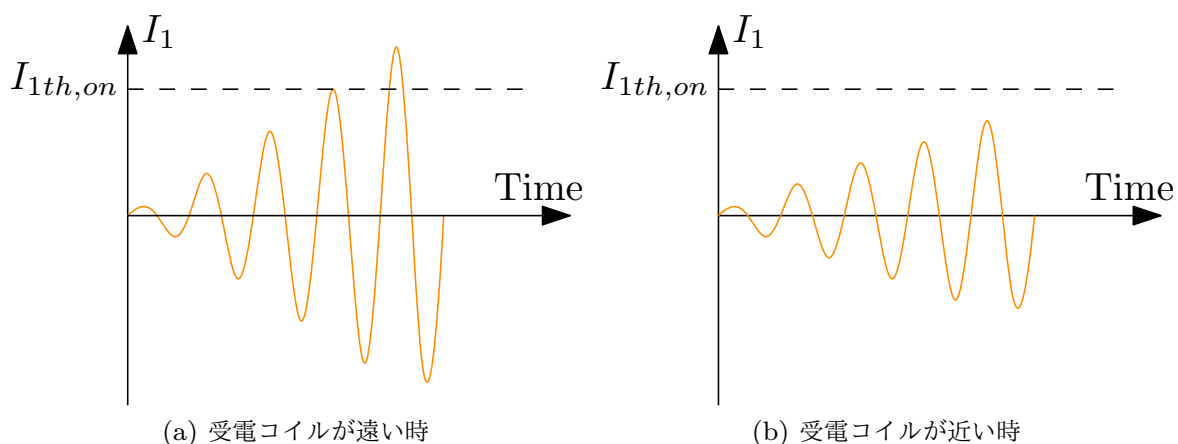


Fig. 43: 受電コイルの位置関係による一次側電流

Table 9: シミュレーションパラメータ

Input voltage V_{1dc}	30 V
Output voltage V_{2dc}	30 V
frequency f_0	85 kHz

り、電流閾値と比較して、検知モードの状態のままか、WPT モードに遷移する。WPT モードに遷移した場合、送電を開始する。WPT モードでも、また別に設定した電流閾値と比較して、コイルの末端付近の相互インダクタンスが小さくなり電流が大きくなるタイミングで送電を終了する。

受電側は、最初は待機モードであり、HAR は短絡した状態で待機している。送電コイルに近くなり、相互インダクタンスの影響が大きくなってくると、受電コイルにも電流が流れ始めるため、受電側でも整流モードに移行するための電流閾値を設定して、状態遷移を判断する。整流モードに移行して受電を行い、送電側が送電を停止すると、受電側も同時に電流値が小さくなる。それを判断して、再び待機モードに遷移する。その状態で、次の送電コイルからの給電に備えるという流れを繰り返す。

5.3 3 相インバータを用いた基礎検討

N 相インバータを使用して複数のコイルを駆動する前段階として、コイルが静止した状態での送電を仮定して、実験とシミュレーションを行った。シミュレーションは MATLAB/Simulink で実装し解析を行なった。このシミュレーションでは、簡単のため、二つのコイルが三相インバータを使用して駆動されると仮定する。Table 9 と Table 10 に示されている値とコイルパラメータは、実際に実験で用いたコイルの実測値したものであり、それをシミュレーションで使用している。なお、共振コンデンサの値は共振周波数とコイルパラメータの時個インダクタンスから算出した値を使用している。

実験は、Fig. 45 に示すように DWPT を模倣した走行中ベンチで行なった。この走行中ベンチに

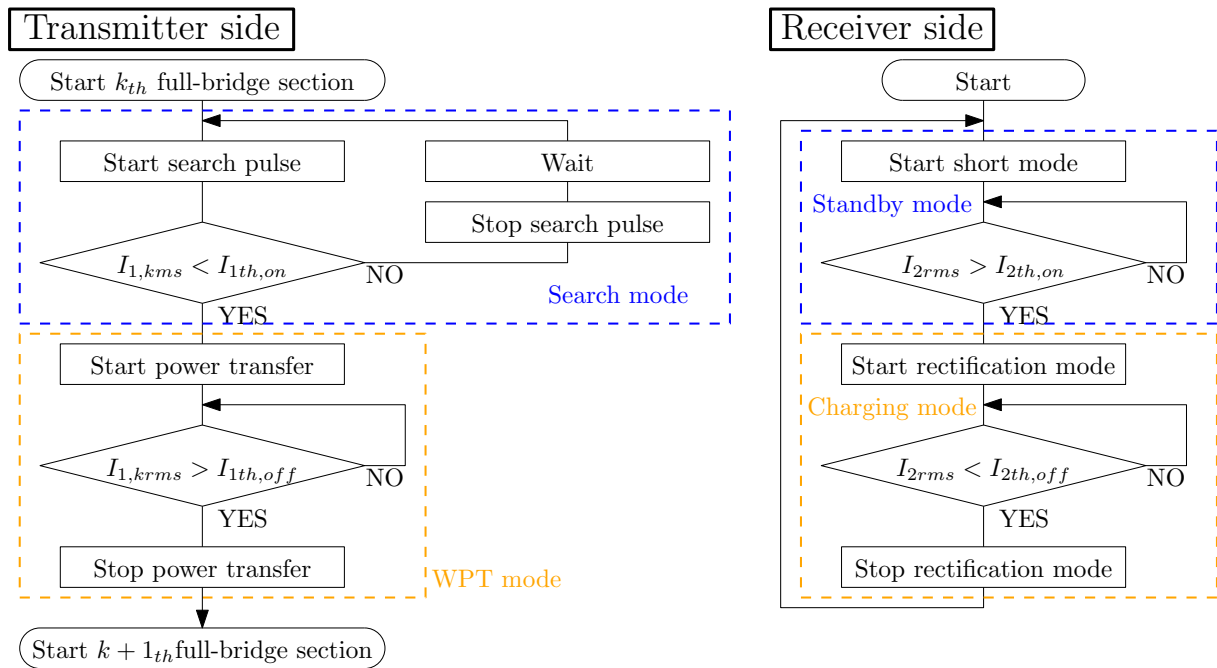


Fig. 44: 切替システムの送電手順

Table 10: コイルパラメータ

-	TX1	TX2	RX
Size of coil	1000x250 mm	1000x250 mm	185x185 mm
Resistance R	159.17 m Ω	223.15 m Ω	28.07 m Ω
Self inductance L	238.05 μ H	244.91 μ H	101.45 μ H

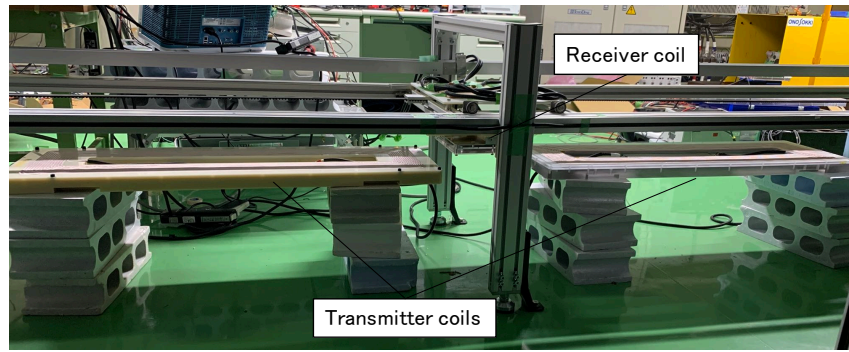
より、実際の車両を用いなくても受電コイルをある一定速度で並行移動させることが可能になり、再現性のある送電試験が可能となる。

5.3.1 受電コイル:静止時

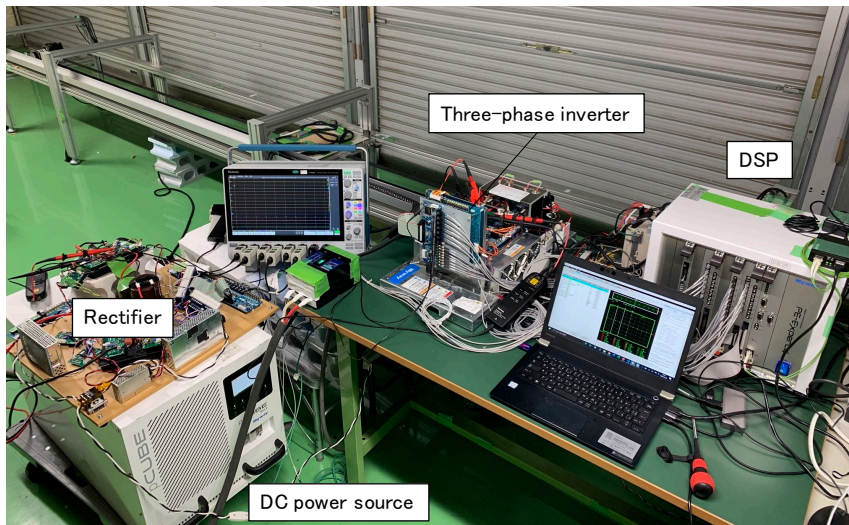
シミュレーションと同じ条件で実験を行い、その時の波形を Fig. 46 に示す。Fig. 46 の波形はシミュレーションとほぼ同じ波形を示した。

また、この TX2 の電圧と電流がシステムに与える影響を検討するために、1 つのフルブリッジインバータに 1 つのコイルを接続したベーシックシステムと切替システムの両方で DC 入力と出力電力を測定した。結果は Fig. 47 に示す。

Fig. 47 に示すように、電圧と電流が非常に小さいため、送信電力にほとんど影響を与えないことがわかった。具体的には、基本システムでは効率が 87.4 % であったのに対し、切替システムでは効率は 87.2 % であった。



(a) 走行中ベンチ



(b) その他実験機器

Fig. 45: 実験装置

5.3.2 TX2 の電流と電圧変動に関する考察

Fig. 46(b) が示すように、送電を行わないコイルである TX2 にも微小ではあるが電流が流れ、電圧変動が見られる。この時 w 相のゲートは全て off の状態である。Fig. 48 に考えられる電流経路の一例を示す。青い経路は TX1 を送電しているときに流れる主電流である。フルブリッジインバータ部分を PWM 制御により送電しており、図では UP と VN がゲートオンで UN と VP がゲートオフの状態である。VP と VN は交互にスイッチングを行なっているため、電圧は 0 と V_{1dc} が交互にかかる状態である。この時、UP と WP、UN と WN は、コイルの小さい抵抗成分を考慮しなければほぼ同電位となため、本来電流はほとんど流れない。しかし、実際のスイッチング素子には寄生容量成分が含まれており、WP と WN の電圧の立ち上がりや立ち下がりには、ゲート信号によりスイッチングを行う VP と VN に比べ、時間がかかる。この時 TX2 に電位差が生じるため、赤い電流経路で電流が流れていると考えられる。

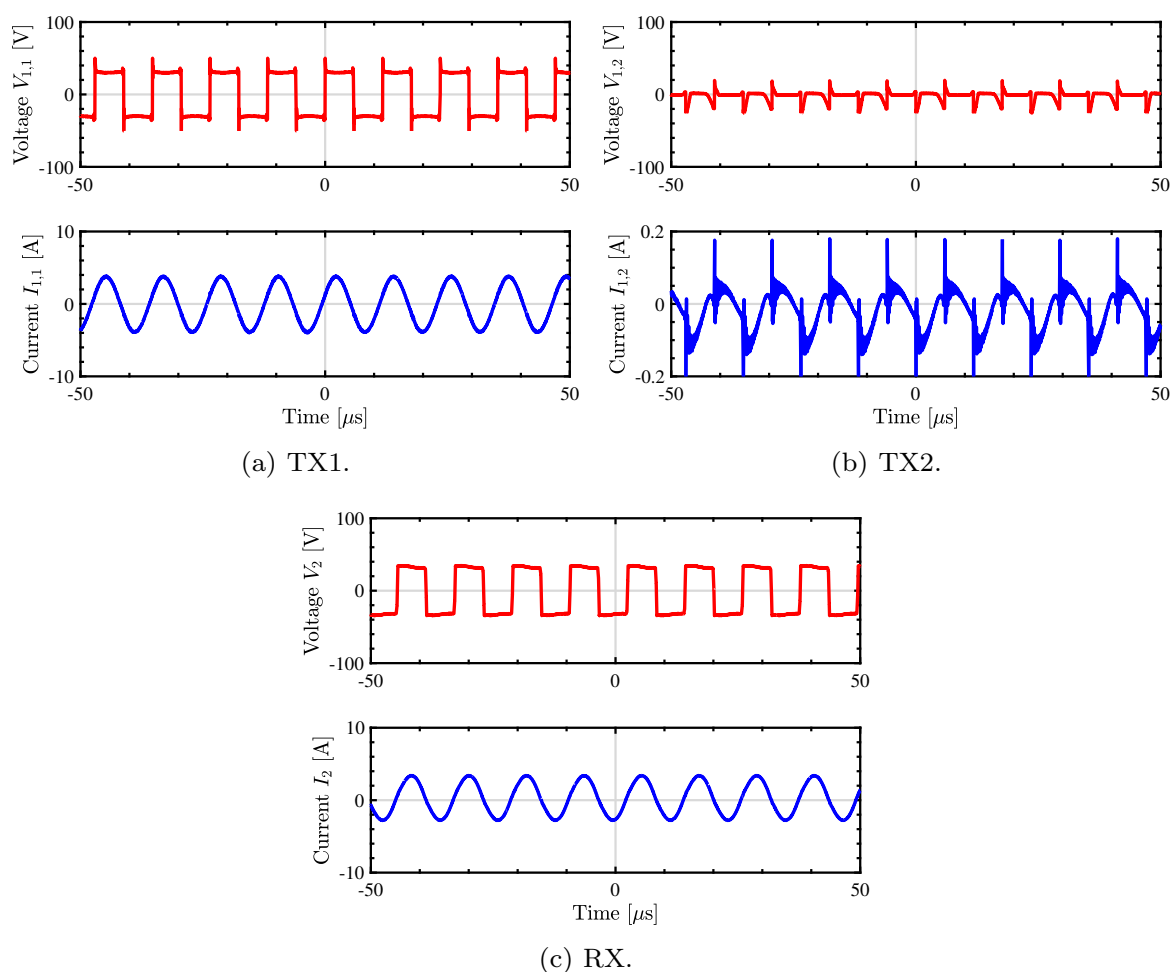


Fig. 46: 実験結果 (受電コイル：静止時)

5.3.3 シミュレーションによる TX2 の電流解析

Fig. 46(b) に電流が流れる原因を解析するためのシミュレーションを行なった。シミュレーションでは、シミュレーションモデルに前節の考察で述べた寄生容量を並列に加えたモデルを用いた。シミュレーションモデルを Fig. 49 に示す。定常状態 (受電コイルは静止) のシミュレーション結果を Fig. 51 に示す。このシミュレーションでは、受電コイル (RX) は、常に送電コイル (TX1) にであり、相互インダクタンスは 23.5 μH である。また、送電を制御するコイルは、u 相と v 相に接続された TX1 のみであり、TX2 への送電は行っていない。つまり、Fig. 50 のように、u 相と v 相のみがゲート駆動信号を送信し、w 相は常にゲートオフ状態とする。シミュレーションモデルには、実際に実験に使用した MOSFET の寄生容量値 C_{ds} が含まれており、その値は $C_{ds} = 155 \text{ pF}$ である。比較のため、寄生容量の影響を無視したモデルでの結果を、Fig. 52 に示す。これらのシミュレーション結果を比較すると、寄生容量を考慮したモデルでは実験時と同様の微小電流と電圧変動が見られるのに対し、寄生容量を考慮しないモデルでは、ほとんど電流は確認できなかった。

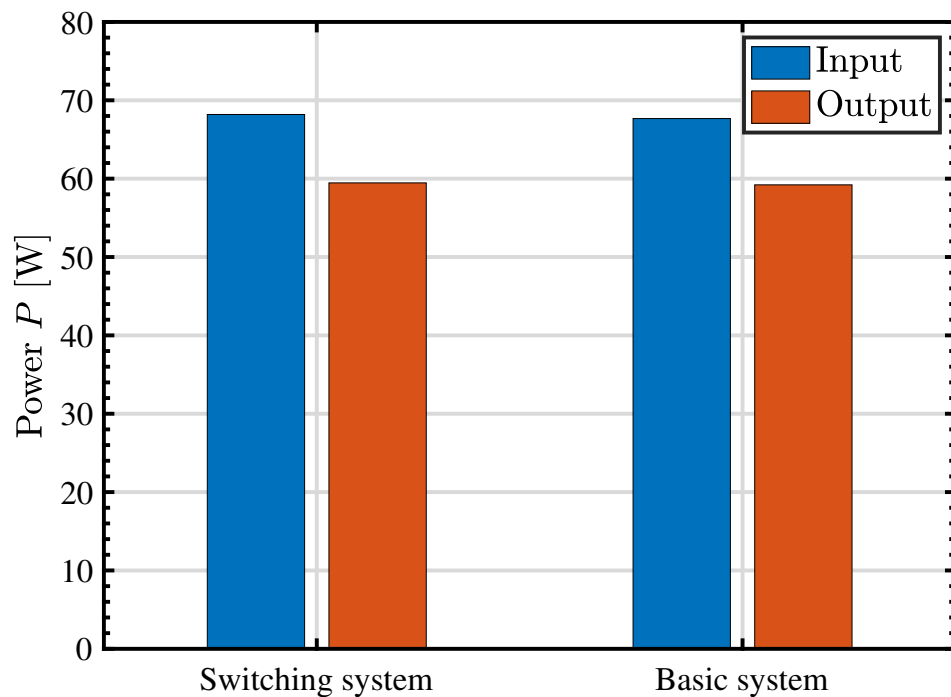


Fig. 47: 入出力電力結果 (青が入力電力、赤が出力電力)

5.4 走行中ベンチを用いた送電区間切替実験

走行中ベンチで、検知パルスを導入し、受電コイルを一定速度で移動させ、DWPT を模した実験を行なった。Fig. 53 は、RX を 5 km/h で移動させながら、二つのコイルを三相インバーターで動作させたときの実験波形を示す。二つの送電コイル間の距離は 400 mm に設定した。これは、送電コイル間の相互インダクタンスが自己インダクタンスの約 1/100 であり、その影響がほとんどない位置である。

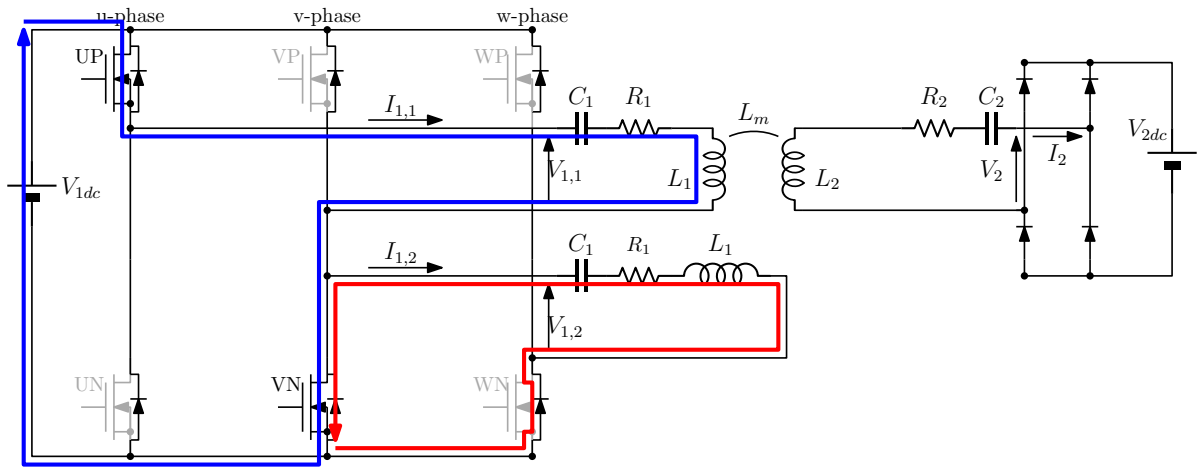


Fig. 48: TX1 の送電を想定した場合の電流経路の例（青が送電電流経路、赤が TX2 に流れる電流経路）

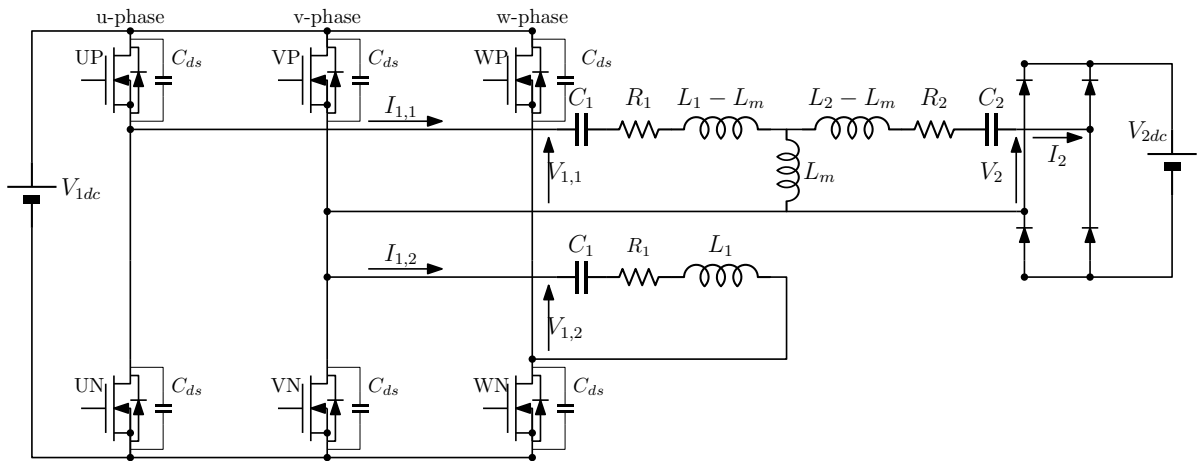


Fig. 49: シミュレーションモデル

Table 11: 走行中条件における実験条件

Input voltage V_{1dc}	30 V
Output voltage V_{2dc}	30 V
frequency f_0	86 kHz
Velocity of Receiver coil	5 km/h
Searching period T_{search}	55 ms
Pulse width T_{pulse}	1.176 μ s
Threshold current $I_{1th,on}$	3.5 A
Threshold current $I_{1th,off}$	4 A
Threshold current $I_{2th,on}$	0.1 A
Threshold current $I_{2th,off}$	0.5 A
Gap of transmitter coil	400 mm

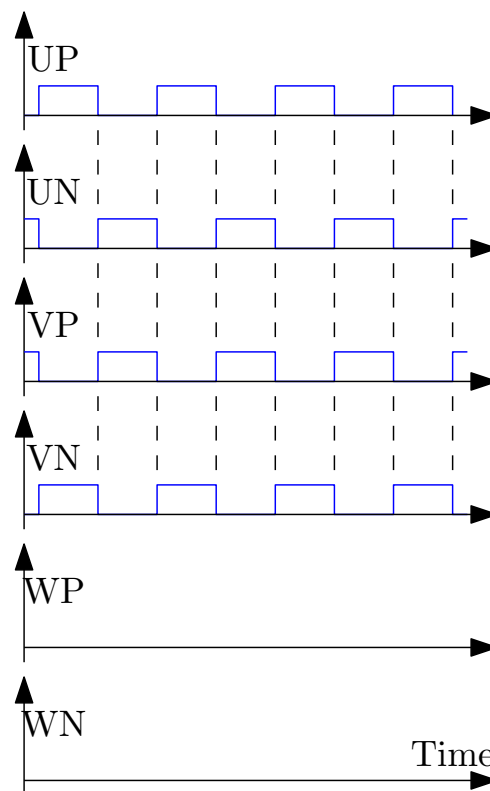
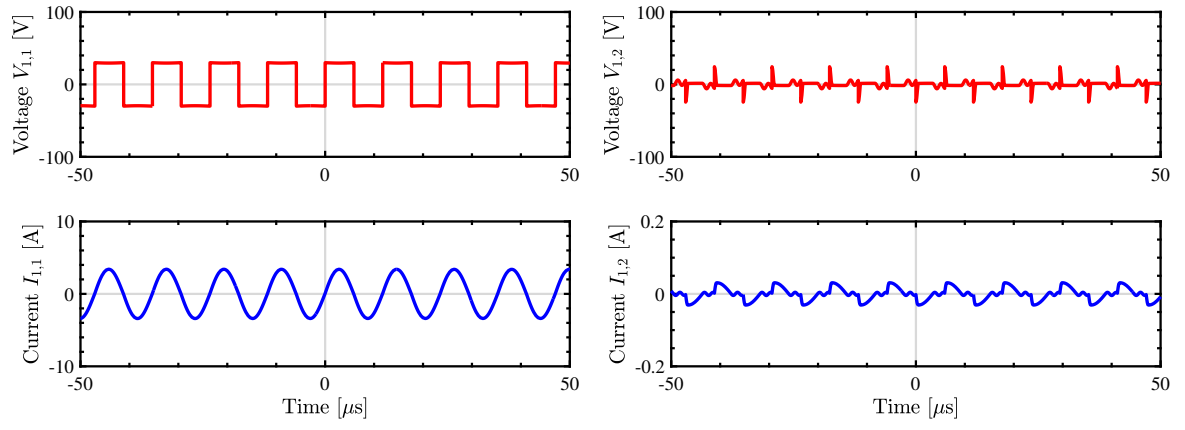
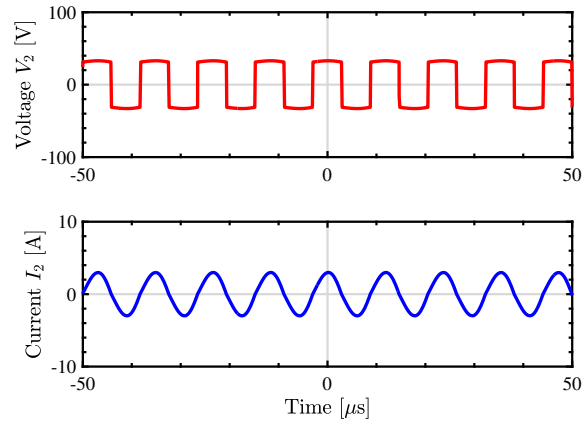


Fig. 50: シミュレーションにおけるゲート信号



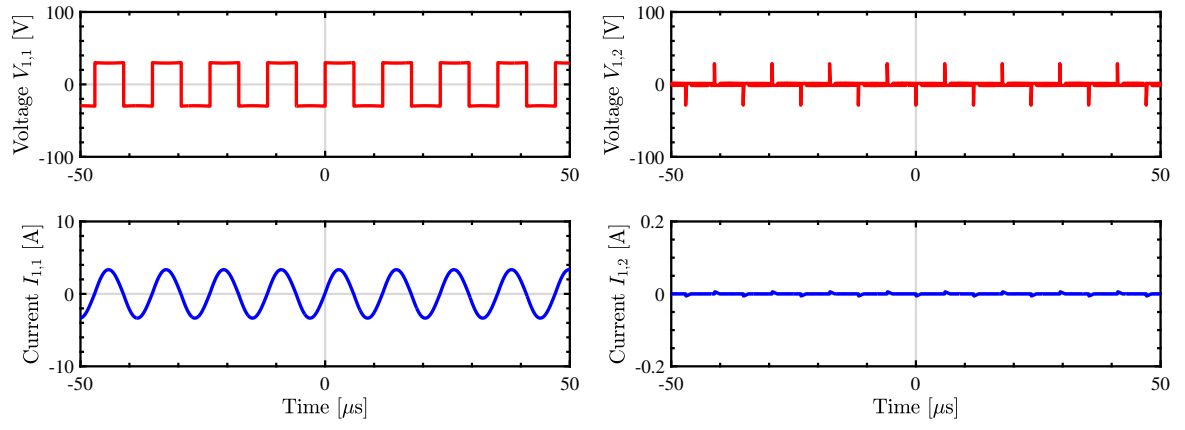
(a) TX1.

(b) TX2.



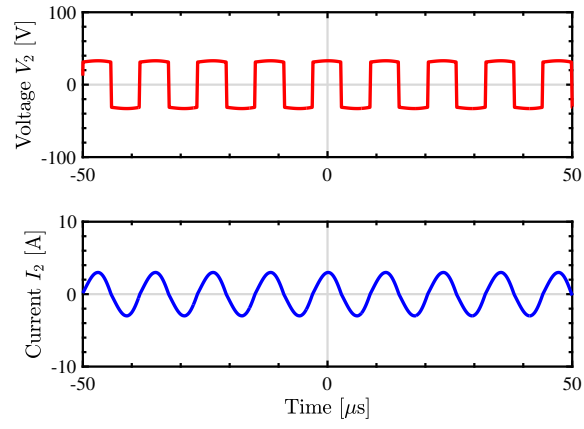
(c) RX.

Fig. 51: シミュレーション結果 ($C_{ds} = 155 \text{ pF}$)



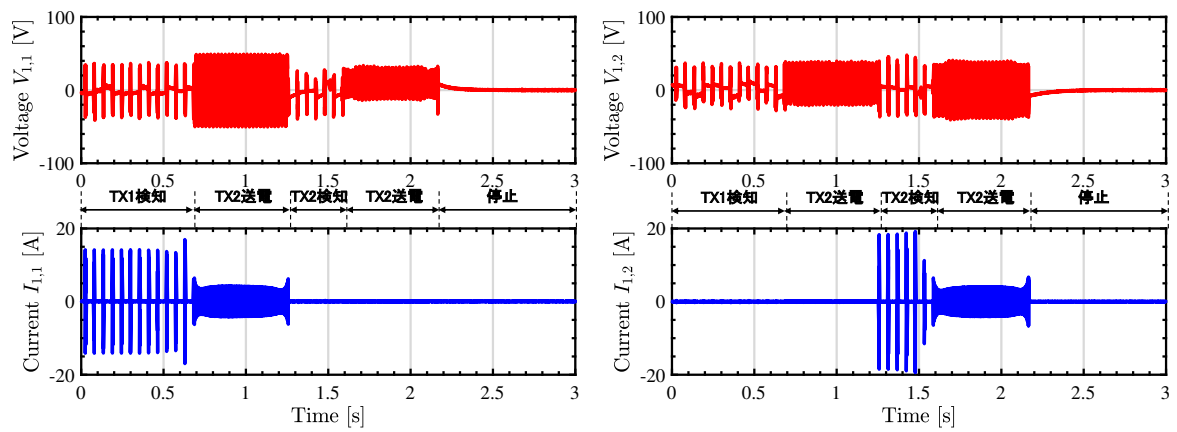
(a) TX1.

(b) TX2.



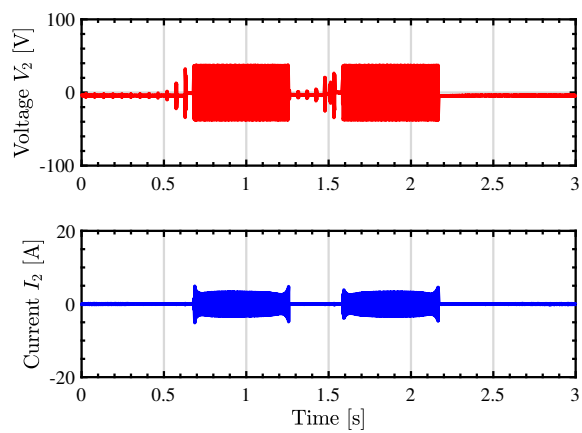
(c) RX.

Fig. 52: シミュレーション結果 ($C_{ds} = 0$)



(a) TX1.

(b) TX2.



(c) RX.

Fig. 53: 実験結果 (受電コイル：移動時)

第 6 章

総括

本論文では、EV への走行中ワイヤレス給電の社会的な実装を想定し、その上で課題となる「漏洩磁界」とそれに伴う地上側敷設コストアップの解決に向けて、ワイヤレスインホイールモータの走行中ワイヤレス給電システムにおいて新しいシステムを提案した。提案するシステムでは、漏洩磁界が低減するハードウェアを設計するとともに、スイッチング素子数を半分にした上で、送電区間を切り替えていく機構が実現でき、上記の問題の解決が期待できる。

第 2 章では、本論文で扱う磁界共振結合方式のワイヤレス給電と EV というアプリケーションに合う特徴について述べた。また、第三世代ワイヤレスインホイールモータの走行中ワイヤレス給電システムで採用されている S-S 方式のワイヤレス電力伝送について、回路解析を交えながらその基本的な性質や他方式に対する優位性を述べた。

第 3 章では、本研究の対象アプリケーションとなる第三世代ワイヤレスインホイールモータと呼ばれる EV について述べた。過去に本研究室で行われてきたワイヤレスインホイールモータの研究を含めて、第三世代のワイヤレスインホイールモータの特質すべき特徴について述べた。

第 4 章では、「漏洩磁界」を考慮したコイル開発に関する研究について、シミュレーションと実験によりその実現可能性を検証した。その結果、まず第一に送受電コイル間のエアギャップ縮小が漏洩磁界に有効であるという結果が得られた。それにより、第三世代ワイヤレスインホイールモータにおいて、コイルギャップを 50 mm に設定することとなった。また、JMAG によるシミュレーションにより、電力規格ごとにクリアすべき漏洩磁界の基準値を下回るシステムの結合係数を示した。これは、実験によって有効性が示され、漏洩磁界を考慮した上で、電力規格ごとに設計すべきコイルサイズの指針を得ることができる。

第 5 章では、「敷設コストダウンを目的とした送電区間の切替」に関する研究について述べた。前章で述べたコイルは、受電コイルとほぼ同程度のサイズであり、走行中ワイヤレス給電を考えた時、給電時間が短くなることがデメリットとして考えられる。敷設数の増加を解決策とすれば、コイルとインバータの敷設数が増加することとなり、コストが寄りがかってしまう。この課題を解決するため、インバータ自体に使われるスイッチング素子の数を減らし、複数のコイルを一つの N 相インバータのみで制御するというシステムを提案した。シミュレーションと実験によりその実現可能性

を検証している。シミュレーションと実験より、送電を想定しているコイルとは別のコイルにも微小な電流と短時間の電圧サージがかかることが確認されたが、供給電力能力と効率にはほとんど影響を及ぼさないという結果が得られた。また、受電コイルを一定速度でダイナミックに動かした走行中ワイヤレス給電を模した場合の実験において、適切に送電停止ができた上に、送電区間を切り替えての送電を行えたことが確認できた。

謝辞

本論文を執筆するにあたり、日頃からご指導ご鞭撻を賜りました堀洋一教授、藤本博志准教授に心より感謝申し上げます。研究室の発表会や、毎週の報告会におきまして有意義かつ厳しい目でご指導を頂き、自分の研究をより良いものにするという研究者としての姿勢も学ばせていただきました。また、普段の研究室運営などの点で自分が果たすべき責任を感じながら、研究室生活をおくれた点も、非常に自分自身にとって成長するきっかけにもなりました。堀・藤本研究室での2年間の経験は生涯の糧になったと考えております。ありがとうございました。

研究において、ワイヤレス給電、電気自動車、パワーエレクトロニクス分野で様々な助言をいただいた、清水修特任助教、永井栄寿特任助教、藤田稔之特任助教、博士課程在学中の角谷勇人様に心より御礼申し上げます。ワイヤレスインホイールも一た第三世代の立ち上げに微力ながら手伝わせていただきましたことについても大変良い経験でありました。ありがとうございました。

昼夜を問わず、研究の議論や実験の手伝い等、研究生活する上で2年間一緒に楽しく過ごさせてもらった堀・藤本研究室の先輩、同期、後輩の学生の皆さんには大変お世話になりました。優秀で聡明で熱意のある皆さんと過ごせた経験は非常に刺激となり、自分自身とても励みになりました。ありがとうございました。

最後に、修士課程に進学してずっとご支援頂いた家族に感謝申し上げます。

参考文献

- [1] 国土交通省, “環境:運輸部門における二酸化炭素排出量.” [Online]. Available: <https://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/environment/>
- [2] 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, p. 8, 2017.
- [3] SAE, “Surface Vehicle,” *SAE International*, p. 30, 2016.
- [4] 環境省地球温暖化対策推進本部, “日本の約束草案,” 2015.
- [5] Y. Hori, “Future vehicle driven by electricity and control - Research on four-wheel-motored ”UOT Electric March II”,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 5, pp. 954–962, 2004.
- [6] J. Xia, X. Yuan, J. Li, S. Lu, X. Cui, S. Li, and L. M. Fernández-Ramírez, “Foreign object detection for electric vehicle wireless charging,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 9, no. 5, 2020.
- [7] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, jul 2007.
- [8] G. A. Covic and J. T. Boys, “Modern trends in inductive power transfer for transportation applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 28–41, 2013.
- [9] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim, “Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6533–6545, oct 2016.
- [10] J. C. Mankins, “A fresh look at space solar power: New architectures, concepts and technologies,” *Acta Astronautica*, vol. 41, no. 4-10, pp. 347–359, 1997.

- [11] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, and C. Cecati, “Wireless Power Transfer - An Overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1044–1058, 2019.
- [12] T. Imura and Y. Hori, “Unified Theory of Electromagnetic Induction and Magnetic Resonant Coupling,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 135, no. 6, pp. 697–710, 2015.
- [13] H. Fujimoto, O. Shimizu, S. Nagai, T. Fujita, D. Gunji, and Y. Ohmori, “Development of Wireless In-wheel Motors for Dynamic Charging,” *2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, pp. 56–61, 2020.
- [14] M. Sato, G. Guidi, T. Imura, and H. Fujimoto, “Model for loss calculation of wireless in-wheel motor concept based on magnetic resonant coupling,” in *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. IEEE, jun 2016, pp. 1–6.
- [15] Hiroshi Fujimoto, G. Yamamoto, M. Sato, D. Gunji, and T. Imura, “ワイヤレスインホイールモータを搭載した電気自動車の実車評価,” *自動車技術会春季学術講演会講演予稿集*, vol. S267, pp. 1389–1394, 2015.
- [16] H. Fujimoto, “Development of Second Generation Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer,” 2018.
- [17] O. Shimizu, S. Nagai, T. Fujita, and H. Fujimoto, “Potential for CO2 Reduction by Dynamic Wireless Power Transfer for Passenger Vehicles in Japan,” *Energies*, vol. 13, no. 13, p. 3342, 2020.
- [18] T. Fujita, T. Yasuda, and H. Akagi, “A Dynamic Wireless Power Transfer System Applicable to a Stationary System,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3748–3757, 2017.
- [19] International Commission on Non-Ionizing Radiation protection, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz TO 100 kHz),” *Health Physics*, vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010.
- [20] Y. Hakuta and T. Watanabe, “Evaluation of the induced electric field in human body by exposure to leaked magnetic field from wireless power transfer system for two vehicles,” *IEEE Transactions on Fundamentals and Materials*, vol. 138, no. 6, pp. 329–334, 2018.
- [21] K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Proposal of Classification and Design Strategies for Wireless Power Transfer Based on Specification of Transmitter-Side and Receiver-Side

- Voltages and Power Requirements,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 138, no. 4, pp. 330–339, 2018.
- [22] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S. J. Jeon, and D. H. Cho, “Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1179–1192, 2014.
- [23] V. Z. Barsari, D. J. Thrimawithana, and G. A. Covic, “Push-pull driven Low-cost Coupler Array for Dynamic IPT systems,” pp. 209–213, 2020.
- [24] K. Daita, I. Takehiro, and Y. Hori, “Sensorless Transmitting ON/OFF Switching System in Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicles,” *13th ITS Symposium 2015*, 2015.

発表文献

論文誌 (投稿予定)

Chonghao Hong, Osamu Shimizu, Sakahisa Ngai, Toshiyuki Fujita, Hiroshi Fujimoto
Dynamic Wireless Power Transfer System considering Leaked Magnetic Field in Wireless
In-Wheel motor, 電気学会論文誌 D(産業応用部門)

国際会議論文 (発表予定)

Chonghao Hong, Osamu Shimizu, Sakahisa Ngai, Toshiyuki Fujita, Hiroshi Fujimoto
Experimental Verification of N-phase Inverter Connected to Multiple Coils for Dynamic Wire-
less Power Transfer
the 7th IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, Motion Control, and Opti-
mization (SAMCON2021), Chiba, Japan, 2021

国内会議論文

洪 重ほう, 清水 修, 藤田 稔之, 藤本 博志
走行中ワイヤレス給電インホイールモータを想定した漏洩磁界低減に向けたコイル設計の検討
半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-20-022, MD-20-022, 2020