

博士論文(要約)

Doctoral Dissertation

ワイヤレスインホイールモータの変換器および 駆動制御の高性能化に関する研究

(Study on High Performance Converters and Advanced Drive Control of
Wireless In-wheel Motor)

なお、4章、5章、および結論の6章は、今後論文発表の可能性のある研究成果
が含まれるため、本要約では非公開とする。

指導教員 藤本 博志 准教授
Supervisor Professor Hiroshi Fujimoto

平成28年6月
June, 2016

東京大学大学院
新領域創成科学研究科 先端エネルギー工学専攻
Department of Advanced Energy, Graduate School of Frontier Sciences
The University of Tokyo

佐藤 基
Motoki Sato

概要

18世紀半ばから19世紀初頭にかけて産業革命が起こり、以降、世界の工業化は凄まじい。しかし、世の中の生産性が向上していく中、地球環境保護の問題も同時に取り沙汰されるようになってきた。自動車はその利便性からまさに人類になくてはならない存在になったが、ガソリン資源は限りがあるといわれている。脱ガソリン、脱公害物質の観点から、低公害車が注目を浴びている。低公害車とは、狭義に、電気自動車、メタノール自動車、圧縮天然ガス (CNG) 自動車、圧縮空気車及びハイブリッド自動車の5車種を指す。その中でも電気自動車は内燃機関を用いた自動車と比較してトルク応答が二桁速く、制御性能に優れるという利点がある。特に、インホイールモータを用いた電気自動車はその高い制御性能から様々な研究がなされている。インホイールモータとは車輪内部にモータが配置されたり、車輪内部のハブ軸受けと同軸にモータが配置されたりするという構造を指す。インホイールモータはその構造上、どうしてもモータの動力線やモータ速度を検出する信号線が自動車内に配備されたインバータへ配線する際に、外部環境に晒されるといった問題がある。インホイールモータは、車輪が操舵を繰り返したり、サスペンションの相対変位が繰り返し屈曲を受けたりして配線が疲労して断線したり、飛び石などの飛散物が当たったりして断線したり、寒冷地での凍結などの影響を受けて断線したり等、非常に厳しい環境に耐えねばならない。これはインホイールモータが優れた運動性能を持ちながら普及が進まない原因の一つである。

そこで本研究が着目した技術が、磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送である。磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送は2006年11月にマサチューセッツ工科大学 (MIT) が実用化の可能性を発表した。従来のワイヤレス電力伝送には電磁誘導方式および放射型のマイクロ波レーザー方式があったが、前者は高効率であるが電力伝送距離が数mm~数cmであったり、後者は大きな電力伝送距離が取れるが効率が悪いという問題があった。磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送は、一般的にコイルとキャパシタによって構成された送電共振器と受電共振器の間数10cm~数mという、比較的大きな伝送距離を高効率で行なうことができる画期的な技術である。本研究は上述したインホイールモータの配線の断線に関する問題に関する根本的な解決策として、磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送を用いて車両からインホイールモータに配線されている動力線や信号線をなくし、ワイヤレス電力伝送により直接インホイールモータを制御し駆動させることを目的とする。これをワイヤレスインホイールモータと呼称する。

ワイヤレス伝送電力の受電側において、先行研究では、ワイヤレス電力伝送された電力によってモータを制御するためには2mode制御と定義される制御法が有効であることが、小容量のミ

ニモデルによって検証された。2mode 制御とは受電側に搭載された電力変換器が、受電共振器によって受電された電流を整流して負荷へ供給したり、短絡して負荷への電力供給を断ったりすることを高速に繰り返す制御である。

ワイヤレス電力伝送を用いてバッテリーに給電する研究はこれまでに盛んに行なわれてきた。しかし、ワイヤレス電力給電で送られた電力を用いてモータを駆動する研究は少なかった。さらに、実際に一般乗用車クラスの電気自動車にワイヤレスインホイールモータを搭載し、実車走行をし、その特性を評価した例はなかった。

本研究は実際に軽自動車クラスの電気自動車に用いられるワイヤレスインホイールモータをベンチ試験で評価し、いくつかの制御手法を提案した上、実際にワイヤレスインホイールモータの実車走行による実験的評価を行う。

また、本研究では、新たに間欠同期整流制御と定義する受電側の電力変換器の制御法を提案し、その有効性について明らかにする。間欠同期整流制御では、従来法の2mode 制御が目的としていた定電力負荷を安定に制御しながら、効率の向上や2mode 制御では不可能であったシームレスな回生が可能であることを示す。

さらに、ワイヤレス電力伝送の送電側ではチョッパ方式および位相シフト方式と定義される2種類の送電制御方式について論じる。本稿ではこの2種類の制御法のそれぞれの利点、欠点について述べて比較検討をする。

次いで受電側変換器の制御法において間欠同期整流方式、位相シフト方式および部分ソフトスイッチング同期整流方式と定義される3種類の送電制御方式について論じる。間欠同期整流方式は高効率であるが送電側共振器の電流に大きな過渡応答が生じ、放射ノイズの原因となることを明らかにする。位相シフト方式は送電側共振器の電流に過渡応答が生じないが、共振器の共振周波数と等しい周波数に同期してハードスイッチングを行なうため、損失が大きいことを明らかにする。部分ソフトスイッチング同期整流方式は波形の一部分をソフトスイッチングし、かつ位相シフト制御を同時に行うという性質を持っているため、間欠同期整流方式よりも効率は落ちるが、位相シフト方式よりも効率は良く、送電側共振器の過渡応答も生じず、総合的に見て性能のバランスの観点から、上記3種類の制御法の中で最も良い制御方式であることを明らかにする。さらに、ワイヤレスインホイールモータの次世代機のひとつの方式として、全く新しいワイヤレスインホイールモータの回路トポロジーを提案しその原理について論じる。ワイヤレスインホイールモータで採用した回路トポロジーは、受電側に電力変換器が搭載され、受電電力を一度直流に変換した後モータを駆動するための三相交流に変換するのに対し、本章で提案する回路はワイヤレス電力伝送された高周波交流電流を、直接、任意の三相交流電圧に変換しモータを制御することが特徴である。この種の電力変換器の先行研究では6つの双方向スイッチが必要であった。本研究では3つの双方スイッチで任意の三相交流電圧に電力変換を行う。これにより、ワイヤレスインホイールモータの受電側の部品点数が少なくなり、変換器の故障による信頼性の問題や、スイッチング素子が減ることから受電側の装置が小型化できる可能性をシミュレーションにより明らかにする。

以上より、ワイヤレスインホイールモータの基本制御法およびその特性と、さらにアドバン

スな制御法とその長短，加えて次世代のワイヤレスインホイールモータ回路のトポロジーを提案し，まとめとする。

本論文の内容及び構成を以下に示す。

第1章では，インホイールモータの配線が断線する問題に関する研究開発について振り返り，その有効性や問題点を明らかにした。加えて，ミニモデルでの実験的検証と理論検証であった先行研究との違いを述べ，本研究の目的と意義について述べた。

第2章ではワイヤレスインホイールモータの試作機について述べた。ワイヤレスインホイールモータを採用する車体として，市販の電気自動車を改造したものを採用しており，さらにその車両の前後輪がそれぞれ交換可能なサブユニット構成を採用している。本章では，試作したワイヤレスインホイールモータの仕様および，その制御に用いるインバータとワイヤレス電力伝送に用いる電力変換器の仕様について述べ，さらに，ワイヤレスインホイールモータの試作機を用いた実車評価について述べた。本研究で試作したワイヤレスインホイールモータは一次試作機であるため，一般に市販されている軽自動車の出力と比較して低出力であるので，一般車両に加速度および最高速度は及ばないものの，ワイヤレスインホイールモータが問題なく走行可能であることを示した。

第3章ではワイヤレスインホイールモータ試作機の送電側変換器の高効率化と損失分離について述べた。まず，ワイヤレス電力伝送の送電側ではチョッパ方式および位相シフト方式と定義される2種類の送電制御方式について論じた。チョッパ方式は高周波交流でワイヤレス電力伝送される送電側電圧の振幅を制御して，受電側に電力伝送する方式である。位相シフト方式は，ワイヤレス電力伝送される送電側の交流電圧の振幅と周波数を変化させずに，パルス幅を制御して受電側へ送電する電力を制御する方式である。本章ではこの2種類の制御法のそれぞれの利点，欠点について述べて比較検討をした。チョッパ方式は理論上零電圧零電流スイッチングであるため，理論上変換器のスイッチング損がなく，ある出力領域までは位相シフト方式よりも高効率であることを明らかにした。さらに，高出力領域でワイヤレスインホイールモータを運転した場合，位相シフト方式は，ワイヤレス電力伝送の送電電圧パルス幅が大きくなり伝送電圧波形がチョッパ方式に近づくため，スイッチング損が減少し，効率特性がチョッパ方式に近づいていく事象を確認した。よってチョッパ方式に用いられるDC/DCコンバータの損失を無視すると，位相シフト方式の方が高効率と言える。よって，受電側は間欠同期整流を用いた制御によりモータを制御し，送電側は出力に応じてチョッパ方式と位相シフト方式を切り替えると高効率な運転が可能であることを明らかにした。さらに，ワイヤレス伝送電力の受電側においては，先行研究では，ワイヤレス電力伝送された電力によって定電力負荷であるモータを制御するためには2mode制御と定義される制御法が有効であることが，小容量のミニモデルによって検証された。本章では実際にワイヤレスインホイールモータを駆動させるに十分な電力にて2mode制御を行い，その有効性を再確認した。これによって，2mode制御では，力行時から回生時または回生時から力行時への切り替え時にシームレスな電力回生ができないといった問題点について明らかにした。これを受けて本章では，新たに間欠同期整流制御と定義する受電側の電力変換器の制御法を提案し，その有効性について明らかにした。間欠同期整流制御

では、従来法の 2mode 制御が目的としていた定電力負荷を安定に制御しながら、効率の向上や 2mode 制御では不可能であったシームレスな回生が可能であることを示した。

第 4 章ではワイヤレスインホイールモータ試作機の過渡応答改善について述べた。ワイヤレス電力伝送の受電側変換器の制御法において間欠同期整流方式、位相シフト方式および部分ソフトスイッチング同期整流方式と定義される 3 種類の送電制御方式について論じる。間欠同期整流方式は高効率であるが送電側共振器の電流に大きな過渡現象が生じ、放射ノイズの原因となることを明らかにした。位相シフト方式は送電側共振器の電流に過渡現象が生じないが、共振器の共振周波数と等しい周波数に同期してハードスイッチングを行なうため、損失が大きい。部分ソフトスイッチング同期整流方式は間欠同期整流方式よりも効率は落ちるが、位相シフト方式よりも効率は良く、送電側共振器の過渡現象も生じず、良い制御方式であることを明らかにした。

第 5 章では、ワイヤレスインホイールモータの次世代機のひとつの方式として、全く新しいワイヤレスインホイールモータの回路トポロジーを提案しその原理について論じた。ワイヤレスインホイールモータ試作機で採用した回路トポロジーは、受電側に電力変換器が搭載され、受電電力を一度直流に変換した後モータを駆動するための三相交流に変換するのに対し、本章で提案する回路はワイヤレス電力伝送された高周波交流電流を、直接、任意の三相交流電圧に変換しモータを制御することが特徴である。この種の電力変換器の先行研究では 6 つの双方向スイッチが必要であった。本研究では 3 つの双方スイッチで任意の三相交流電圧に電力変換を行う。これにより、ワイヤレスインホイールモータの受電側の部品点数が少なくなることが期待されることを示した。

第 6 章はワイヤレスインホイールモータの研究の総括を行った。

目次

1 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	3
1.3 論文構成	4
2 ワイヤレスインホイールモータ試作機の開発	7
2.1 インホイールモータのメリットと課題	8
2.2 磁界共振結合を用いたワイヤレスインホイールモータのシステム構成	10
2.2.1 試作したワイヤレスインホイールモータ	11
2.3 ワイヤレスインホイールモータの送受電コイルの設計	14
2.3.1 コイルパラメータの目標値	14
2.3.2 ワイヤレスインホイールモータに用いた共振器用送受電コイルの作製	15
2.4 ワイヤレスインホイールモータ試作機の制御法	15
2.4.1 送電側（送電側）の制御法	15
2.4.2 受電側制御	20
2.4.3 ワイヤレスインホイールモータの効率測定および制御検証のためのベンチ実験	22
2.5 相互インダクタンスの変化の測定結果と効率の変化の検証	26
2.6 ワイヤレスインホイールモータの実車走行試験	31
2.7 まとめ	34
3 ワイヤレスインホイールモータ試作機の変換器の高効率化および損失分離	35
3.1 送電側の高効率制御：チョッパ制御と位相シフト制御の比較	35
3.2 ワイヤレスインホイールモータの損失分離の原理	37
3.3 送電側の高効率制御：チョッパ制御と位相シフト制御の比較	39
3.4 高効率化のための受電側変換器制御の提案：間欠同期整流制御	41
3.5 間欠同期整流制御および 2mode 制御の実験結果	43
3.6 まとめ	44

A ワイヤレスインホイールモータの制御	49
A.1 動作周波数が共振周波数と等しい場合の解析	49
A.2 動作周波数が共振周波数と異なる場合の解析	52
参考文献	55
発表文献	60

目次

1	本論文の構成	5
2	インホイールモータの配線断線問題概念図	8
3	機電一体構造インホイールモータ	8
4	ワイヤレスインホイールモータの概念図	9
5	Series-Series (SS) 方式のワイヤレス電力伝送部簡易等価回路	10
6	ワイヤレスインホイールモータの回路構成	10
7	一次試作ユニットのサブフレーム	12
8	送電側インバータ	12
9	受電側コンバータ	12
10	FPEV4-Sawyer	13
11	一次試作ユニット	13
12	受電側装置 (インホイールモータ側)	16
13	コイルパラメータ変動時の伝送効率	17
14	送受電コイルのサイズ	18
15	送受電コイルの構成	18
16	受電側回路図	21
17	2mode 制御コンセプト	21
18	二次側回路の動作パターン	22
19	ベンチ試験の様子	23
20	ワイヤレスインホイールモータ用送電インバータの出力電圧 (一例)	23
21	位相シフト方式実験結果 with FF 制御	24
22	位相シフト方式実験結果 without FF 制御	24
23	チョップ方式実験結果 with FF 制御	25
24	チョップ方式実験結果 without FF 制御	25
25	受電側 DC-link 電圧 V_{dc} 制御の実験結果 V_{dc} (制御なしを模擬)	26
26	受電側 DC-link 電圧 V_{dc} 制御の実験結果 力行時	26
27	受電側 DC-link 電圧 V_{dc} 制御の実験結果 回生時	27
28	コイルの相対位置と伝送効率の関係	27
29	コイルの相対位置と相互インダクタンスの関係	27

30	スライダ付きベンチ試験の様子	28
31	コイルの相対位置および 受電側 DC-Link 電圧 V_{dc} 50%負荷	28
32	コイルの相対位置および 受電側 DC-Link 電圧 V_{dc} 100%負荷	29
33	送受電コイル間効率 η_{wpt}	29
34	電源-受電側 DC リンク間効率 η_{total}	29
35	モータ定格運転時の各変換器効率	30
36	試作機最大出力時のワイヤレスインホイールモータの効率	30
37	実車走行試験結果	32
38	実車走行試験結果 (減速時に着目した場合)	33
39	ワイヤレスインホイールモータ回路構成	37
40	チョッパモードコンセプト	37
41	位相シフトモードコンセプト	38
42	送電側変換器損失の実験結果と計算結果	38
43	ワイヤレスインホイールモータの効率と損失分離	40
44	受電側回路図 (再掲)	41
45	間欠同期整流制御コンセプト	42
46	回生時の間欠同期整流制御コンセプト	42
47	2mode の制御実験結果	43
48	間欠同期整流制御の実験結果	44
49	2mode 制御と間欠同期整流制御の過渡現象の比較実験	45
50	間欠同期整流制御の電力回生実験結果	45
51	受電側同期整流とダイオード整流の効率比較結果	46
52	同期整流時の各効率	46
53	F 行列解析に用いた回路図	51
54	動作周波数 f_{op} に対する F 行列	51
55	動作周波数 f_{op} に対する入出力電力および効率	53
56	動作周波数 f_{op} と L_m を変えた場合の入力電力および効率	53
57	入力合成リアクタンスの周波数特性	54

表 目 次

1	車両性能の目標値と第一試作機仕様	13
2	伝送効率 (2-3) への代入値	14
3	コイル設計の目標値	16
4	製作した共振器の各パラメータ	16
5	解析に用いた共振器の各パラメータ	50

第 1 章

序論

1.1 研究背景

18 世紀半ばから 19 世紀半ばにかけて産業革命が起こり、以降、世界の工業化は凄まじい。しかし、世の中の生産性が向上していく中、地球環境保護の問題も同時に取り沙汰されるようになってきた。自動車はその利便性からまさに人類にはなくてはならない存在になったが、ガソリンエンジンを用いた自動車は、同時に燃焼中に含まれる窒素化合物に起因するフューエル NO_x や、粒子状物質 (PM) の排出と言った環境負荷をいかに減らすかという問題に鎬を削っている。そもそも、ガソリン資源は限りがあるといわれている。脱ガソリン、脱公害物質の排出の観点から、低公害車が着目を浴びつつある。低公害車は、狭義に、電気自動車、メタノール自動車、圧縮天然ガス (CNG) 自動車、圧縮空気車及びハイブリッド自動車の 5 車種を指すと言われている。その中でも電気自動車は様々利点があると言われている [1]。例えば、二次電池式電気自動車であれば、以下の利点が挙げられる。

- ガソリンエンジン自動車の燃費と比較して、電気自動車の走行コストである電費が少なくてよい。
- 内燃機関およびクラッチ、変速機などが不要で、車両を構築する際のパッケージングの制約が少ない。
- 運動エネルギーを再び電力に変換して蓄える回生ブレーキが可能であり、エネルギーの有効活用が可能である。
- 内燃機関を用いた自動車と比較してトルク応答が二桁速く、制御性能に優れ、高性能のトラクションコントロールを実現することができる。
- 走行時の CO_2 や NO_x や等、環境負荷になりえる排気ガスの排出がない。
- 衝突事故等の際に爆発や炎上の原因になりやすいガソリンや軽油、LPG がない。

これらはガソリンエンジンを電気自動車に置き換えたものであり、オンボードタイプ電気自動車と定義される。オンボードタイプの電気自動車は、それだけでも上記のような利点がある

ものの、ドライブシャフトやデファレンシャルギアが電気自動車に搭載されているため、特にドライブシャフトが低い剛性であることから制御帯域が制限されてしまうため、電気自動車の高い運動制御性能を生かしきれていなかった。その点、インホイールモータを用いた電気自動車はその高い制御性能から様々な研究がなされてきた。4輪インホイールモータは、それぞれの車輪が独立して配置され、正確にトルク制御できることから、様々な恩恵が得られる [2-6]。例えば以下の通りである。

- ディファレンシャルギアおよびドライブシャフトが不要であるため車両設計の自由度が高く、車体全体の軽量化を図ることが可能である。例えば、文献 [3] では駆動系全体の質量を 36 % 軽減可能としている。
- 機械部品点数が減ることから、機械的エネルギー損失が少なくなる。
- 各輪の駆動力を独立に制御できることから車両安定性・運動性が向上する。

欠点としては、インホイールモータを用いた電気自動車は一般的にばね下重量が悪化し、乗り心地が悪くなると言われていたが、それぞれの独立したモータ制御が車体のピッチや車体の上下方向の運動を制御し、この問題は改善できることが知られている。しかしながら、インホイールモータを用いた電気自動車は、どうしてもその構造の性質上、モータの動力線やモータ速度を検出する信号線が自動車内に配備されたインバータへ配線する際に、外部環境に晒されるといった問題があった。このような構造では、車輪が操舵を繰り返したり、突起物に車輪が乗り上げて自動車のサスペンションが振動を繰り返したりして疲労して断線したり、飛び石などの飛散物が当たったりして断線したり、寒冷地での凍結などの影響を受けて断線したり等、非常に厳しい環境に耐えねばならなかった。

これに対しては、インホイールモータが繰り返す屈曲に耐えうるように構造的に工夫をした研究開発がなされたり、操舵を繰り返す時に受ける繰り返す屈曲をできるだけ吸収するような工夫をした研究開発がなされたり、そもそも配線に用いられるケーブルそのものの可撓性を良くするための研究開発がなされたりした [6-8]。しかし、どの研究開発も配線が断線するリスクが全くなくなるというわけではなく、根本的な解決には至っていない。

そこで本研究が着目した技術が磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送である。磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送を用いることで、非接触でインホイールモータに給電することでそもそもケーブルによる配線をなくし、配線が断線するリスクを根本的になくすというものである。磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送は、2006年11月にマサチューセッツ工科大学 (MIT) が実用化の可能性を発表した [9]。従来のワイヤレス電力伝送には、電磁誘導方式および放射型のマイクロ波レーザー方式があったがそれぞれ、前者は高効率であるが電力伝送距離が数 mm～数 cm であったり、後者は大きな電力伝送距離が取れるが効率が悪いという問題があった。しかし、磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送は比較的大きな伝送距離を高効率で行なうことができる画期的な技術であった。

一方で磁界ではなく電界を用いたワイヤレス電力伝送技術も存在する。磁界共振結合方式ではコイルによって発生する磁界によって二つのコイル間を結合し、ワイヤレス給電するのに対

し、電界共振結合では二つのキャパシタ間の電界によってそれぞれのキャパシタ間を結合しワイヤレス電力伝送を行なうものである。ワイヤレス電力伝送を用いてバッテリーや抵抗負荷に給電する研究はこれまでに盛んに行なわれてきた [10–30]。

文献 [33,34] では、地上コイルからオンボード式電気自動車のバッテリーへの走行中給電に成功している。

文献 [35] では、地上に設置されたキャパシタからタイヤ内のスチールベルトを介してワイヤレスで自動車に給電し走行させることに成功している。しかし、ワイヤレス電力給電で送られた電力を用いてインホイールモータを直接駆動する研究は少なかった。

磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送を用いて、そもそも車体からインホイールモータに配線されている動力線や信号線をなくし、ワイヤレス電力伝送により直接インホイールモータを駆動させる技術をワイヤレスインホイールモータと呼称する [36–39,44]。これまでに、小容量によるミニモデルでワイヤレス電力伝送によるモータの直接駆動に関する研究が行なわれた。この先行研究では、ワイヤレス電力伝送における送電側コイルに直列に共振コンデンサが接続され、受電コイルにも直列に共振コンデンサが接続される直列–直列方式 (Series-Series:SS)SS方式が採用されている [40–42]。SS方式を用いたワイヤレス電力伝送では、受電電圧を制御せずに送電電圧のみを直接制御してモータを制御しようとするると理論的に不安定となることが示されている [43]。受電側から送電側へフィードバックしようとするると、有線でフィードバックしては本来車体と車輪間をワイヤレス化したいという目的に反し、無線でフィードバックしようとするるとその通信遅延が大きな問題となる。そこで先行研究では受電側にも電力変換器を具備し、送電側変換器により送電された単相高周波交流電力による交流電圧を一度直流電圧に変換し、モータ駆動用インバータに入力することで安定にモータ駆動できることに実験的に成功している [44]。

1.2 研究目的

本研究では実車に搭載する電力変換器およびモータを試作し、実際に車両が走行可能な出力にてワイヤレスインホイールモータの実験的検証を行なう。先行研究では電界共振結合と磁界共振結合の違いについて比較検討する。その上で本研究は、ワイヤレスでモータを駆動させるにあたり、その電力変換器と制御法に焦点をあてる。本研究では、ワイヤレス電力伝送における送電側の交流電圧を矩形波の振幅のみ制御するチョップ方式と、振幅を変化させずにパルス幅を制御する位相シフト方式を採用する。本研究は、それぞれの長短をベンチ試験にて比較する。さらに受電側の電力変換回路では、著者と先行研究者が共同で研究開発した 2mode 制御を従来法とし、本論文が提案する新たな方式である間欠同期整流制御との比較を行い、その長短を明らかにする。

従来手法である 2mode 方式では電力回生時には、送電側インバータが受電コンバータの役割に切り替わり、受電側コンバータが送電インバータに切り替わるために無線通信が必要であっ

た。しかし、送電側と受電側間との無線通信の遅れに起因することによるシームレスな回生ができないと言った問題が理論的に考えられていた。本研究では、この現象を実験的に明らかにする。その上で、提案する間欠同期整流方式では受電側電流と受電側コンバータの整流動作を同期整流させ、さらに間欠的に受電側コンバータの整流動作と短絡動作を繰り返し替えることにより、受電側のモータ駆動用インバータに入力される DC-link 電圧を一定に保ちつつ、同時シームレスな回生が可能であることを実験的に示す。また、間欠同期整流方式は同期整流を行なうことから、従来の 2mode 制御と比較して電力変換効率が良いことも理論的および実験的に検証する。

さらには上述したチョッパ方式と位相シフト方式において、DC/DC 変換器の損失はあるものの、ソフトスイッチングを行なうことでワイヤレス送電電力変換器のスイッチング損がないチョッパ方式と、放射ノイズが少ないがスイッチング損が生じる位相シフト方式の、どちらがより効果的であるかを理論的および実験的に明らかにする。

また、受電側変換器の制御法として、間欠同期整流方式、位相シフト方式および部分ソフトスイッチング同期整流方式と定義される 3 種類の受電電圧制御法について論じる。間欠同期整流方式は高効率であるが送電側共振器の電流に大きな過渡現象が生じ、放射ノイズの原因となることを明らかにする。部分ソフトスイッチング同期整流方式は間欠同期整流方式よりも効率は落ちるが、位相シフト方式よりも効率は良く、送電側共振器の過渡現象も生じず、良い制御法であることを明らかにする。

これらを鑑みた上、実際に一般の軽電気自動車を改造した実験車両にワイヤレスインホイールモータを搭載し、制御を試みて、実車走行試験を行い良好に走行可能であることを示す。

最後に本論文では次世代機以降のワイヤレスインホイールモータを想定して、直接高周波交流/交流変換が可能な回路トポロジーについて研究する。ワイヤレス電力伝送の受電側が電流源のような振る舞いをすることに着目し、単相電流源から任意の三相電圧源への直接変換可能な電力変換器を提案する。これにより、受電側（車輪側）に搭載されていた電力変換器の部品点数を極力減らし、小型軽量および信頼性向上の可能性のあることを検証する。

1.3 論文構成

本論文の内容及び構成を示す。

第 2 章ではワイヤレスインホイールモータの試作機のコセプトについて述べる。ワイヤレスインホイールモータを採用する車体として、市販の電気自動車を改造したものを採用しており、さらにその車両の前後輪がそれぞれ交換可能なサブユニット構成を採用している。本章では、試作したワイヤレスインホイールモータの仕様および、その制御に用いるインバータとワイヤレス電力伝送に用いる電力変換器の仕様について述べ、さらに、ワイヤレスインホイールモータ試作機を用いた実車評価について述べる。本研究で試作したワイヤレスインホイールモータ試作機は、一般に市販されている軽自動車の出力と比較して低出力であるので、一般車両に加

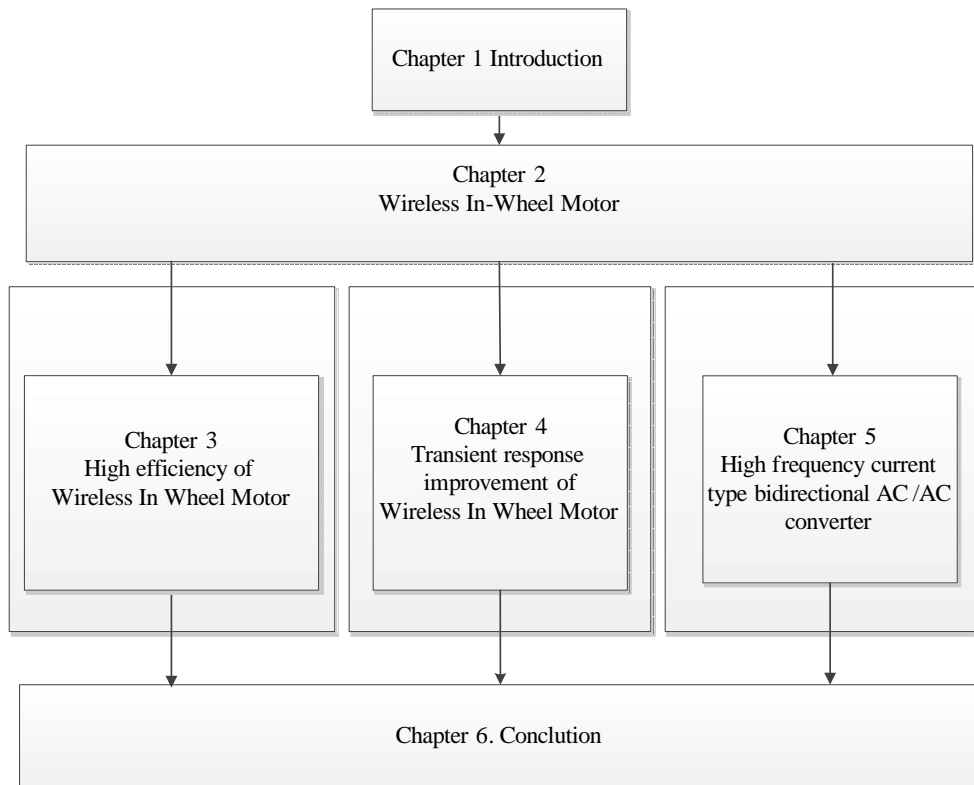


図 1: 本論文の構成

速度および最高速度は及ばないものの、ワイヤレスインホイールモータが問題なく走行可能であることを示す。

第3章ではワイヤレスインホイールモータ試作機の送電側変換器の高効率化について述べる。まず、ワイヤレス電力伝送の送電側ではチョッパ方式および位相シフト方式と定義される2種類の送電制御法について論じる。チョッパ方式は高周波交流でワイヤレス電力伝送される送電側電圧の振幅を制御して、受電側に電力伝送する方式である。位相シフト方式は、ワイヤレス電力伝送される送電側の交流電圧の振幅と周波数を変化させずに、パルス幅を制御して受電側へ送電する電力を制御する方式である。本章ではこの2種類の制御法のそれぞれの利点、欠点について述べて比較検討をする。チョッパ方式は理論上零電圧零電流スイッチングであるため、理論上変換器のスイッチング損がなく、ある出力領域までは位相シフト方式よりも高効率であることを明らかにする。さらに、高出力領域でワイヤレスインホイールモータを運転した場合、位相シフト方式は、ワイヤレス電力伝送の送電電圧パルス幅が大きくなり伝送電圧波形がチョッパ方式に近づくため、スイッチング損が減少し、効率特性がチョッパ方式に近づいていく事象を確認した。よってチョッパ方式に用いられるDC/DCコンバータの損失を無視すると、位相シフト方式の方が高効率と言えるので、受電側は間欠同期整流を用いた制御によりモータを制御し、送電側は出力に応じてチョッパ方式と位相シフト方式を切り替えると高効率な運転が可能であることも明らかにする。さらに、ワイヤレス伝送電力の受電側においては、先行研究では、ワイヤレス電力伝送された電力によって定電力負荷であるモータを制御するためには

2mode 制御と定義される制御法が有効であることが、小容量のミニモデルによって検証された。本章では実際にワイヤレスインホイールモータを駆動させるに十分な電力にて 2mode 制御を行い、その有効性を再確認する。これによって、2mode 制御では、力行時から回生時または回生時から力行時への切り替え時にシームレスな電力回生ができないといった問題点について明らかにした。これを受けて本章では、新たに間欠同期整流制御と定義する受電側の電力変換器の制御法を提案し、その有効性について明らかにする。間欠同期整流制御では、従来法の 2mode 制御が目的としていた定電力負荷を安定に制御しながらの効率の向上や、2mode 制御では不可能であったシームレスな回生が可能であることを示す。

第 4 章ではワイヤレスインホイールモータの過渡応答改善について述べる。ワイヤレス電力伝送の受電側変換器の制御法において間欠同期整流方式、位相シフト方式および部分ソフトスイッチング同期整流方式と定義される 3 種類の受電電圧制御法について論じる。間欠同期整流方式は高効率であるが送電側共振器の電流に大きな過渡現象が生じ、放射ノイズの原因となることを明らかにした。位相シフト方式は送電側共振器の電流に過渡現象が生じないが、共振器の共振周波数と等しい周波数に同期してハードスイッチングを行なうため、損失が大きい。部分ソフトスイッチング同期整流方式は間欠同期整流方式よりも効率は落ちるが、位相シフト方式よりも効率は良く、送電側共振器の過渡現象も生じず、良い制御法であることを明らかにする。

第 5 章では、ワイヤレスインホイールモータの小型化および高信頼性化として、全く新しいワイヤレスインホイールモータの回路トポロジーを提案しその原理について論じる。ワイヤレスインホイールモータ試作機で採用した回路トポロジーは、受電側に電力変換器が搭載され、受電電力を一度直流に変換した後モータを駆動するための三相交流に変換するのに対し、本章で提案する回路はワイヤレス電力伝送された高周波交流電流を、直接、任意の三相交流電圧に変換しモータを制御することが特徴である。この種の電力変換器の先行研究では 6 つの双方向スイッチが必要であった。本研究では 3 つの双方スイッチで任意の三相交流電圧に電力変換を行う。これにより、ワイヤレスインホイールモータの受電側の部品点数が少なくなることが期待される。

第 6 章はこれまでを振り返り、ワイヤレスインホイールモータの研究の総括をする。

第 2 章

ワイヤレスインホイールモータ試作機の開発

本章ではワイヤレスインホイールモータ試作機のコセプトと仕様およびそのベンチおよび実車走行による実験的評価について述べる。まずインホイールモータのメリットと課題について述べ、インホイールモータの配線の断線リスクが存在するという課題に対する抜本的な解決策として、インホイールモータに対しワイヤレスで電力を送受電する機構を提案したのでそのコセプトと仕様について述べる。ワイヤレスインホイールモータ試作機では、磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送技術を応用する。ワイヤレス電力伝送を行うためのコイルと、制御情報用の無線通信機器 (Bluetooth) を車体とホイールに設置する。これにより、車体とインホイールモータ間の完全なワイヤレス化を達成する。

車両においてインホイールモータが配置される周辺にはサスペンションアーム等の金属部材が多数存在する。磁界共振結合方式では送受電コイル間の磁気的な結合を用いて電力を伝送するため、これらの金属部材が電力伝送の効率に大きく影響することが知られている。このような金属部材の影響を最小化するための送受電コイルの配置や形状の工夫、コイルにおける磁性材料の活用が必要である。本章ではワイヤレスインホイールモータ試作機の共振コイルおよび共振キャパシタの構成について述べる。

また、実際の車体ではサスペンションの動きにより送受電コイルの相対位置が変化するが、磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送は比較的共振器のコイルとコイルの位置ずれに強いとされている。磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送では、負荷の変動や送受電コイルの相対変位に対して受電側の電圧、電流が変動することが知られている [43]。さらに、受電側に定電力負荷を接続する場合は負荷電圧が不安定になることが知られている [43]。したがって、ワイヤレスインホイールモータを実現するためには、送電側・受電側における電力変換回路の制御方式の確立が必要である。そこで、送電側(車両側)インバータによる送電電圧の制御はDC/DCチョッパおよび単相インバータによる方形波電圧のフィードフォワード制御と、チョッパを用いないでパルス幅を制御して3レベルの電圧を単相インバータで生成し、フィードフォワード制御する手法を提案する。また、受電側(インホイール側)のコンバータでは、2mode制御と定義する負荷電圧フィードバック制御を提案する。

本章では、以上に述べた制御方法において、ワイヤレスインホイールモータ試作機のベンチ実験および実車走行試験について述べ、その有効性を示す。

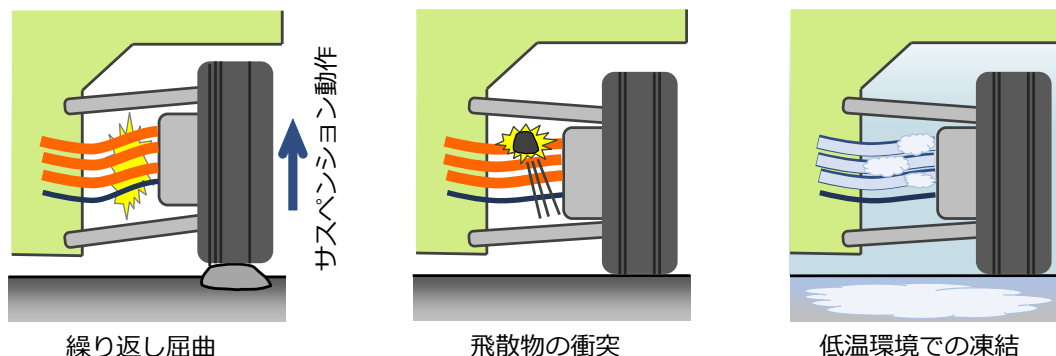


図 2: インホイールモータの配線断線問題概念図

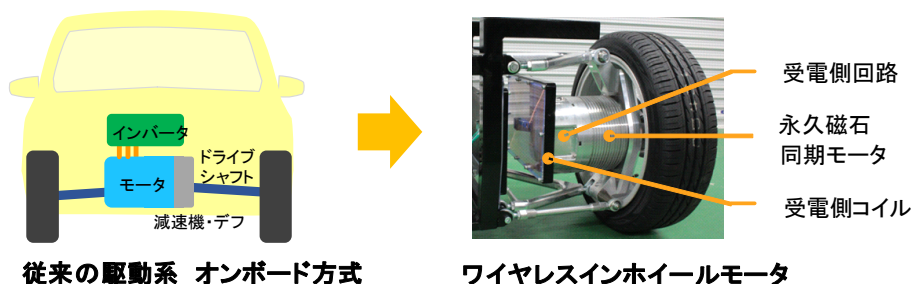


図 3: 機電一体構造インホイールモータ

2.1 インホイールモータのメリットと課題

序論で述べたようにインホイールモータ方式の電気自動車には様々なメリットがある。特に4輪インホイールモータは、それぞれの車輪が独立して配置され、正確にトルク制御できることから、様々な恩恵が得られる。ひとつはインホイールモータの高い運動制御による安全性・快適性の向上である。各車輪のスリップを制御して滑りやすい道も安全に走行することを可能としている。インホイールモータは車両の軽量化にも寄与している。文献 [3] では分散配置、ドライブシャフト不要などにより駆動系の重量を 30~40 % 軽くすることが可能としている。車両の軽量化により燃費（電費）も改善されることが期待されている。

電気自動車の欠点として従来の内燃機関自動車に比べ航続距離が短いことが挙げられる。この対策として前後で効率特性の違うモータを使い走行状況に応じて駆動力の配分を変えることで消費電力を低減し、加減速走行パターンにおいて 8~9 % の消費エネルギー削減に成功した研究例がある [31]。また、旋回時に左右の駆動力差をつけることで舵角を小さくし、コーナリング抵抗を低減して航続距離を最大で 9.3% 延長した研究例もある [32]。

これらの研究例は一定の消費エネルギーを抑えることには有効であるが、そもそも搭載されている車載バッテリーが持つエネルギー以上の走行距離が望めるわけではないので、ワイヤレス電力伝送による走行中給電の実用化が望まれていた。

文献 [33] では地上にコイルを埋設し、実際に走行中給電を実証している研究例が紹介されている。また、文献 [35] では電界共振結合により地上に埋設されたキャパシタからタイヤのスチールベルトを介して車両に電気を送り自動車を走行させることに成功している。

さらに欠点としては、インホイールモータを用いた電気自動車は一般的にばね下重量が悪化し、乗り心地が悪くなると言われていたが、独立したインホイールモータを制御することで車体のピッチや車体の上下方向の運動を制御し、改善できることが知られている [4,5]。しかしながら、インホイールモータを用いた電気自動車は、どうしてもその構造の性質上、モータの動力線やモータ速度を検出する信号線が自動車内に配備されたインバータへ配線する際に、外部環境に晒されるといった問題があった。

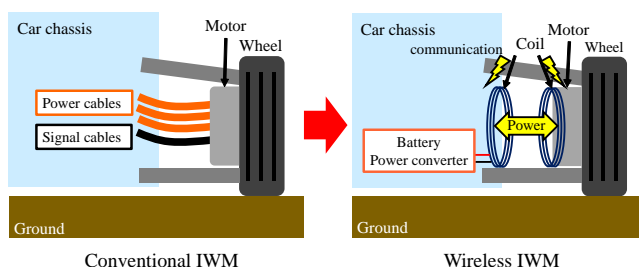


図 4: ワイヤレスインホイールモータの概念図

図 2 にインホイールモータの配線断線問題概念図を示す。このような構造では、車輪が操舵を繰り返したり、突起物に車輪が乗り上げて自動車のサスペンションが振動を繰り返したりして疲労して断線したり、飛び石などの飛散物が当たったりして断線したり、寒冷地での凍結などの影響を受けて断線したり等、非常に厳しい環境に耐えねばならなかった。

これに対しては、インホイールモータが繰り返し屈曲に耐えるように構造的に工夫をした研究開発がなされた [45]。また、文献 [46] では操舵を繰り返す時に受ける繰り返し屈曲をできるだけ吸収するような工夫をした研究開発がなされた。さらに、そもそも配線に用いられるケーブルそのものの可撓性を良くするための研究開発がなされたりした [7]。しかし、どの研究開発も配線が断線するリスクが全くなくなるというわけではなく、根本的な解決には至っていない。

これを解決するためには、車両側にインバータを搭載し、インホイール側にコンバータとモータ駆動用インバータを搭載した機電一体構造のインホイールモータを製作し、車体から車輪への配線を磁界共振結合方式でワイヤレス化するのが妥当と考えた。図 3 に実際に製作したワイヤレスインホイールモータの機電一体構造写真を示す。詳細は後述する。

図 4 にワイヤレスインホイールモータの無線化のコンセプトを示す。従来はインホイールモータに電力を供給する動力線や、レゾルバやエンコーダなどの速度センサの信号線が外部環境に晒されていたが、提案するワイヤレスインホイールモータでは車体に設置されたコイルと車輪

に設置されたコイルの間をワイヤレスで電力伝送し、信号線も無線通信を行なうことにより完全なワイヤレス化を実現する。これには、車両には送電コイルを制御するインバータが必要であり、車輪には受電コイルを制御するコンバータとインホイールモータを制御するためのインバータの搭載が必要であることを示唆している。

加えて、車輪側にコイルを配置することにより将来は地上に埋設されたコイルから直接電力を受け取り走行中給電の実現の可能性も視野に置いてワイヤレスインホイールモータを設計するが、試作機は走行中給電に関しては初期検討に留め、インホイールモータのワイヤレス化に焦点を置く。

2.2 磁界共振結合を用いたワイヤレスインホイールモータのシステム構成

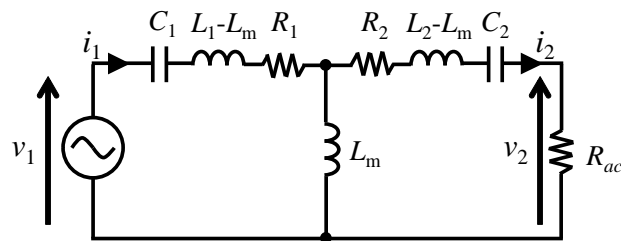


図 5: Series-Series (SS) 方式のワイヤレス電力伝送部簡易等価回路

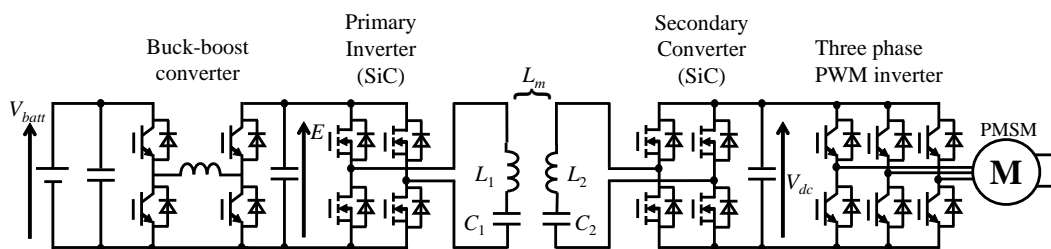


図 6: ワイヤレスインホイールモータの回路構成

図 5 に磁界共振結合方式における SS 方式のワイヤレス給電回路の簡易等価回路を示す。磁界共振結合方式は、送電側のコイルに接続する共振キャパシタを並列接続するか直列接続するかの 2 種類の選択があり、受電側も同様に受電コイルに接続する共振キャパシタを並列接続するか直列接続するかの 2 種類の選択があるので、合計 4 種類の回路トポロジが存在する。その中でも磁界共振結合を用いたワイヤレス給電の自動車への応用は、先行研究で述べられたように、送電側コイルと受電側コイルのそれぞれに直列に共振キャパシタが接続される (series series:SS) 方式が有効である [43]。SS 方式は共振キャパシタが送電側と受電側に対称に接続され、送電コ

イルを制御する送電インバータと受電コイルを制御する受電コンバータが同じ単相 H-bridge 回路ならば、送電側と受電側は完全に対称な回路構成となり、電力回生が回路の切り替えなしで行なわれることが可能であると考えられる。これより、送電側には単相 H-bridge 回路によるインバータ、受電側には同じく単相 H-bridge 回路によるコンバータを搭載することで完全な対称回路を狙い、容易な電力回生を目指す。ただし、送電電力を制御するには送電電圧の振幅を制御する方法と、交流送電電圧のパルス幅を可変して制御する 2 種類の方法が考えられる。本研究では両方の制御法法の長短を比較するため、送電側に昇降圧チョッパを送電インバータの前段に搭載した。受電側コンバータは受電コイルが受電した高周波交流電圧を一定の DC 電圧に整流し、受電側コンバータ後段に接続された三相インバータによりモータを制御する。以上によって考えられるワイヤレスインホイールモータの回路構成を図 6 に示す。

ワイヤレスインホイールモータで採用する磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送においては、送電側と受電側の送受電に用いる LC 回路の共振周波数を一致させる。すなわち送電側インバータの動作角周波数を ω_0 として、

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

となるようにコンデンサを挿入する。 L_1 , L_2 は送電側及び受電側コイルのインダクタンス, C_1 , C_2 は共振キャパシタのキャパシタンスである。本稿においてはこのコイルとコンデンサをまとめて共振器 (Resonator) と呼ぶ。なお、以降で送電側とは車体側を指し、受電側とはインホイールモータ側を指す。また、共振周波数 $f_0 (= \omega_0 / 2\pi)$ に関しては、電気自動車へのワイヤレス電力伝送において統一化の方向性が示されている 85 kHz とする。

送電側回路の昇降圧チョッパのスイッチング素子には IGBT を用いている。一方、送電インバータである単相 H-bridge 回路はワイヤレス電力伝送における共振周波数である 85 kHz でスイッチングするため、高速なスイッチング制御が求められる。よって、本回路には SiC-MOSFET を用いている。

受電側は、H-bridge 回路によるコンバータ回路、モータ駆動用三相インバータと永久磁石同期モータをすべてホイール内に搭載する機電一体構造としている。受電側のフルブリッジ回路も送電側と同じく共振周波数 85kHz でスイッチングするため、SiC MOSFET を用いている。モータ駆動用インバータには IGBT を用いており、そのスイッチング周波数は 6 kHz である。

2.2.1 試作したワイヤレスインホイールモータ

ワイヤレスインホイールモータを採用する車体として、図 10 に示す一般電気自動車を改造した FPEV4-*Sawyer* を想定する [49]。当車両は前後輪がそれぞれ交換可能なサブユニット構成を採用しており、様々な駆動ユニットを同一のプラットフォーム上で実験・比較できる。第一試作でのサブユニットを図 11 に示す。表 1 に示すように、ワイヤレスインホイールモータの性能としては四輪で 48 kW の出力を当面の最終目標とするが、第一試作として後輪二輪で 6.6 kW の出力、すなわち一輪当たり 3.3 kW の連続定格出力を目標とし、制御の検討や大電力伝送、コ

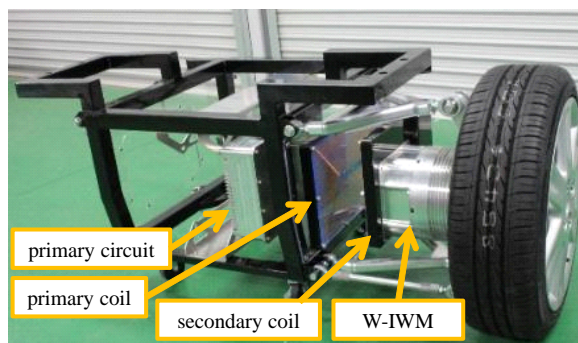


図 7: 一次試作ユニットのサブフレーム

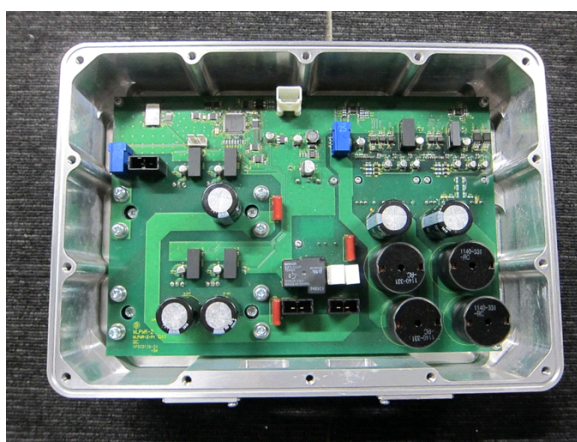


図 8: 送電側インバータ



図 9: 受電側コンバータ

表 1: 車両性能の目標値と第一試作機仕様

	Next target	First target
Number of in-wheel motor	4	2
Rated output power	48 [kW]	6.6 [kW]
On-board battery voltage (nom.): V_{batt}	–	325 V
Wheel-side dc voltage: V_{dc}	–	350 V
H-bridge devices: SiC mosfets	–	BSM180D12P2
Rated wheel torque	1300 Nm	475 Nm

イル設計の技術を確立する。なお、サスペンションストロークに必要なインホイールモータと車体間のスペースを考え、送受電コイル間のギャップは 100 mm とする。モータ出力はハブ軸受に内蔵された減速機（減速比 4.2）により減速され、ホイールに出力される。送電側では送電側回路と送電側コイルが車体サブフレーム内に配置される。製作した受電側装置を図 12 に示す。



図 10: FPEV4-Sawyer

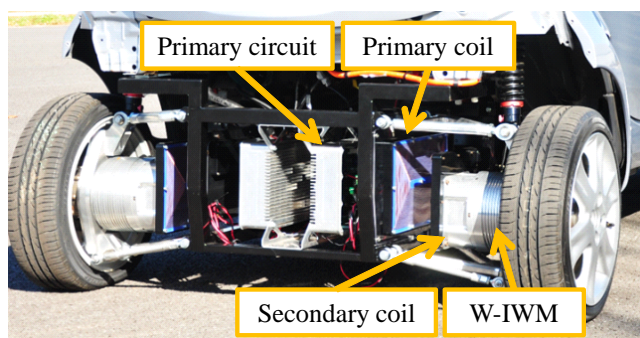


図 11: 一次試作ユニット

2.3 ワイヤレスインホイールモータの送電コイルの設計

本節ではワイヤレスインホイールモータに用いたコイルの設計論について述べる。受電側回路の基本波力率が1であると仮定すると、整流回路からモータまでの負荷全体をまとめて可変な純抵抗とみなせることが知られている。共振角周波数を ω_0 とすれば(2-2), (2-3)が成立する。

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

$$\eta = \frac{V_2 \bar{I}_2}{V_1 \bar{I}_1} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{ac}}{(R_{ac} + R_2) \{R_1 R_{ac} + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}} \quad (2-3)$$

A_V , η はそれぞれコイル間の電圧比と伝送効率を表す。

ワイヤレス電力伝送の効率式(2-3)において, R_1 , R_2 , L_m はコイルのパラメータであり, コイルの大きさや巻き数, 相対位置などにより変化する。また(2-3)より, R_1 , R_2 は小さく, L_m が大きいほど効率が良くなる。しかし一般に, コイルを大きくすると L_m が大きくなるが R_1 , R_2 も大きくなるというトレードオフがある。従ってコイルの大きさはこのトレードオフを考慮して決定する。そこでコイルのパラメータ R_1 , R_2 , L_m がどの程度の値を取るべきかを見積もり, コイルの設計指針にする。

2.3.1 コイルパラメータの目標値

本節では R_1 , R_2 , L_m の目標値を具体的に決定する。(2-3)において三つのパラメータの内, 一つを変数とみなし, 二つを定数とみなす。変数とみなしたパラメータの各値において, R_{ac} に対して効率を計算したグラフが図13である。図13(a)では R_1 , 図13(b)では R_2 , 図13(c)では L_m を変数とみなしている。これにより任意の等価負荷抵抗値 R_{ac} において R_1 , R_2 , L_m の変化がどれだけ効率に影響するかを独立に調べられる。なおFPEV4-Sawyerのサブフレームに収まるコイルを作成したときにこの程度になると予期される値から R_1 , R_2 は0.1~4.0 Ω , L_m は20~60 μH の範囲で変化させている。なお図13(a)から図13(c)で使用したコイルパラメータを表2にまとめる。

表 2: 伝送効率(2-3)への代入値

	R_1	R_2	L_m
Fig. 図 13(a)	0.10~4.0 Ω	1.0 Ω	40 μH
Fig. 図 13(b)	1.0 Ω	0.10~4.0 Ω	40 μH
Fig. 図 13(c)	1.0 Ω	1.0 Ω	20~60 μH

図13(a)および図13(c)より, R_1 , L_m の変化が伝送効率に大きく寄与している。

ここで, 簡単のためまずはワイヤレスインホイールモータの送電側インバータは方形波インバータとして動作させることを考える。送電側及び受電側共振器の電圧は方形波となる。各共

振器の電流は正弦波であり、電力伝送に寄与するのは基本波成分のみである。このとき等価負荷抵抗 R_{ac} は、受電側共振器の電圧の基本波実効値を V_{21} 、受電電力を P_2 とすれば

$$R_{ac} = \frac{V_{21}^2}{P_2} \quad (2-4)$$

となる。ここで、 V_{21} をフーリエ級数展開することにより以下の関係が成り立つ。

$$V_{21} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (2-5)$$

V_{dc} は本研究で使う電圧型の三相インバータの定格入力電圧 350 V で一定である。したがって受電電力 P_2 が定格出力 3.3 kW となる時の等価負荷抵抗値 R_{ac} は (2-4), (2-5) より 30 Ω と計算される。この抵抗値では大電力が必要とされるため、高効率を達成したい。

そこで定格出力時での電力伝送効率の目標値を 90% と決める。これを達成する条件として、図 13 よりコイルパラメータ R_1 を 1 Ω 未満、 R_2 を 1 Ω 程度、 L_m を 40 μH 以上と定め、コイルを作製する。設計の目標値を表 3 にまとめる。

2.3.2 ワイヤレスインホイールモータに用いた共振器用送受電コイルの作製

送受電コイルの材質・形状は以下の観点から決定した。

- ホイール周辺の金属が密集した狭い空間にコイルを配置するため、コイル形状は平面型とする
- 送受電コイル間の相互インダクタンスの増加や周辺金属での鉄損低減を狙い、両コイルの背面にフェライト板を配置する
- 耐熱性や表皮効果の低減を図るため、線材としてリッツ線を使用する

製作したコイルとサイズを図 14 に、パラメータを表 4 に示す。

実車に搭載する際に車体およびホイールに送受電コイルを固定しなければならない。また、防水性や防塵性を考慮し、送受電コイルをカバーする必要がある。したがって図 15 に示すようにコイルの線材とフェライトを樹脂の板で挟み、樹脂の箱の中に収納している。

2.4 ワイヤレスインホイールモータ試作機の制御法

本章ではワイヤレスインホイールモータ試作機の制御法について述べる。

2.4.1 送電側（送電側）の制御法

本章では送電側インバータの出力電圧制御に関して、2種類の制御法を採用する。送電側インバータ出力電圧 v_1 が矩形波であり、チョッパ出力電圧 E を制御することでコイルの受電側電

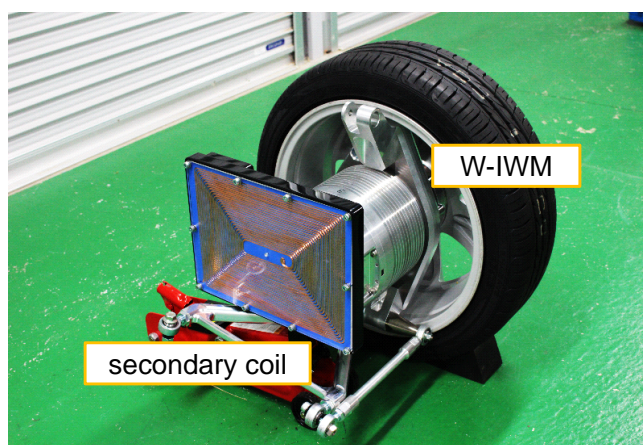


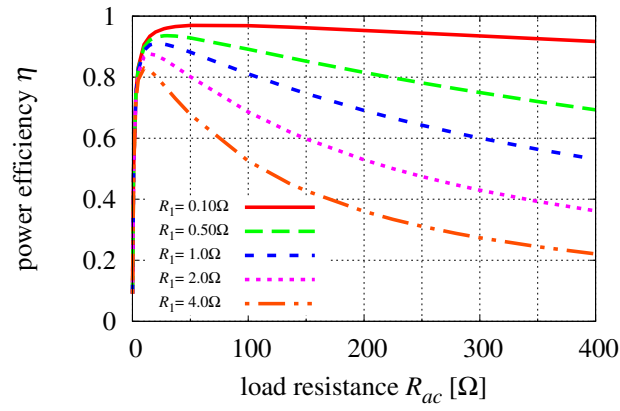
図 12: 受電側装置 (インホイールモータ側)

表 3: コイル設計の目標値

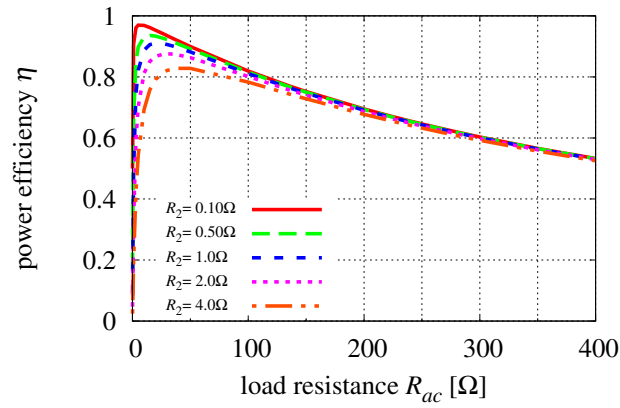
Parameter of coil	Target
Primary coil resistance R_1	under 1.0 Ω
Secondary coil resistance R_2	1.0 Ω
Mutual inductance L_m	over 40 μH

表 4: 製作した共振器の各パラメータ

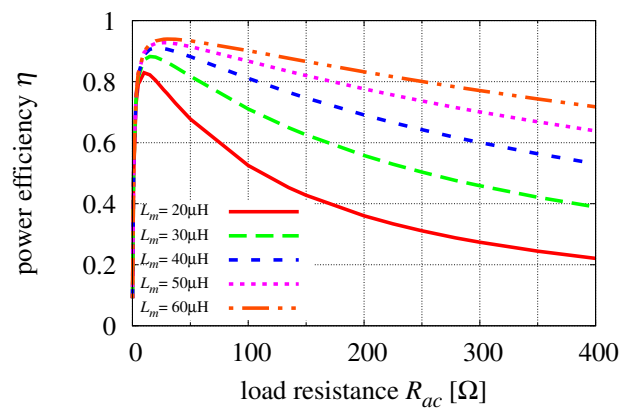
Parameter	Primary	Secondary
Coil resistance $R_{1,2}$	0.411 Ω	0.382 Ω
Coil inductance $L_{1,2}$	260 μH	223 μH
Capacitance $C_{1,2}$	13.5 nF	15.7 nF
Size	218 x 350 mm	218 x 300 mm
Mutual inductance L_m	48.6 μH (gap: 100 mm)	
Resonance frequency	85.0 kHz	



(a) R_1 変化時の伝送効率



(b) R_2 変化時の伝送効率



(c) L_m 変化時の伝送効率

図 13: コイルパラメータ変動時の伝送効率

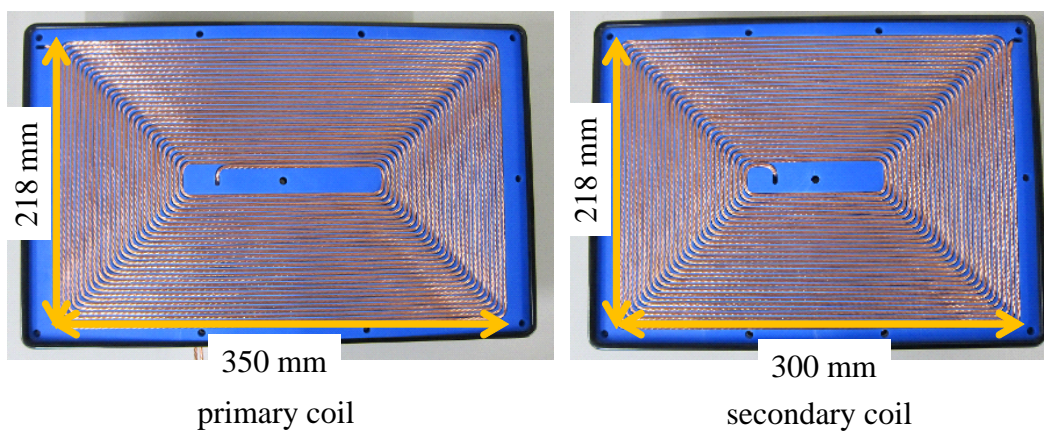


図 14: 送受電コイルのサイズ

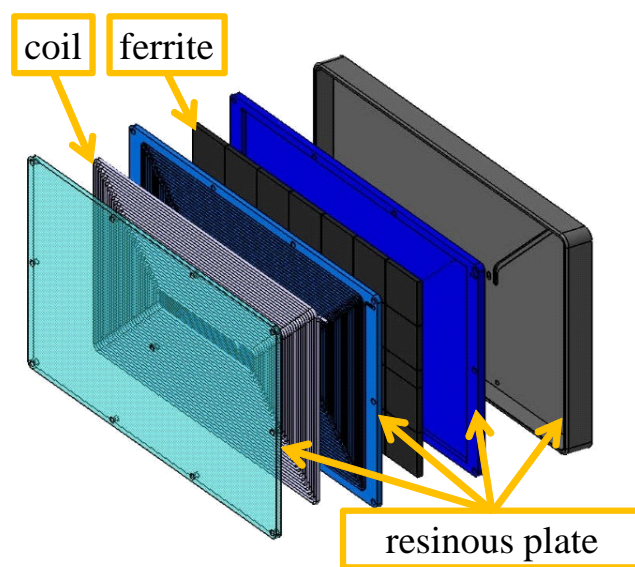


図 15: 送受電コイルの構成

圧実効値 V_2 を制御する方法をチョッパ制御方式と定義する。また、送電側インバータ出力電圧 v_1 が3レベル波形であり、 v_1 の電圧幅を制御することでコイルの受電側電圧実効値 V_2 を制御する方法を位相シフト制御方式と定義する。

受電側の DC リンク電圧は 352.5 V 一定に制御する。送電側はモータの出力電力をモータ速度とトルク指令値から推定しフィードフォワードすることで、位相シフト方式では負荷変動しても受電側の DC リンク電圧 V_{dc} が一定になるような送電側インバータのパルス幅である d_{inv} を求める。その場合チョッパは電源電圧(バッテリー電圧)を出力する。チョッパ方式では duty は固定でチョッパ出力電圧 E を可変して送電側インバータ出力電圧を制御する。

電圧増幅率 $A_v > 1$ ならば位相シフト方式はチョッパが要らず、装置の小型化に寄与できる。また V_1 が3レベルになるので電圧の高調波成分がチョッパ方式と比較して抑えられる事が予想される。

一方チョッパ方式では、理想的には零電流および零電圧スイッチングを行うので、送電側インバータの損失は少なくなり、チョッパの損失を抑えることができたならば総合的に効率がよくなる事が考えられる。

まず受電側コンバータの出力電力 P_o を求めると

$$P_o = \omega_m T_{ref} + M_{loss} \quad (2-6)$$

ここで、 ω_m はモータ速度、 T_{ref} はトルク指令値、 M_{loss} はモータの銅損である。送電側インバータ出力電圧の基本波実効値を V_1 、2次コンバータ入力電圧の基本波実効値を V_2 として、磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送におけるコイル間電圧増幅率 A_v は下式で示される。

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\omega_0 L_m R_L}{R_1 R_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (2-7)$$

ただし、 ω_0 はコイルの共振角周波数、 R_L は等価負荷抵抗である。なお、 R_L は直接観測することはできないので

$$R_L = \frac{(V_{dc}^*)^2}{P_o} \quad (2-8)$$

にて推定する。 V_{dc}^* は V_{dc} の指令値であり、352.5 V としている。ここで、

$$V_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_2 \quad (2-9)$$

となるので、

$$V_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 + R_1 R_L + \omega_0^2 L_m^2}{\omega_0 L_m R_L} V_{dc}^* \quad (2-10)$$

である。なお、 ω_m は Bluetooth 通信で1次側にフィードバックする。(2-10) と (2-8) から

$$V_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \left(\frac{R_1 R_2 + \omega_0^2 L_m^2}{\omega_0 L_m V_{dc}^*} P_o + R_1 \frac{V_{dc}^*}{\omega_0 L_m} \right) \quad (2-11)$$

となるので、(2-11) から V_1 を求める。また、 V_1 はフーリエ級数展開により、

$$V_1 = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} E \sin\left(\frac{d_{inv}}{2}\right) \quad (2-12)$$

となる。位相シフト方式では (2-11) から送電側インバータの d_{inv} を

$$d_{inv} = 2\sin^{-1}\left(\frac{\pi V_1}{2\sqrt{2}E}\right) \quad (2-13)$$

として求めている。

チョッパ方式

チョッパ方式では $d_{inv} = \pi$ とし、チョッパ出力電圧指令 E^* は、

$$E^* = \frac{\pi}{4}\sqrt{2}V_1 \quad (2-14)$$

として求めている。

2.4.2 受電側制御

2 mode 制御法

SS方式のワイヤレス電力伝送では、受電側にインバータとモータのような定電力負荷が接続された場合は負荷電圧は不安定になることが知られていることは前述したとおりである [43]。よって十分に大きな電力を送電側から受電側に印加し、受電側は負荷に応じて必要な電力を取得するような制御が必要である。しかし、Bluetoothの通信速度は約 10 Hz 程度であり、速い負荷変動や L_m の変動やモデル化誤差に対応できない。そこで、送電側は十分大きな電圧を印加することを前提とする。ワイヤレスインホイールモータ試作機の受電回路(車輪側コンバータ)では 2mode 制御と呼ばれる制御によりインホイールモータ駆動用の三相インバータの DC-link 電圧 V_{dc} を一定に制御する。図 16 はワイヤレスインホイールモータの受電側回路である。図 17 は 2mode 制御のコンセプトである [38, 44]。2mode 制御とは、図 16 および図 17 に示すように受電側コンバータにヒステリシス比較を用いて low 側の SiC スイッチング素子を短絡させて DC リンク電圧 V_{dc} 制御する手法である。図 17 中の Rectification は整流モードでの動作を示し 18(b) のように受電コンバータは全てのスイッチがオフとなり、受電電流はボディダイオードを流れるようなダイオードブリッジ回路として動作する。図 17 中の short は短絡モードを表し、図 18(a) のように例えば受電コンバータの両レグの下スイッチを同時オンすることで受電回路を短絡し、負荷側への電力供給を断つ。 V_{dc} がリミッタの上限に達すると、受電側コンバータは、ゲート信号 G_2 および G_4 を ON することによって受電回路を短絡させる。その結果、送電器によって送電された電力は V_{dc} に伝達されず、 V_{dc} は負荷によって放電される。一定の時間が経過して V_{dc} がリミッタ下限に達すると、全てのゲート信号、 G_1, G_2, G_3, G_4 が OFF され受電コンバータはダイオードブリッジとして動作する。これにより受電コンバータ回路は送電された 85 kHz の交流電圧を整流し、 V_{dc} を上昇させる。従って、前述の短絡/整流の状態を交互に高速に繰り返すことで V_{dc} はヒステリシス幅で定義されるリミッタ上下限の間に維持される。よって受電側の制御ループだけで素早く V_{dc} を制御することができる。

磁界共振結合を用いた SS 方式のワイヤレス電力伝送では、受電コイルは定常状態では電流源として動作することが知られているので以上のような制御が可能である [47]。また、SS 回路の共振周波数と送電インバータの動作周波数が一致した場合で受電側回路を短絡した場合における、SS 回路の送電回路の入力インピーダンスの関係を付録に示したので参照されたい。

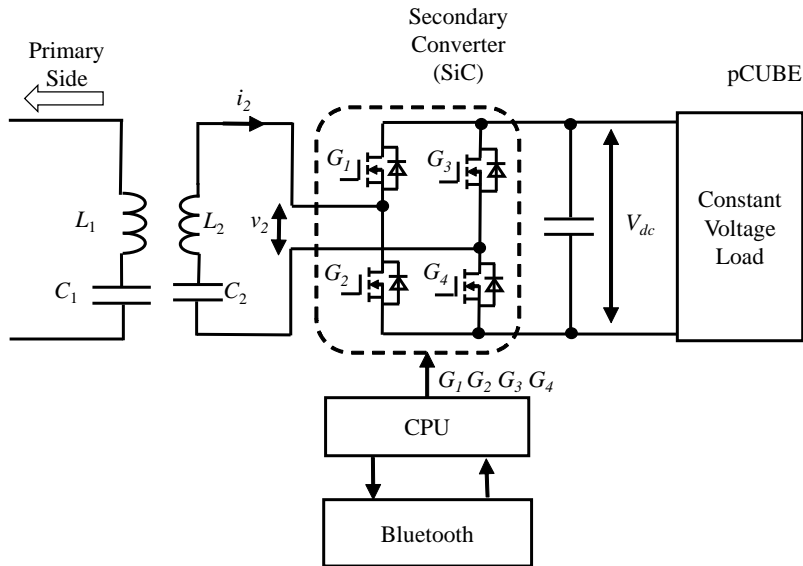


図 16: 受電側回路図

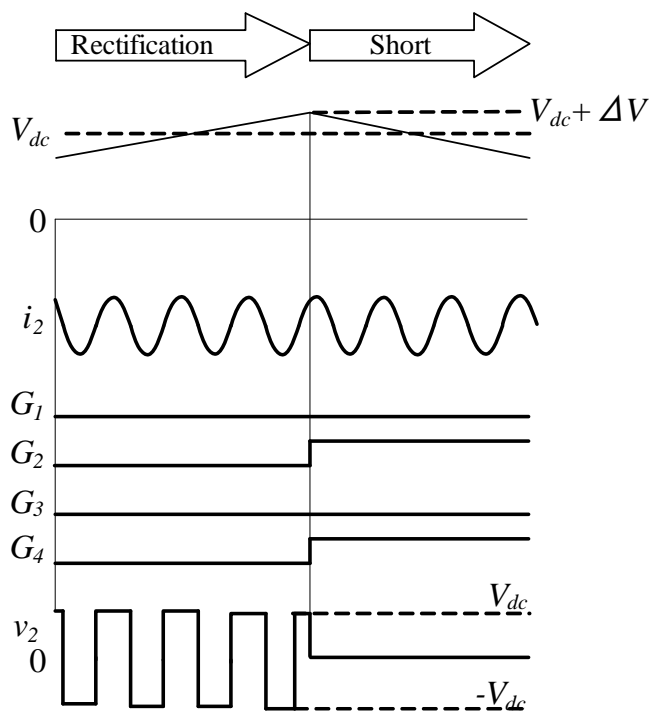


図 17: 2mode 制御コンセプト.

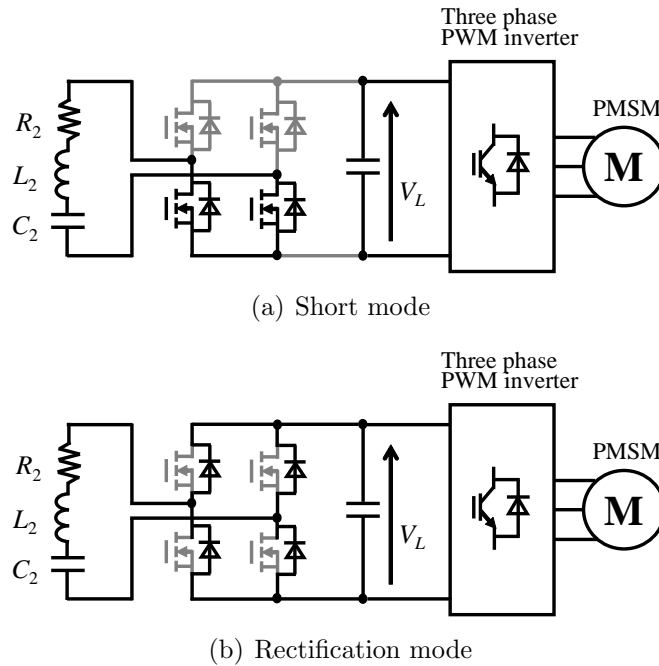


図 18: 二次側回路の動作パターン

2.4.3 ワイヤレスインホイールモータの効率測定および制御検証のためのベンチ実験

実験はモータベンチで行った。図 19 に実験機の写真を示す。電源電圧はバッテリーではなく直流安定化電源を用い、 $V_{batt} = 300 \text{ V}$ とした。ワイヤレスインホイールモータにはギヤ比 4.2 の減速機を取り付けた。負荷モータとして 22 kW の誘導機を据え速度制御をした。速度指令は供試モータ定格の 135 rpm で駆動した。これに対し供試モータであるワイヤレスインホイールモータはトルク制御とした。ここで、Bluetooth の通信速度よりも十分遅く負荷をかけるために、負荷トルク指令は手動で入力した。

実験結果を図 20 から図 24 に示す。図 20(a) および図 20(b) では送電側変換器を DC/DC チョップ方式および位相シフト方式とした場合の送電側インバータの出力電圧（共振器の入力電圧）の一例を示す。図 20(a) では約 85 kHz の方形波の振幅を制御し、図 20(b) では約 85 kHz の 3 レベルの波形の幅を制御して、共振器の入力電圧を制御している。

図 21, 図 23 において w/o はフィードフォワード制御ありの場合を示す。図 22, 図 24 において w/o はフィードフォワード制御なしの場合の実験結果を示す。ここで定義されるフィードフォワード制御とは、インホイールモータの速度を無線通信でフィードバックし、インホイールモータの出力トルクとから推定したインホイールモータの出力電力を送電側でフィードフォワード制御することを言う。図 21(a) は位相シフト制御によるフィードフォワード制御を送電側で行った場合におけるトルク指令値に応じた $duty(=d_{inv})$ の変化を表している。これは (2-13) で求めた値である。図 21(b) は同様に位相シフト制御を送電側で行った場合におけるトルク指令値と受電側 DC-link 電圧 V_{dc} を表している。図 22(a) はフィードフォワード制御なしの場合におけるトルク指令値と一定値の $duty(=d_{inv})$ を表している。図 22(b) はフィードフォワード制御なしの

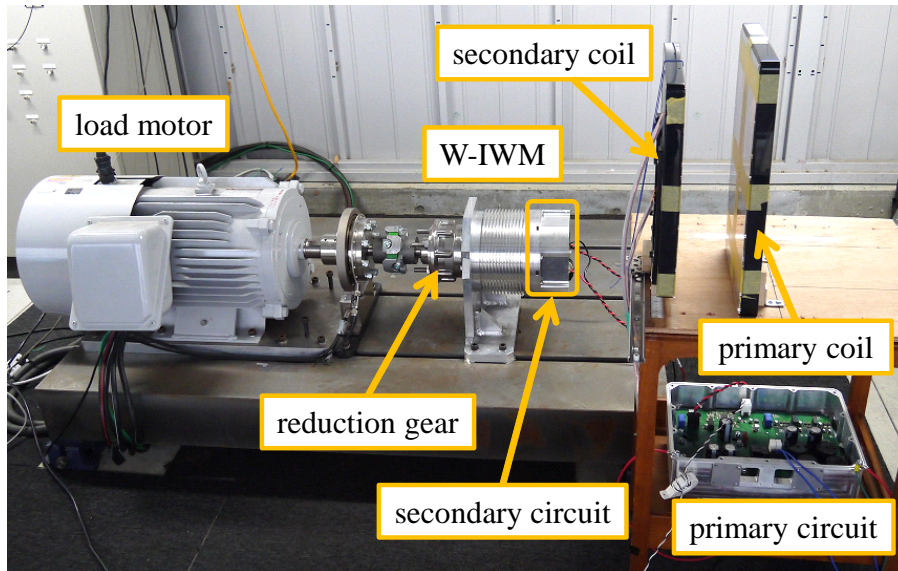
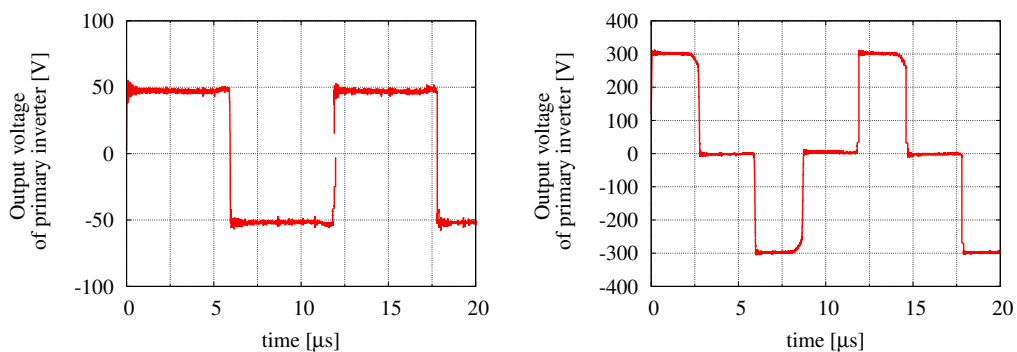


図 19: ベンチ試験の様子



(a) 送電側: DC/DC チョッパ方式の共振器入力電圧
(b) 送電側: 位相シフト方式の共振器入力電圧

図 20: ワイヤレスインホイールモータ用送電インバータの出力電圧 (一例)

場合におけるトルク指令値と受電側 DC-link 電圧 V_{dc} を表している。

フィードフォワード制御をかけている場合は、インホイールモータの負荷トルクによる消費エネルギーを十分賄えるだけの電力をフィードフォワードして送電側インバータ電圧 V_1 を出力するため、上記のような V_{dc} の落ち込みはなく、位相シフト方式およびチョッパ方式ともに良好に制御されていることがわかる。これに対して、フィードフォワード制御がない場合、2mode 制御により負荷トルクが変化してもある程度までは良好に V_{dc} が一定に制御できているが、一定以上負荷をかけると送電側インバータの出力電力が足りずに下限値である 210 V まで V_{dc} は下がってしまう。

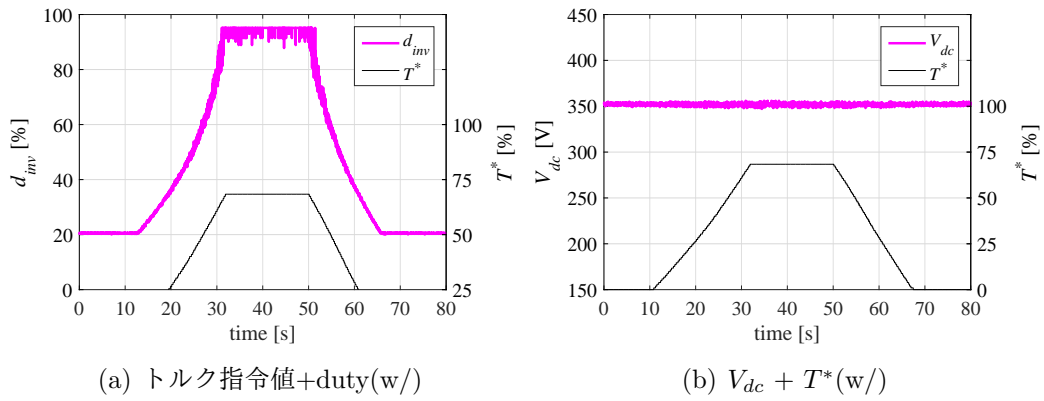


図 21: 位相シフト方式実験結果 with FF 制御

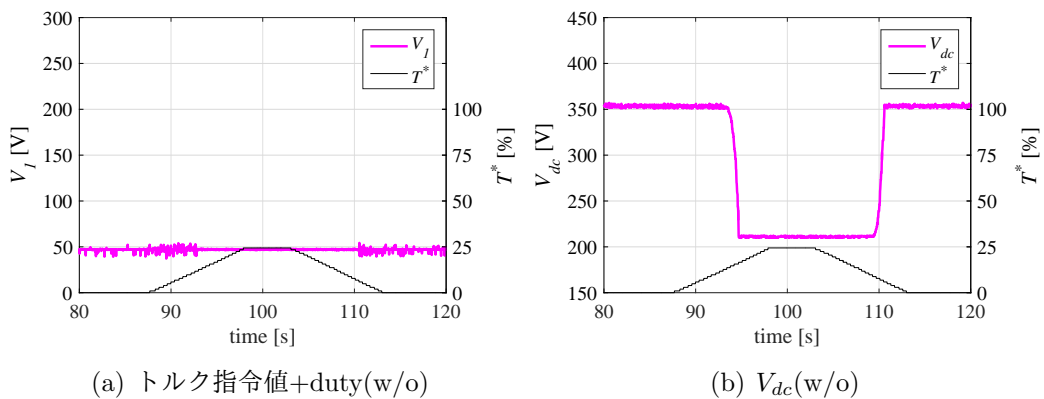


図 22: 位相シフト方式実験結果 without FF 制御

図 23(a) は DC/DC チョップ制御によるフィードフォワード制御を送電側で行った場合におけるトルク指令値に応じた送電側チョップ出力電圧指令値 E^* の変化を表している。これは (2-14) で求めた値である。図 23(b) は同様に DC/DC チョップ制御を送電側で行った場合におけるトルク指令値と受電側 DC-link 電圧 V_{dc} を表している。図 24(a) はフィードフォワード制御なしの場合におけるトルク指令値と一定値の E^* を表している。図 24(b) はフィードフォワード制御なしの場合におけるトルク指令値と受電側 DC-link 電圧 V_{dc} を表している。

前述の位相シフトの場合と同様にフィードフォワード制御なしの場合は、インホイールモータの負荷トルクによる消費エネルギーを十分賄えるだけの電力をフィードフォワードして送電側インバータ電圧 V_l を出力するため、上記のような V_{dc} の落ち込みはなく、位相シフト方式およびチョップ方式ともに良好に制御されていることがわかる。

次に、受電コンバータの DC-link 電圧 V_{dc} が受電コンバータのフィードバック制御により一定に制御されていることを確認する実験を行った。負荷モータを速度制御、ワイヤレスインホイールモータをトルク制御して実験を行なった。受電側 DC リンク電圧 V_{dc} 制御の目標値は 353 V、ヒステリシス幅は ± 2.5 V とした。

制御なしを検証するため、ある時間ではヒステリシス幅を ± 30 V に変更してフィードバック制御なしの状況を模擬し、 V_{dc} を測定した。

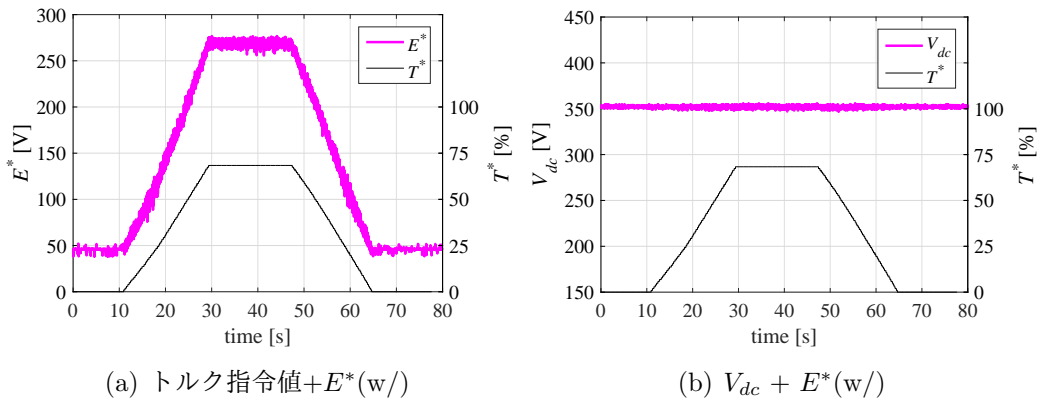


図 23: チョップパ方式実験結果 with FF 制御

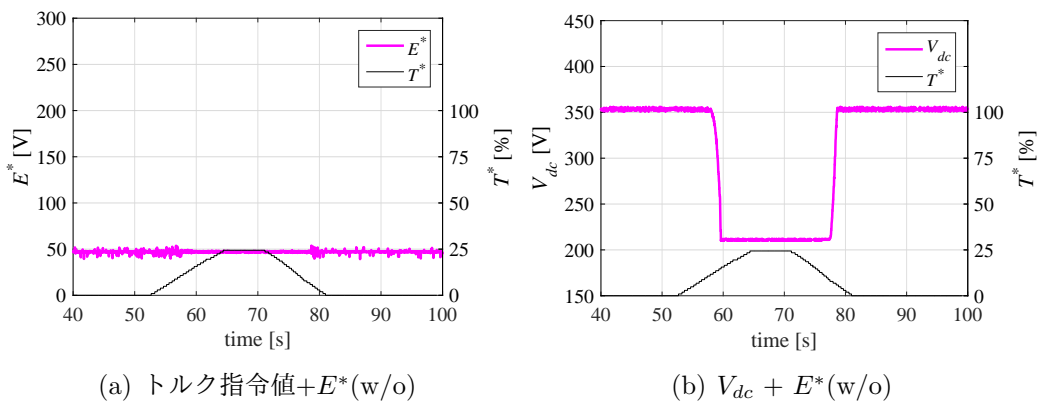


図 24: チョップパ方式実験結果 without FF 制御

実験結果を図 25 に示す。時刻 0 でヒステリシス幅を ± 2.5 V から ± 30 V に変更した。ヒステリシス幅の範囲内で V_{dc} が急上昇と低下を繰り返していることが分かる。すなわち、受電側コンバータをダイオードブリッジ動作させると電力が伝送され V_{dc} が上昇し、受電側コイルを短絡して伝送電力を遮断とする V_{dc} が低下する。ここで、仮に V_{dc} の制御が行なわれず、常に電力伝送されている場合を考えると、 V_{dc} がさらに上昇して発散してしまうことが容易に想定される。

負荷モータのギア側の回転数を 135 rpm とし、トルク指令値を 0 % から 100 % まで変化させた場合の受電側 DC リンク電圧 V_{dc} の測定結果を図 26 に示す。トルク指令値が変化した場合でも V_{dc} が指令値である 353 V 付近で一定に制御されている。負荷モータのギア側の回転数を 67 rpm とし、トルク指令値を 0 % から -100 % まで変化させ、ワイヤレスインホイールモータを回生動作させた場合の受電側 DC リンク電圧 V_{dc} を測定した。図 27 に実験結果を示す。回生電力により V_{dc} が上昇すると回生動作への切り替えが実行されるが、このとき通信の遅延により送電側インバータの動作が切り替わるまでわずかに時間を要するため、動作切り替え時に V_{dc} にやや大きな変動が見られる。一方、それ以外の動作点では力行時同様に V_{dc} が一定に保たれており、安定した回生動作が実現されている。

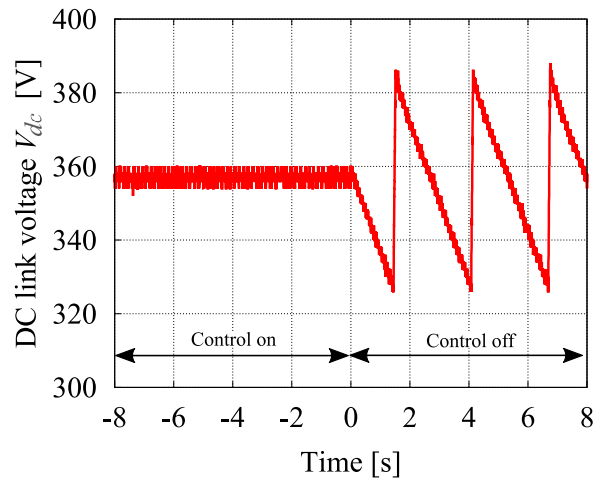


図 25: 受電側 DC-link 電圧 V_{dc} 制御の実験結果 V_{dc} (制御なしを模擬)

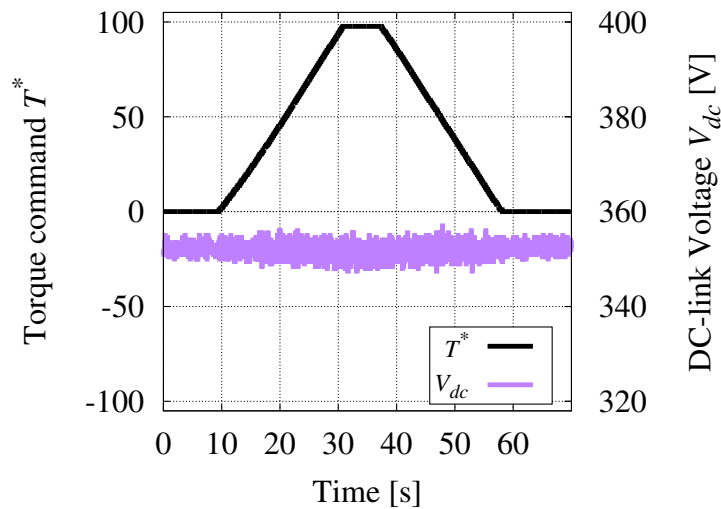


図 26: 受電側 DC-link 電圧 V_{dc} 制御の実験結果 力行時

2.5 相互インダクタンスの変化の測定結果と効率の変化の検証

本節ではコイルの相対位置がずれた場合の効率の変化の影響について述べる。図 28 は、コイル間のギャップを 100 mm とした場合のコイルの相対位置と伝送効率の関係である。図 28 から、コイルの相対位置が 50mm 程度中心からずれる場合は、ほぼ効率に影響がない事が見て取れる。なお、参考までに図 29 にコイル間のギャップを 100 mm とした場合のコイルの相対位置と相互インダクタンスの関係を示す。図 30 に示すように一次コイルと二次コイルをサスペンションの位置変動を模擬するスライダに固定し、モータベンチによって負荷試験を行った。

本節では、コイルの相対位置が約 50 mm 移動した場合に V_{dc} が安定に制御できるかどうかを検証する。コイルの相対位置を変化させるスライダは手動で動かした。負荷モータは 22kW の誘導機とし、速度制御した。

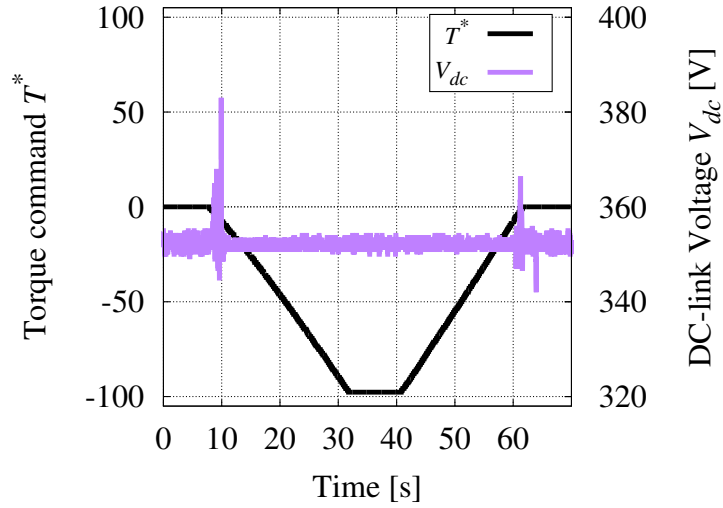


図 27: 受電側 DC-link 電圧 V_{dc} 制御の実験結果 回生時

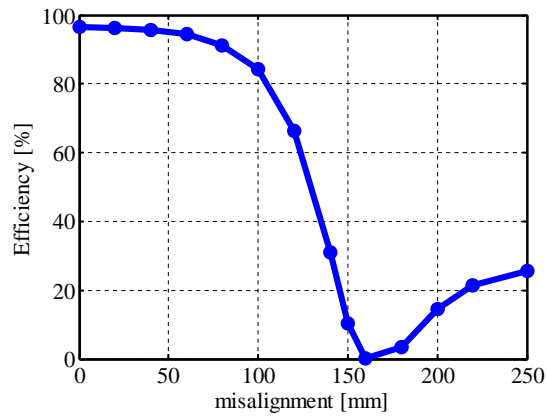


図 28: コイルの相対位置と伝送効率の関係

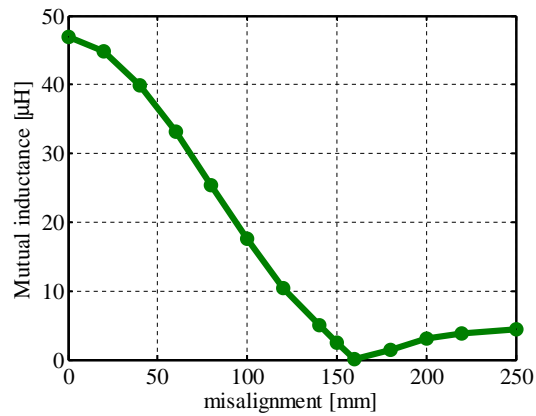


図 29: コイルの相対位置と相互インダクタンスの関係

図 31 に、定格車輪速度（減速機後の回転数。減速比は約 4.2）135rpm において、トルク指令を 50% 負荷とした場合として、コイルの相対位置を変化させた場合の実験結果を示す。

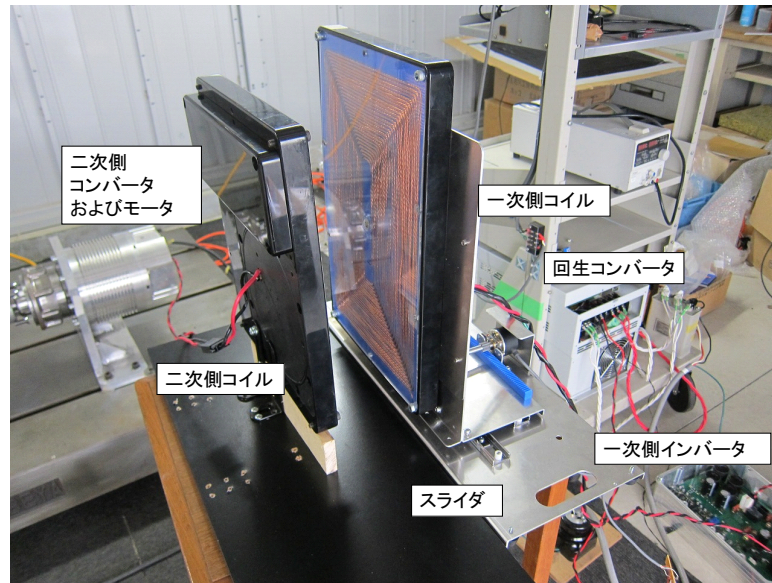


図 30: スライダ付きベンチ試験の様子

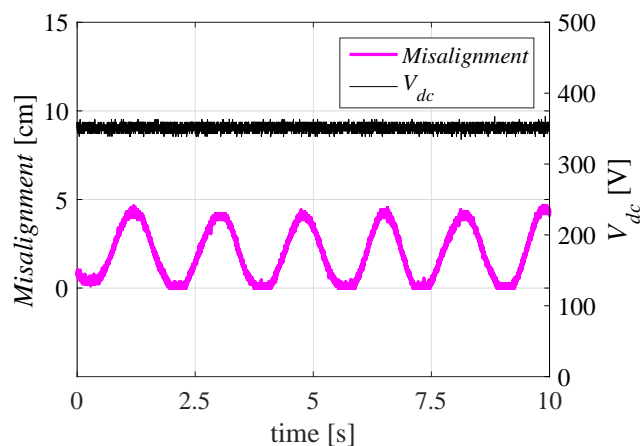


図 31: コイルの相対位置および 受電側 DC-Link 電圧 V_{dc} 50%負荷

また、図 32 に、定格車輪速度 135rpm において、トルク指令を 100%負荷とした場合として、コイルの相対位置を変化させた場合の実験結果を示す。両者とも安定に DC リンク電圧が制御できていることがわかる。

負荷モータのギア側の回転数を 52, 68, 83, 100, 117, 135 rpm, トルク指令値を-50 %から 100 %まで 10 %ごとに変化させて送受電コイル間の伝送効率 η_{wpt} をパワーメータにより測定した。測定結果を 33 に示す。出力の小さい範囲では効率が低くなるものの、測定した全範囲で効率は 80 %以上を達成している。また、回生動作においても 90 %以上の高効率を実現している。

トルク指令値を 10 %から 100 %まで 10 %ごとに変化させて電源から受電側 DC リンクまでの総合効率 η_{total} を測定した。測定結果を図 34 に示す。出力が大きくなるほど効率が高くなっていることが分かる。なお製作した機器の都合上、回生時は電力変換回路の効率測定ができないため総合効率も示していない。

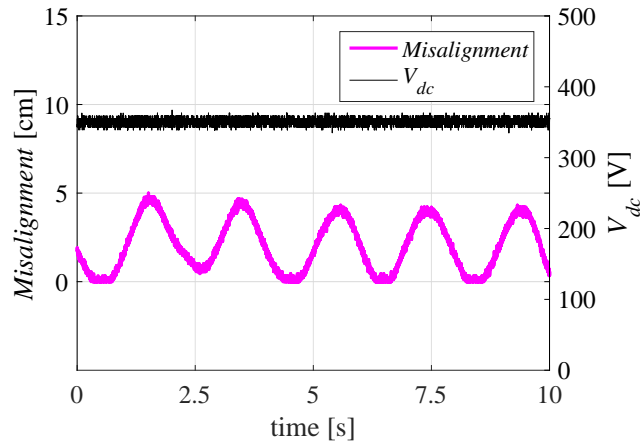


図 32: コイルの相対位置および 受電側 DC-Link 電圧 V_{dc} 100%負荷

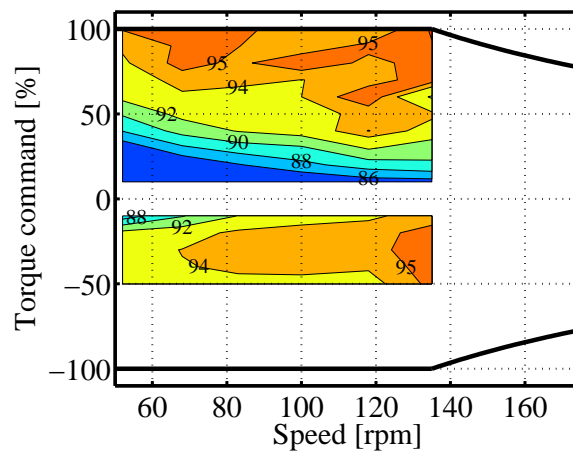


図 33: 送受電コイル間効率 η_{wpt}

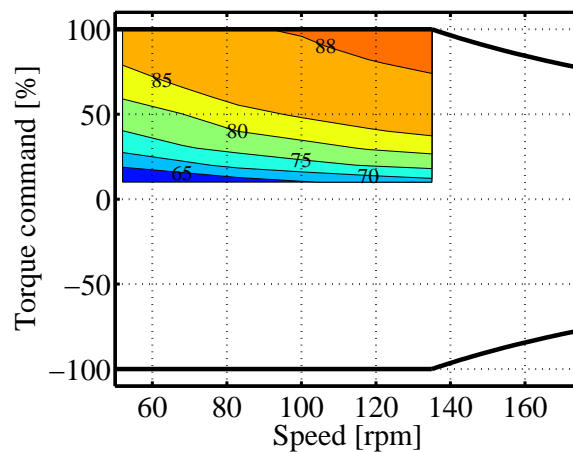


図 34: 電源-受電側 DC リンク間効率 η_{total}

図 35 にモータのギア側の回転数 135 rpm においてトルク指令値を変化させたときの各変換器の効率を示す。出力が大きいとき各変換器は 95 % 以上の高効率であるが、出力が小さいほど

送電側インバータの効率 η_{inv} と送受電コイル間効率 η_{wpt} が低下している。

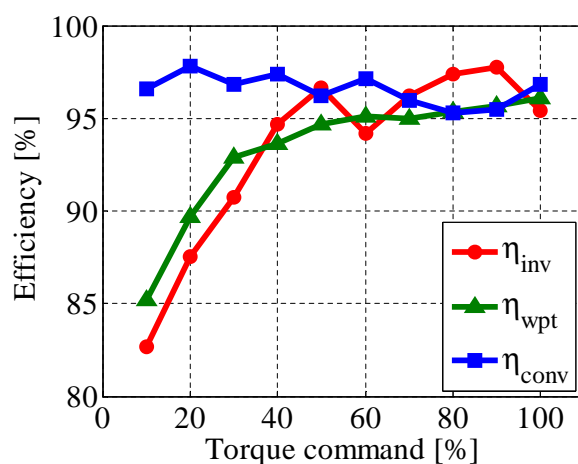


図 35: モータ定格運転時の各変換器効率

また、最大出力時 (負荷モータのギア側の回転数 135 rpm, 100 %トルク指令) の各変換器効率と回路各部の電力の測定結果を図 36 に示す。電源から受電側 DC-link までの総合効率において約 90 % の高い効率が得られており、ワイヤレスインホイールモータは実車への適用に十分な性能を有することが示された。

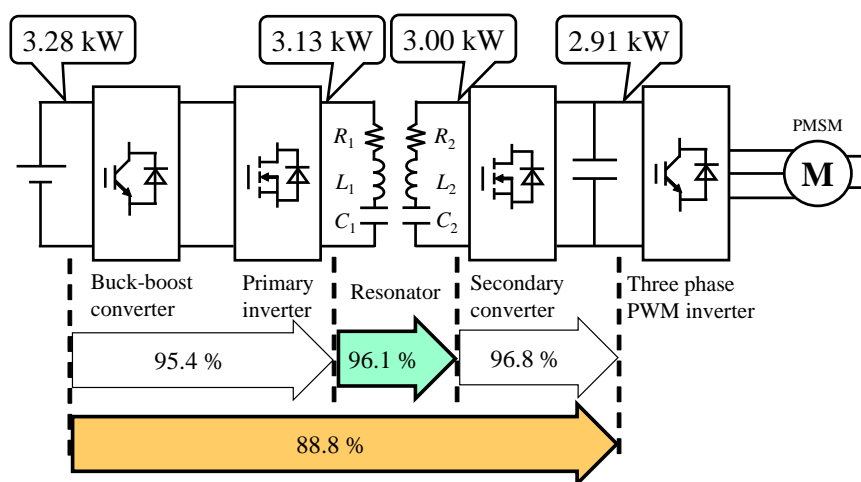


図 36: 試作機最大出力時のワイヤレスインホイールモータの効率

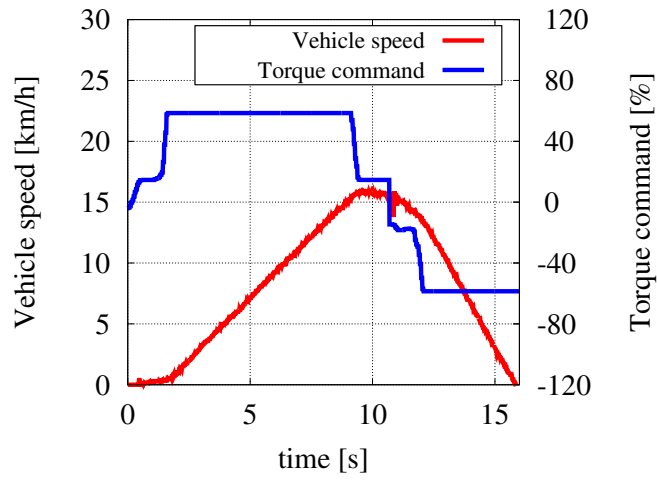
2.6 ワイヤレスインホイールモータの実車走行試験

ワイヤレスインホイールモータのユニットを実車に搭載し、走行試験を行った。試験結果を図 37 および図 38 に示す。アクセル開度に応じたトルク指令値は CAN 通信により送電側インバータに入力される。送電側・受電側間の情報通信は Bluetooth による無線通信によりトルク指令値や運転指令が送信される。受電側から送電側にはモータ回転数情報や電流モニタ値等が無線通信で送られる。図 37(a) から (c) はすべて同じ時系列のデータである。また同様に図 38(a) から (c) は同じ時系列のデータである。

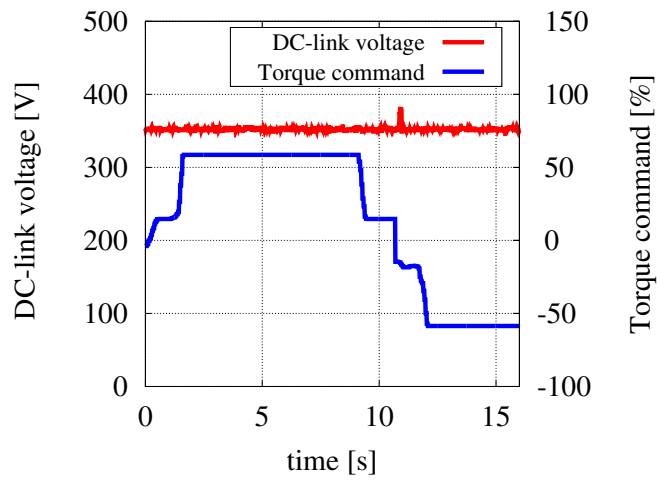
図 37(a) は車速度とトルク指令を示している。アクセル開度に応じて実験車両は加速して行き、減速時には回生ブレーキにより問題なくモータの回生エネルギーが車載バッテリーへ回生されていることがわかる。なお、トルク指令値は定格の約 60% と約 -60% にリミットをかけている。図 38(a) は別条件での走行試験結果であり、特に減速時に着目したデータである。

図 37(b) および図 38(b) は受電側 DC-link 電圧とトルク指令のデータを示している。車輪側に搭載されたインバータによりトルク指令通りに車輪モータが駆動される。このトルク指令値の変化はつまりワイヤレス電力伝送の観点から見れば受電側負荷が変化していることになるが、それにもかかわらず DC-link 電圧が前述した制御により良好に 350V 一定に保たれていることが確認できる。なお、Bluetooth 通信遅延がモータ力行動作から回生制動時への切り替え時におきる。この遅延は、二次側直流リンク電圧の増加を引き起こす。しかし、これは、過電圧保護機能を動作させることなく、モータ電流を制御することによって減衰させることができる。

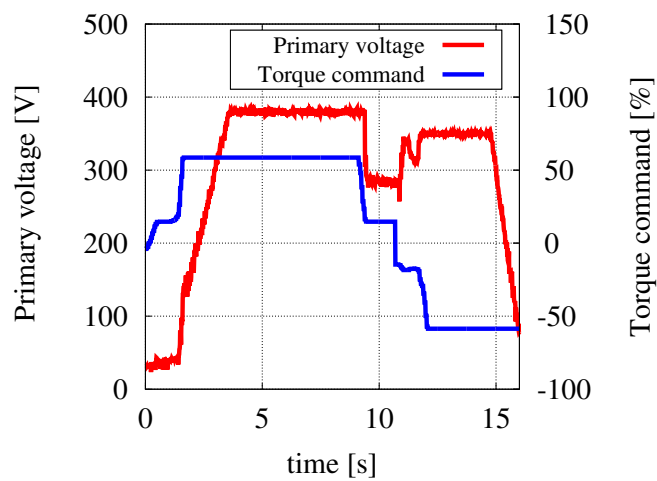
図 37(c) および図 38(c) は送電側インバータの出力電圧とトルク指令のデータを示している。回生時は送電側インバータがコンバータ動作を行なう。その際、送電側インバータの DC-link 電圧は 350 V に保たれる。



(a) 車速度 vs トルク指令

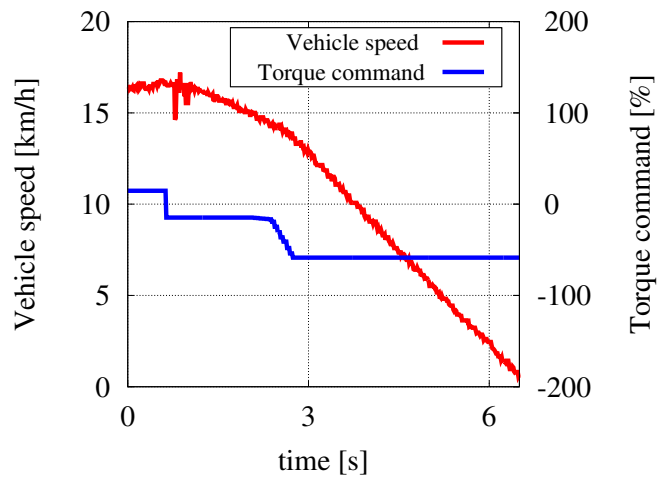


(b) DC-link 電圧 vs トルク指令

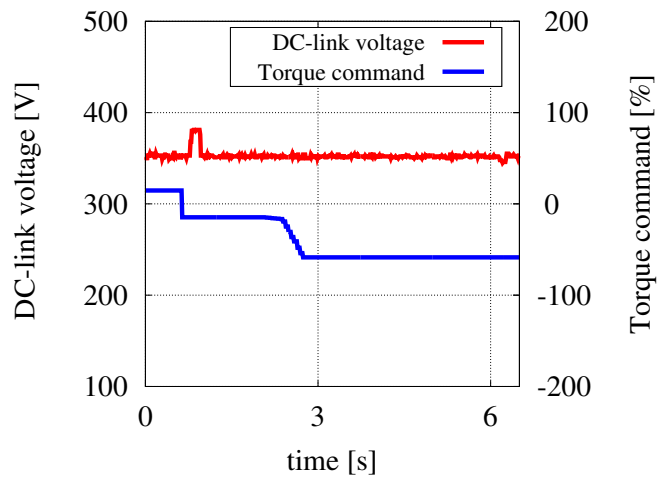


(c) 一次電圧 vs トルク指令

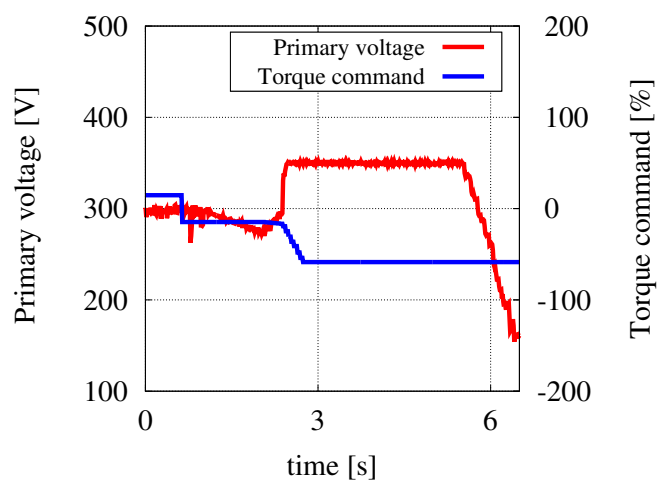
図 37: 実車走行試験結果



(a) 車速度 vs トルク指令



(b) DC-link 電圧 vs トルク指令



(c) 一次電圧 vs トルク指令

図 38: 実車走行試験結果 (減速時に着目した場合)

2.7 まとめ

本章ではワイヤレスインホイールモータ試作機のコンセプトと仕様およびそのベンチおよび実車走行による実験的評価について述べた。インホイールモータの配線の断線リスクが存在するという課題に対する抜本的な解決策として、インホイールモータとワイヤレスで電力を送受電する機構であるワイヤレスインホイールモータ試作機を提案、開発した。送電側ではチョッパ方式および位相シフト方式による送電電圧フィードフォワード制御を提案した。また、受電側では負荷電圧フィードバック制御による 2mode 制御を提案した。ベンチ実験結果では送電変換器から受電変換器までの効率が定格負荷時に 88%であることを示した。また回生も良好に動作可能であることを示した。さらにコイルの位置ずれがある場合での電力伝送実験についても検証した。加えて、実車走行試験においては、時速 15 km/h 程度まで加速するワイヤレスインホイールモータ試作機を実車にて走行試験を行った。実車で電力回生も良好に動作可能であることを確認した。

ワイヤレスインホイールモータ試作機の実出力は、一般電気自動車（軽自動車クラス）の実出力 48 kW であるものと比較して、後輪 2 輪のワイヤレスインホイールモータの実出力 6.6 kW と低い。そのため、加速性能が一般電気自動車のそれと劣るが、インホイールモータの配線の断線リスクが存在するという課題に対する抜本的な解決策として本章ではワイヤレスインホイールモータ試作機が有効であることを示した。

第 3 章

ワイヤレスインホイールモータ試作機の変換器の高効率化および損失分離

本章では、ワイヤレスインホイールモータ試作機の変換器のさらなる高効率化制御について述べる。

ワイヤレス伝送電力の受電側において、前章では、ワイヤレス電力伝送された電力によってモータを制御するためには 2mode 制御が制御法が有効であることが検証された。さらに実機にて送電側はチョッパ制御および受電側は 2mode 制御により、ベンチ試験を行い、実車にこのワイヤレスインホイールモータ試作機を搭載して走行試験し評価した。

本章では、新たに間欠同期整流制御と定義する受電側の電力変換器の制御法を提案し、その有効性について明らかにする。間欠同期整流制御では、従来法の 2mode 制御が目的としていた定電力負荷を安定に制御しながら、効率の向上や 2mode 制御では不可能であったシームレスな回生が可能であることを示す。また、ワイヤレス電力伝送の送電側ではチョッパ方式および位相シフト方式の 2 種類の送電制御法について論じる。本稿ではこの 2 種類の制御法のそれぞれの利点、欠点について述べて比較検討をし、まとめとする。

3.1 送電側の高効率制御：チョッパ制御と位相シフト制御の比較

図 39 にワイヤレスインホイールモータの回路構成図を再掲する。実際のワイヤレスインホイールモータと同じ構成を用いるため、共振器の共振周波数 f_0 は 85 kHz に設定されている。

共振器のコイルインダクタンスおよびキャパシタのキャパシタンスは表 4 と同じものを用いている。図 39 において送電回路の出力電力（つまり共振器の入力電力） P は以下のように表すことができる [50]。

$$P = V_1 I_2 = \frac{V_1 V_2}{2\pi f_0 L_m} \quad (3-1)$$

送電側インバータの出力電圧基本波実効値 V_1 は車載バッテリー電圧 V_{batt} から生成されなければ

ならない。ここでは2段電力変換システムを採用する。即ち、DC/DCコンバータの出力電圧として可変DC-link電圧 E を生成し、後段の単相HブリッジインバータのDC-link電圧として用い、出力は可変振幅方形波として動作させるシステムである。これをチョッパ方式と呼ぶことは前述した。受電側（車輪側）には単相Hブリッジコンバータが搭載されてインホイールモータを駆動するために使用されるインバータのDC-link電圧 V_{dc} を生成する。共振器の受電側出力交流電圧は V_2 と定義する。

もうひとつの V_{batt} から可変交流電圧 V_1 を生成するために使用される電力変換システムは位相シフト方式であることも前述した。

これらの二つの電力変換システムの基本的な動作を、図40と図41に示す。各システムは長所と短所がある。チョッパ方式はHブリッジインバータのスイッチング損が最小であるが、 E を可変にするためのDC/DCコンバータの各種スイッチのスイッチング損失および導通損失とインダクタのコア損と導通損が増えてしまう。ここで、DC/DCコンバータのスイッチング周波数はもうひとつの設計の自由度を与え、ワイヤレス電力伝送で使用され85 kHzの動作周波数よりも低くてもよい。

位相シフト方式の損失モデルについて説明する。図41はHブリッジインバータの位相シフトされた出力電圧基本波実効値 V_1 を示している。 V_1 は以下のように表現できる。 φ はゼロ電圧を出力する区間である。

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{batt} \cdot \cos\varphi \quad (3-2)$$

本システムが共振状態で動作される場合、共振器の電流はほぼ正弦波電圧の基本波成分と同相である。その結果、スイッチング電流瞬時値 $I_{1,1}, I_{1,2}$ は次のように計算される。

$$I_{1,1} = I_{1,2} \approx \sqrt{2} \frac{P}{V_1} \sin\varphi = \frac{\sqrt{2}V_2}{2\pi f_0 L_m} \sin\varphi \quad (3-3)$$

$I_{1,1}$ に対応する転流が行われるときにのみターンオン損失が発生する。Hブリッジでは、 $I_{1,2}$ で整流されたとき逆に、唯一のターンオフ損失が発生する。2つの値のいずれかが負になった場合スイッチングの性質が反転する。スイッチング損失は次のように評価される。

$$P_{sw,HB}(P, V_{batt}, V_2) = 2f_0 (E_{on}(I_{1,1}, V_{batt}) + E_{off}(I_{1,1}, V_{batt})) \quad (3-4)$$

チョッパ方式及び位相シフト方式の電力変換システムとの間の効率を比較した結果を図42に示す。

損失モデルを検証するために、測定値は実際のワイヤレスインホイールモータの初号機で取得されている。送電電力におけるすべての動作点では、 $V_1 = V_2$ となるように用いられている。つまり受電側コンバータはショートモードで動作することはなく、すべて整流モードで送電インバータの制御が比較されている。位相シフトの損失モデルは非常に満足のいく性能を示しているが、チョッパ方式の場合には多少の誤差が観測される。この誤差はインダクタ損失の不正確なモデリングに主に起因すると考えられている。チョッパ方式と位相シフト方式の二つのオプションの間の比較は予想通り、位相シフト方式が、 V_1 が最大でHブリッジコンバータがほぼ

方形波モードで動作される場合にはより効率的であることを示している。これは位相シフト方式がチョッパ方式に近づき、Hブリッジコンバータのスイッチング損が減り、前段のDC/DCコンバータの損失がない分効率が良くなる。

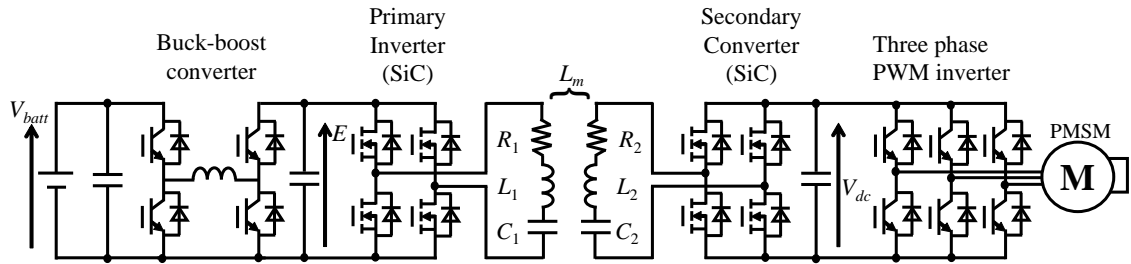


図 39: ワイヤレスインホイールモータ回路構成

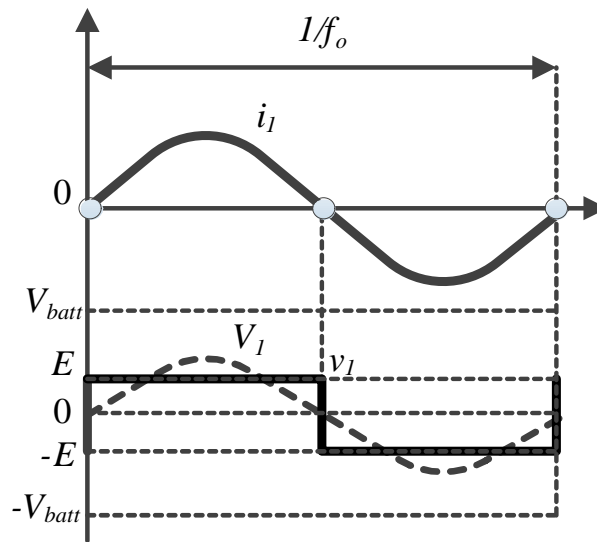


図 40: チョッパモードコンセプト

3.2 ワイヤレスインホイールモータの損失分離の原理

本節ではワイヤレスインホイールモータの損失分離について述べる。ワイヤレスインホイールモータ試作機の損失は以下のように分離できる。

$$P_{total} = P_{core} + P_{copper} + P_{capacitor} + P_{priconv} + P_{seconv} \quad (3-5)$$

ここで、 P_{core} は送電側の DC/DC コンバータのコアロスでありスタインメッツの式で表現できる。 P_{copper} はワイヤレス電力伝送の共振器の銅損である。 $P_{capacitor}$ は同共振器の共振キャパシタの等価直列抵抗損である。それぞれ以下のように表現できる。

$$P_{copper} = R_{ac1}i_2^2 + R_{ac2}i_1^2 \quad (3-6)$$

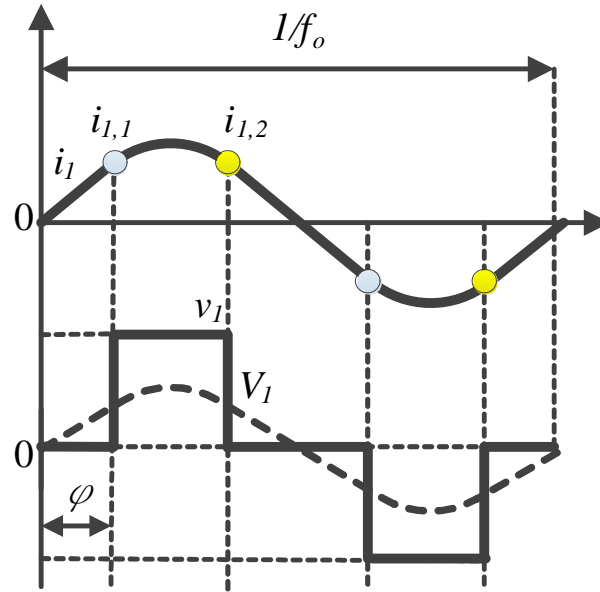


図 41: 位相シフトモードコンセプト

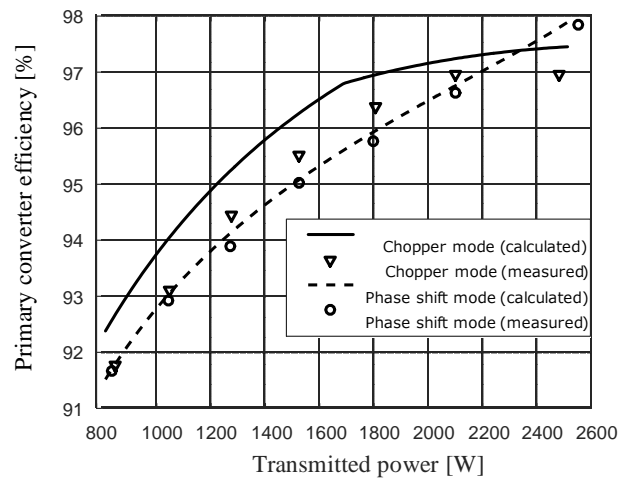


図 42: 送電側変換器損失の実験結果と計算結果

$$P_{copper} = R_{c1}i_2^2 + R_{c2}i_1^2 \quad (3-7)$$

ただし， R_{ac1} と R_{ac2} は共振コイルの交流抵抗である。 R_{c1} と R_{c2} は共振コンデンサの ESR（等価直列抵抗）である。

$P_{priconv}$ は送電側コンバータの損失であり，

$$P_{priconv} = P_{HB} + P_{DCDC} \quad (3-8)$$

と分離される。 P_{HB} は共振器に入力する交流電圧を出力する単相 H ブリッジインバータの損失であり，スイッチングデバイスのスイッチング損と導通損とスイッチングデバイスのゲートドライブ損に分類される。スイッチング損は (3-4) で示した。導通損は P_{cond} ，

$$P_{cond} = 2(r_{ds} \cdot I_d^2) \quad (3-9)$$

で表現できる。 r_{ds} は SiC-mosfet のオン抵抗であり、 I_d は SiC-mosfet のドレイン電流である。ゲートドライブ損 P_{drv} は、

$$P_{drv} = 4 \cdot Q_g \cdot V_{gs} \cdot f_{op} \quad (3-10)$$

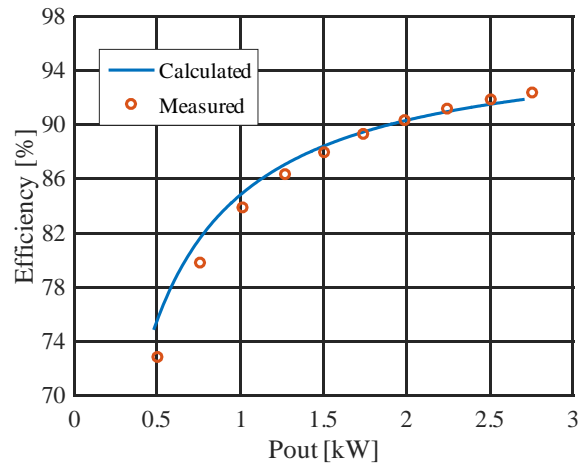
で表現される。 f_{op} は共振器の共振周波数と同じ 85 kHz 周辺で動作させている。 Q_g はゲート入力電荷であり、 V_{gs} はゲートドライブ電圧である。受電側コンバータの損失 P_{seccnv} も回路構成が送電インバータと同じなので P_{HB} と同様に求めることができる。送電側の DC/DC コンバータの損失 P_{DCDC} については損失分離法が一般的に知られているのでここでは割愛する。以上によりワイヤレスインホイールモータの損失が分離できる。

3.3 送電側の高効率制御：チョッパ制御と位相シフト制御の比較

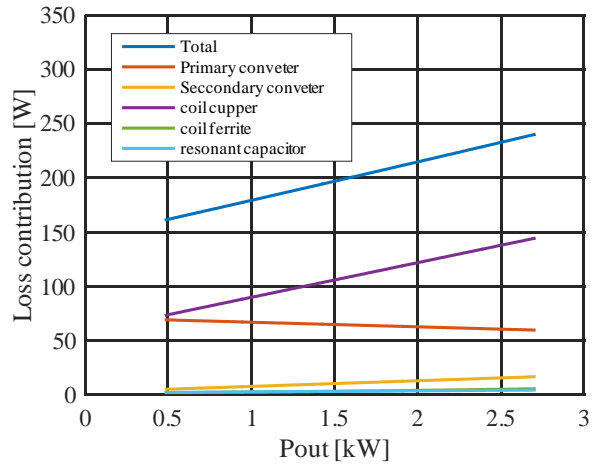
実際のワイヤレスインホイールモータと同じ構成を用いるため、共振器の共振周波数 f_0 は 85 kHz に設定されている。

V_{batt} から可変交流電圧 V_1 を生成するために使用される電力変換システムは位相シフト方式である。本節で取り扱う位相シフト方式は、送電側変換器に搭載された DC/DC チョッパはバイパスされてこの変換器の損失はないものとする。

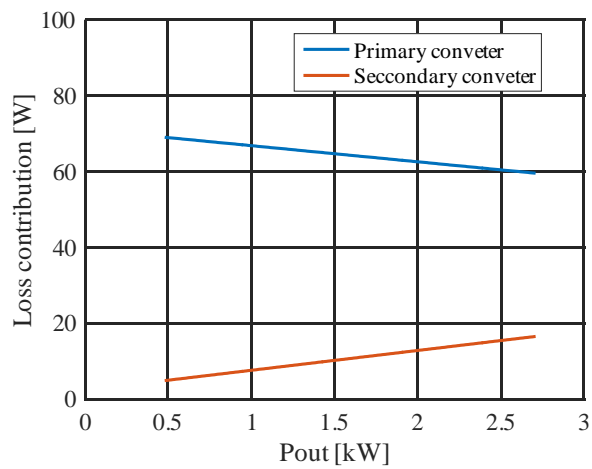
前述した理論に基づき、チョッパ方式及び位相シフト方式の電力変換システムとの間の効率を計算し比較した結果を図 42 に示す。損失モデルを検証するために、測定値は実際のワイヤレスインホイールモータで取得されている。ここで、受電側共振器を短絡するように受電側コンバータをスイッチングするモードのことをショートモードと定義する。また、受電側コンバータのすべてのスイッチをオフするモードを整流モードと定義する。受電側コンバータはショートモードで動作することではなく、すべて整流モードで送電インバータの制御が比較されている。位相シフトの損失モデルは非常に満足いく性能を示しているが、チョッパ方式の場合には多少の誤差が観測される。この誤差はインダクタ損失の不正確なモデリングに主に起因すると考えられている。チョッパ方式と位相シフト方式の比較は予想通り、位相シフト方式が、 V_1 が最大で H ブリッジコンバータがほぼ方形波モードで動作される場合にはより効率的であることを示している。これは位相シフト方式がチョッパ方式に近づき、H ブリッジコンバータのスイッチング損が減り、前段の DC/DC チョッパの損失がない分効率が良くなる。チョッパ方式は通常ワイヤレスインホイールモータのほとんどの走行パターン時に用いられることが期待されるので、チョッパ方式は通常走行時は適切なものと考えられる。



(a) 効率測定結果と計算結果 送電側チョッパ方式 受電側 2mode 方式



(b) 全損失分離



(c) 送電インバータ, 受電コンバータ損失

図 43: ワイヤレスインホイールモータの効率と損失分離

3.4 高効率化のための受電側変換器制御の提案：間欠同期整流制御

本節では、ワイヤレス電力伝送における受電側変換機の高効率な制御法として間欠同期整流制御を提案する。図 45 に間欠同期整流制御の概念図を示す。なお、図 44 に受電側回路構成を再掲する。図 45 の G_1, G_2, G_3, G_4 は受電側変換器のスイッチへのゲート信号であり、図 44 にそれぞれのスイッチ入力ゲート信号が示されている。2 章では受電側 DC-link 電圧 V_{dc} を一定に制御するために 2mode 制御を提案したが、2mode 制御では整流モードでは受電コンバータの変換器のスイッチを全てオフにして、ダイオード整流モードとしていた。間欠同期整流モードでは整流モード時にはゼロ電流同期整流を行い、効率の上昇を図る。また、間欠同期整流では 2mode 制御では不可能だったシームレスな電力回生を可能にする。図 46 に回生時の間欠同期整流の概念図を示す。間欠同期整流では、整流モードからショートモードに切り替える閾値 $V_{dc} + \Delta V$ よりもさらに大きな閾値 $V_{dc} + \Delta V + \Delta V_2$ を設ける。これにより、 V_{dc} がショートモードにも関わらずモータからの電力回生により、 V_{dc} が上昇して $V_{dc} + \Delta V + \Delta V_2$ を超えた場合は即座に受電電流 i_2 と 180 度進んだ位相の電圧を受電共振器の電圧として受電コンバータが出力する。以上により受電側から送電側への通信ハンドシェイクのない、シームレスな回生が可能である。

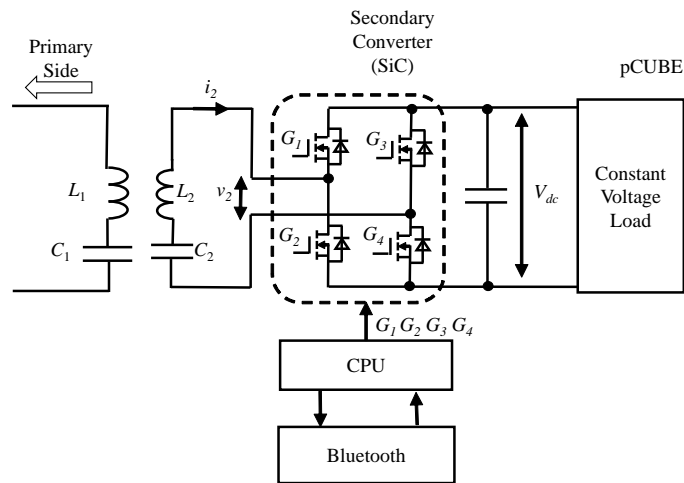


図 44: 受電側回路図 (再掲)

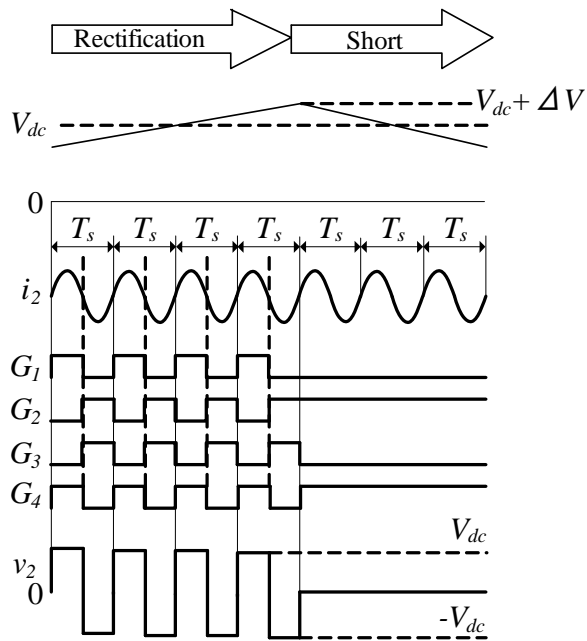


図 45: 間欠同期整流制御コンセプト

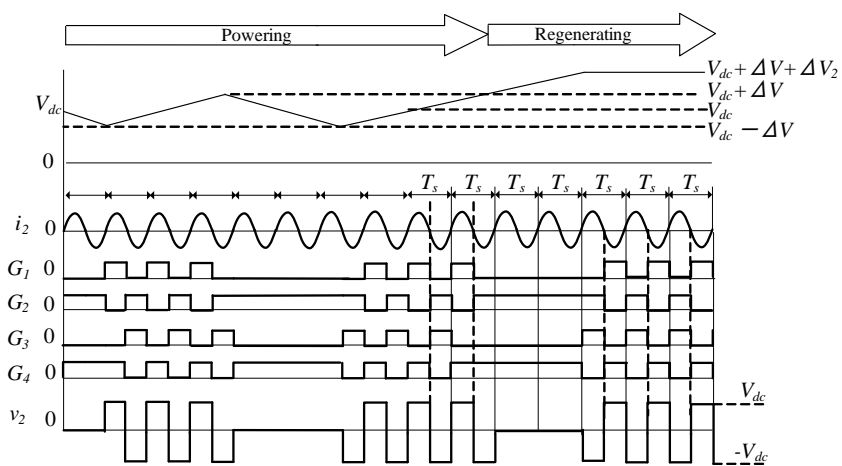


図 46: 回生時の間欠同期整流制御コンセプト.

3.5 間欠同期整流制御および2mode制御の実験結果

図47に2mode制御時の送電側電流および電圧と、受電側電流および電圧の過渡現象を示す。図48に電流同期に基づいて提案した間欠同期制御の電圧と電流の過渡現象を示す。間欠同期整流は、2mode制御の整流への状態遷移後と比較して、わずかに速く電流 i_2 が落ち着く。車輪側の電流 i_2 がショート状態（車輪に電力伝送なし）の間には、車両側の電流（共振器の入力電流） i_1 はほぼゼロである。車両側（送電側）の電圧電流波形を図47(b)と図48(b)に示す。図47(b)が2mode制御の電圧および電流である。図48(b)が間欠同期整流制御の電圧と電流である。同様に、車輪側（受電側）の電圧電流波形を図47(d)と図48(d)に示す。図47(d)が2mode制御の電圧および電流であり、図48(d)が間欠同期整流制御の電圧と電流である。図に示すように、これらの2つの手法は定常状態では非常によく似た波形を生じさせる。これは同期整流が正しく行われた場合、定常状態でこれらの2つの方法は理論的に同等であることに起因する。

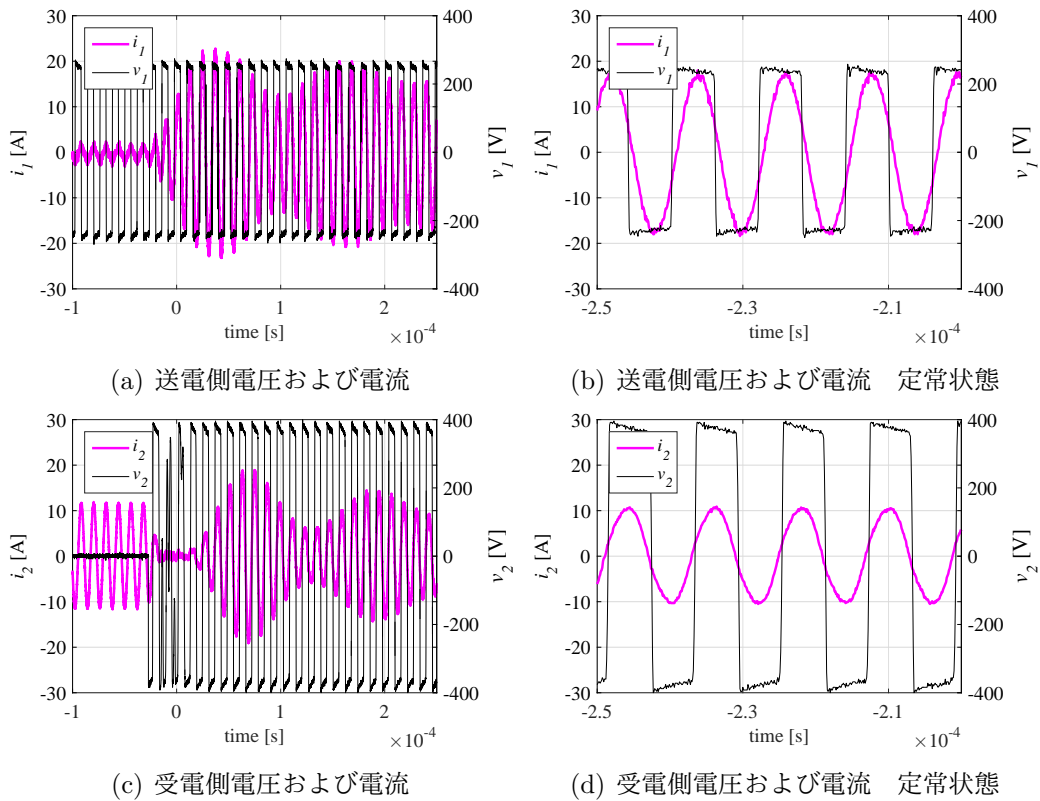


図 47: 2mode の制御実験結果.

図49の49(a)および49(c)は、受電コンバータ回路の整流状態から短絡状態に切り替えるときの瞬間の過渡現象拡大図を示している。図49の49(b)および49(d)は、その逆で受電コンバータ回路の短絡状態から整流状態に切り替える瞬間の過渡現象の拡大図である。2mode制御は、受電電流のゼロクロスと受電コンバータのスイッチングと同期していないので、スプリアスなゼロ交差が発生し実際に大きな過渡現象が生じる。つまり、短絡状態を終了するとき受動的なダイオードブリッジの不安定な転流が観察される。間欠同期整流制御はこれらの問題を解決する。電流のゼロ交差と整流器のスイッチングの間の同期の結果として、ゼロ電流スイッチング

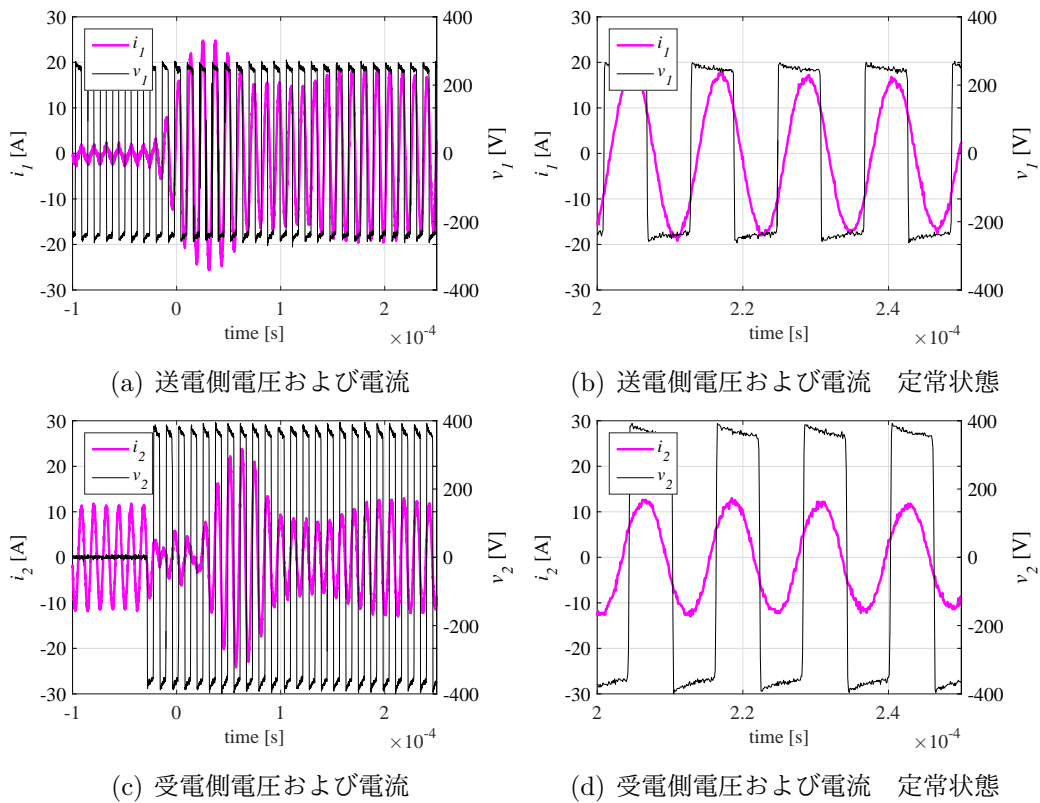


図 48: 間欠同期整流制御の実験結果

(あるいは非常にそれに近い状態) が状態短絡/整流の状態遷移時に達成される。

図 50 は間欠同期整流制御によって力行と回生の状態遷移をシームレスに行なっている実験結果である。図 50 (a) は回生から力行へ電力を遷移させている場合の実験結果であり、図 50 (b) はその逆で力行から回生に電力潮流が遷移している状態を表している。その場合、 V_{dc} は指令値である 352.5 V 点を維持している。対照的に 2mode 制御で図 50 に示すほどの速度で電力潮流を遷移させた場合、システムの送電側と受電側の通信遅れが致命的であり、電子負荷が過電圧で保護状態になってしまうため、比較になる実験結果は取得できなかった。

なお、図 51 に定格運転時の効率比較実験結果を示す。これは送電側変換器から受電側変換器の効率である。送電側は DC/DC チョップをバイパスしてチョップモードで制御し、受電側コンバータは同期整流による制御を用いている場合と、受電側コンバータのスイッチをすべてオフにしたダイオード整流となるモードでの効率測定実験結果を示している。また、図 52 に同期整流時の各効率を示す。提案法の効率は 94.33% を達成している。これにより同期整流が効率向上に寄与している事がわかる。

3.6 まとめ

ワイヤレスインホイールモータについて高効率化について述べた。送電側はチョップ方式と位相シフト方式を切り替えることで高出力時に高効率運転を実現できるが、チョップ方式は通常のワイヤレスインホイールモータのほとんどの走行パターン時に用いられることが期待され

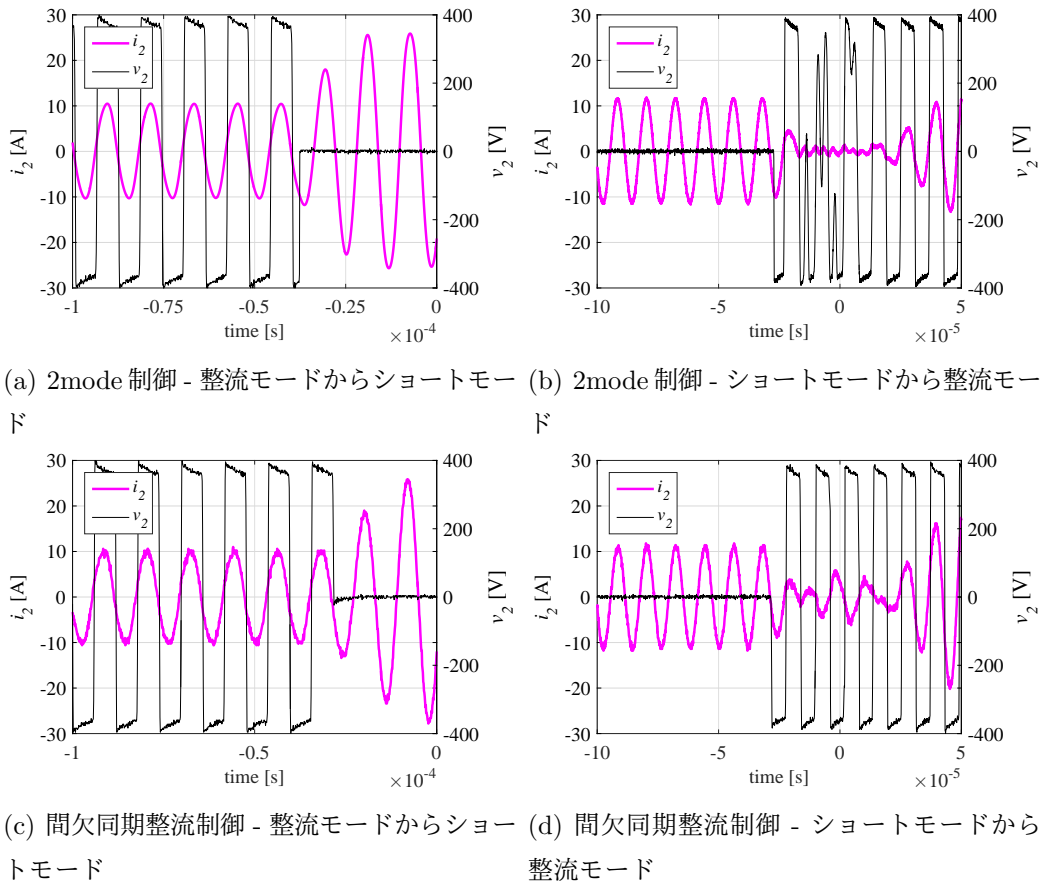


図 49: 2mode 制御と間欠同期整流制御の過渡現象の比較実験

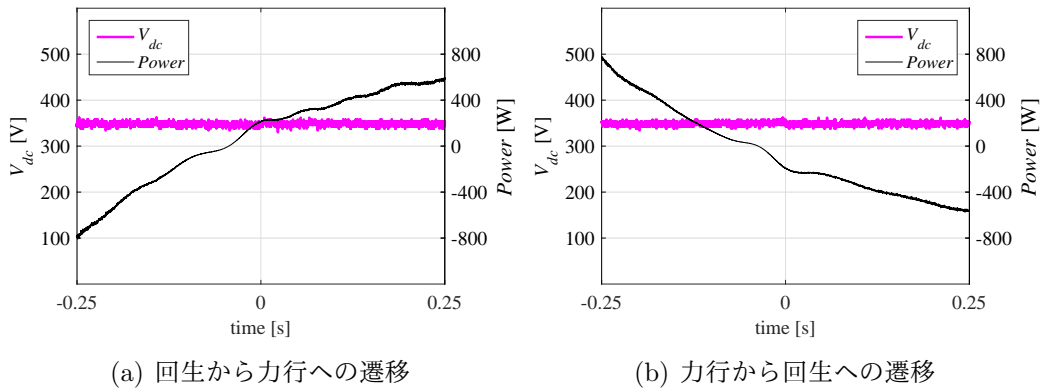


図 50: 間欠同期整流制御の電力回生実験結果

るので、高出力時に限定しなければチョッパ方式の方がワイヤレスインホイールモータの運転には適していると言える。受電側は間欠同期整流制御を用いて高効率化が実現できることを示した。

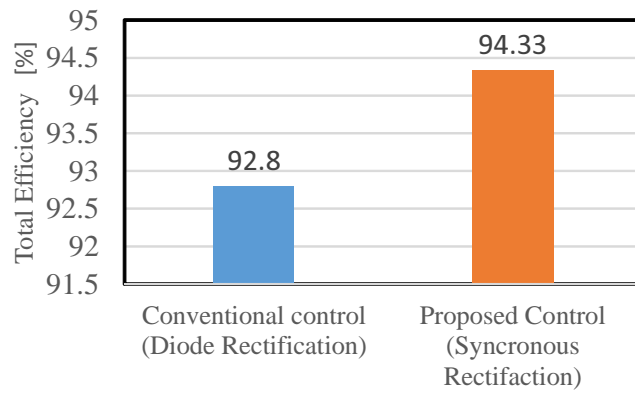


図 51: 受電側同期整流とダイオード整流の効率比較結果

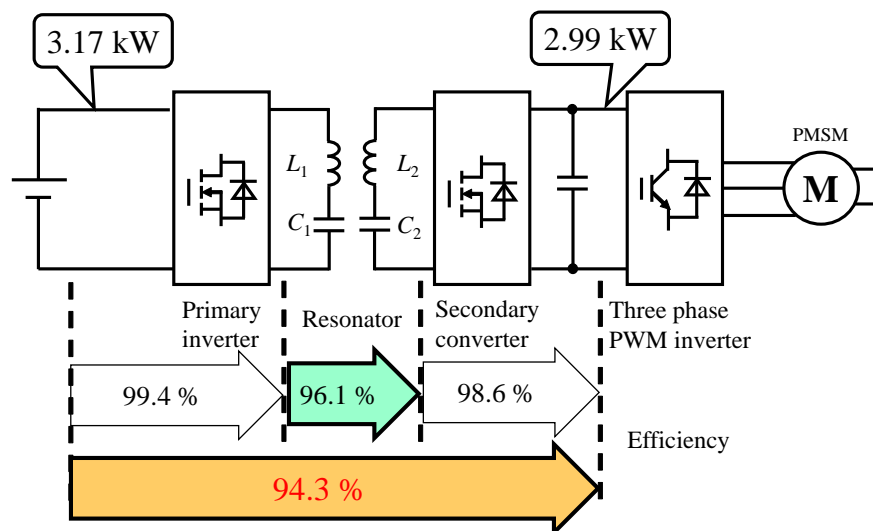


図 52: 同期整流時の各効率

謝辞

本博士論文をまとめるにあたり、常日頃から暖かく時に厳しく御指導、ご鞭撻を頂き、多くのご支援を賜りました指導教員の藤本博志准教授に大変感謝致します。藤本先生はいつも誠実であり、時に間違った方向へ研究しようとする私を優しくかつ的確に啓蒙してくださいました。藤本先生と交わした数々の議論は私のかけがえのない宝となりました。また、藤本先生は私に沢山の学会発表の機会を与えて下さりまして、本当にありがとうございました。すべて私の今後の糧となります。藤本先生には制御理論だけでなくパワーエレクトロニクスをはじめ、世界初の発明をするための発想の仕方、研究の姿勢、人としての生き方、何もかもが参考になりました。心より厚く御礼申し上げます。

また、発表会やその他の機会を通じて的確なコメントや多大なるご支援、応援、御指導を賜りました堀洋一教授に大変感謝致します。堀先生も藤本先生と同様に、研究だけでなく博士号を持つ人間の人格や哲学について説いてくださり、私を啓蒙してくださいました。誠に感謝致します。

また、磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送に関しまして、多くのコメント、御指導を賜りました特任講師の居村岳広先生に大変感謝致します。ミーティングでは居村先生と多いに議論できました。その結果、大変有意義な研究生活を過ごすことができました。本当にありがとうございます。

さらに、審査にてコメント御指導を頂きました大崎博之教授、古関隆章教授、馬場旬平准教授に深く感謝申し上げます。ご提案により、本博士論文の質を高めることができました。本当にありがとうございます。

さらに、本博士論文の骨子であるワイヤレスインホイールモータの初号機の実車走行を完遂するに当たって多くの方のご協力ご支援がありました。本ワイヤレスインホイールモータに関わる研究の機会と、その多大なるサポートを賜りました我が社である東洋電機製造株式会社と共に、ワイヤレスインホイールモータの電力変換器とそのモータ製作に大きく尽力して下さった細田芳男様、大森洋一様、岡本吉弘様、今柳田明夫様に厚く御礼申し上げます。大森洋一様は企業人および私の上司として、常に私を応援し、アドバイスを下さいました。本当に感謝しております。同様に、応援しコメントくださった野村英児様に感謝致します。また、陰ながらサポートをして下さった鶴田祐紀様、中間貴生様に感謝致します。さらに、ワイヤレスインホイールモータの初号機以降において、電力変換器の製作の面で多大なサポートをして下さった穂吉啓史様に大変感謝致します。

また、いつも議論をし、的確なコメントをくださり、時に私を応援し、サポートして下さった日本精工株式会社の郡司大輔様に大変感謝致します。また、郡司様のご上司であられる松田靖之様に大変感謝致します。日本精工株式会社様にはワイヤレスインホイールモータを構成する大事な部品である減速機付ハブ軸受けを開発ご提供下さいました。ありがとうございます。

さらに、共に実験をし、苦楽を分かち合った山本岳様に大変感謝致します。山本様の誠実に実直な研究の姿勢は私に大きな影響を与えました。山本様から学ぶことは大変多かったです。心より感謝申し上げます。

また、同じ研究チームとして苦楽を分かち合った竹内琢磨様に感謝します。

加えて、ワイヤレスインホイールモータの車両の製作、整備に関しまして多大なるご協力を頂きました株式会社ブルーヘイズの鈴木慎一様に厚く御礼申し上げます。

さらに、共同研究を共に行ってください、時に理論の導き方や実験方法など研究のセンスに関わる部分におきましてアドバイスをくださった Giuseppe Guidi 様に大変感謝しております。本博士論文の第二の骨子となる部分におきましては Giuseppe 様のアドバイスが大変参考になりました。誠にありがとうございます。

加えて、ワイヤレスインホイールモータのプレスリリースにおいてご協力くださった、我が社の北原冬雪様、有賀成美様に感謝申し上げます。

さらに、新たな研究の機会を議論の場を与えて下さった株式会社ニコンの牧野内進様、小俣賢治様、坂田晃一様、原篤史様に厚く御礼申し上げます。

さらに、研究生生活を進める上で陰ながらサポートして下さった、藤本研前秘書である松島陽子様、現秘書である植野貴美子様、堀研の秘書である広盛洋子様に厚く感謝致します。いつも明るく私を応援して下さいまして本当にありがとうございます。

さらに、沢山の堀・藤本研のOB、OG、現役生に感謝致しますが、中でも特に議論をして下さったりプライベートで応援して下さった、犬飼健二様、梅田翔様、高橋健一郎様、大西亘様、キム コー エン様、加藤昌樹様、金佳英様、宮島孝幸様、金潤河様、パコーン スッパサート様、澤村大祐様、平松 敏幸様、武井大輔様、朱洪忠様、ビン ミン グエン様、小西信克様、畑 勝裕様に対して、感謝の意を示します。ありがとうございました。

博士論文の後半をまとめるに当たって数学的アドバイスをくださった李 堯希様、兼松正人様に感謝申し上げます。

加えて私の英語についてアドバイスをくださった柴田海様、ジョルジョ ロビソン様、トーマス ベドウィン様に感謝申し上げます。柴田様、ジョルジョ様、トーマス様にはプライベートでも沢山の激励を下さいました。ありがとうございます。

さらに、苦楽を共にし、お互いを励ましあい、共に議論を交わした株式会社大林組の長井千明様に感謝致します。

また、時に辛かった私を支えてくれた諸友人全てに感謝致します。中でも、小林愛様、柿崎浩毅様、池端秀雄様に感謝致します。

最後に、どんな時も私を一番に想い、常に支えて応援してくれた愛する妻の明美と息子の元洋に感謝致します。

付録 A

ワイヤレスインホイールモータの制御

本章ではワイヤレスインホイールモータ初号機の高出力化の一手法について考察する。ワイヤレスインホイールモータの出力を上げる手法として、磁界共振結合方式ワイヤレス電力伝送の共振周波数と送電側変換器の動作周波数をずらす方法について考察する。結合が強いワイヤレスインホイールモータのような応用例では、ワイヤレス電力伝送部の共振器よりも変換器の動作周波数を少しだけ上げることで、理論的に送受電可能な出力電力を上げられることを明らかにする。コイルの結合が強い場合は、動作周波数を下げても高い出力が得られることがわかっていたが、そのようにすると動作周波数をあげた場合に比較して効率が落ちてしまう。よって、共振周波数よりも高い周波数を選択すれば良いことを提案する。これにより、送電側に DC/DC コンバータを搭載しない場合や、DC/DC コンバータで可能な限り共振器に印加する送電電圧をあげた場合、さらには出力を得たい時のひとつの制御方法を示す。

A.1 動作周波数が共振周波数と等しい場合の解析

表 5 に解析で用いたコイルのパラメータを示す。図 53 に本解析に用いた SS 方式の回路図を示す。簡単のためにコイルは完全に対称形を仮定し、ワイヤレスインホイールモータのコイルと共振キャパシタに近い値をとった。解析は F 行列を解くことで行なう。ここで、各行列要素 A, B, C, D は、

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad (\text{A-1})$$

表 5: 解析に用いた共振器の各パラメータ

Parameter	
Coil inductance L	250 μH
Coil Capacitance C	14 nF
Coil Resistance R	0.4 Ω
Mutual inductance L_m	50 μH
Resonance frequency	85.0 kHz
R_{ac}	30 Ω

$$\begin{aligned}
 A &= \left. \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right|_{I_2=0} \\
 B &= \left. \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \right|_{E_2=0} \\
 C &= \left. \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right|_{I_2=0} \\
 D &= \left. \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \right|_{E_2=0}
 \end{aligned} \tag{A-2}$$

であり, A は開放電圧減衰率, B は短絡電圧インピーダンス, C は開放伝達アドミッタンス, D は短絡電流減衰率と定義される。

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} -\frac{j\omega C R - \omega^2 C L + 1}{L_m \omega^2 C} & -\frac{j\omega^2 C^2 R^2 + (2\omega C - 2\omega^3 C^2 L) R - j\omega^4 C^2 L^2 + 2j\omega^2 C L + j L_m^2 \omega^4 C^2 - j}{L_m \omega^3 C^2} \\ -\frac{j}{L_m \omega} & -\frac{j\omega C R - \omega^2 C L + 1}{L_m \omega^2 C} \end{pmatrix} \tag{A-3}$$

要素 B , C , D を横軸送電器の動作周波数にとった時の値の振る舞いを図 54 に示す。要素 B において動作周波数が共振周波数 85kHz と一致しているときは短絡電圧インピーダンスは約 25[Ω] ほどの値を持っており, 受電側コンバータを短絡しても多大な受電電流が流れないことを示す。しかし, 動作周波数が 95kHz と 77.7kHz のときは短絡電圧インピーダンスは 0 であり, 受電側コンバータを短絡すると多大な電流が受電側に流れることを示している。要素 C , D を観察すると, 動作周波数が 85kHz のときは値は両者とも 0 である。要素 C が 0 であるので, この場合受電側を短絡した場合送電側の電流はほぼ 0 になる。要素 D が 0 であるので, この場合受電側を開放した場合受電電流は無限大でなければならない。よってこれまでに提唱されてきた SS 方式のイミタンス特性が F 行列を解くことでも確認された。

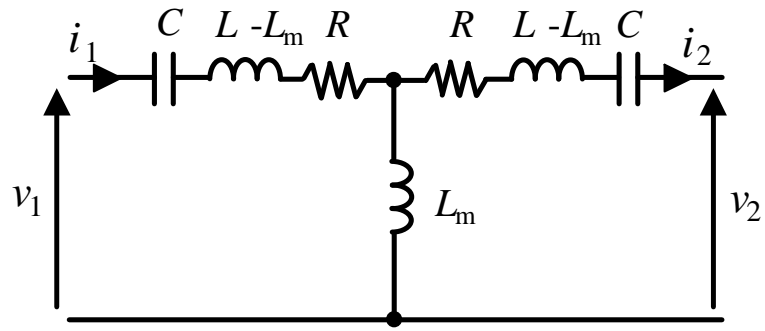


図 53: F 行列解析に用いた回路図.

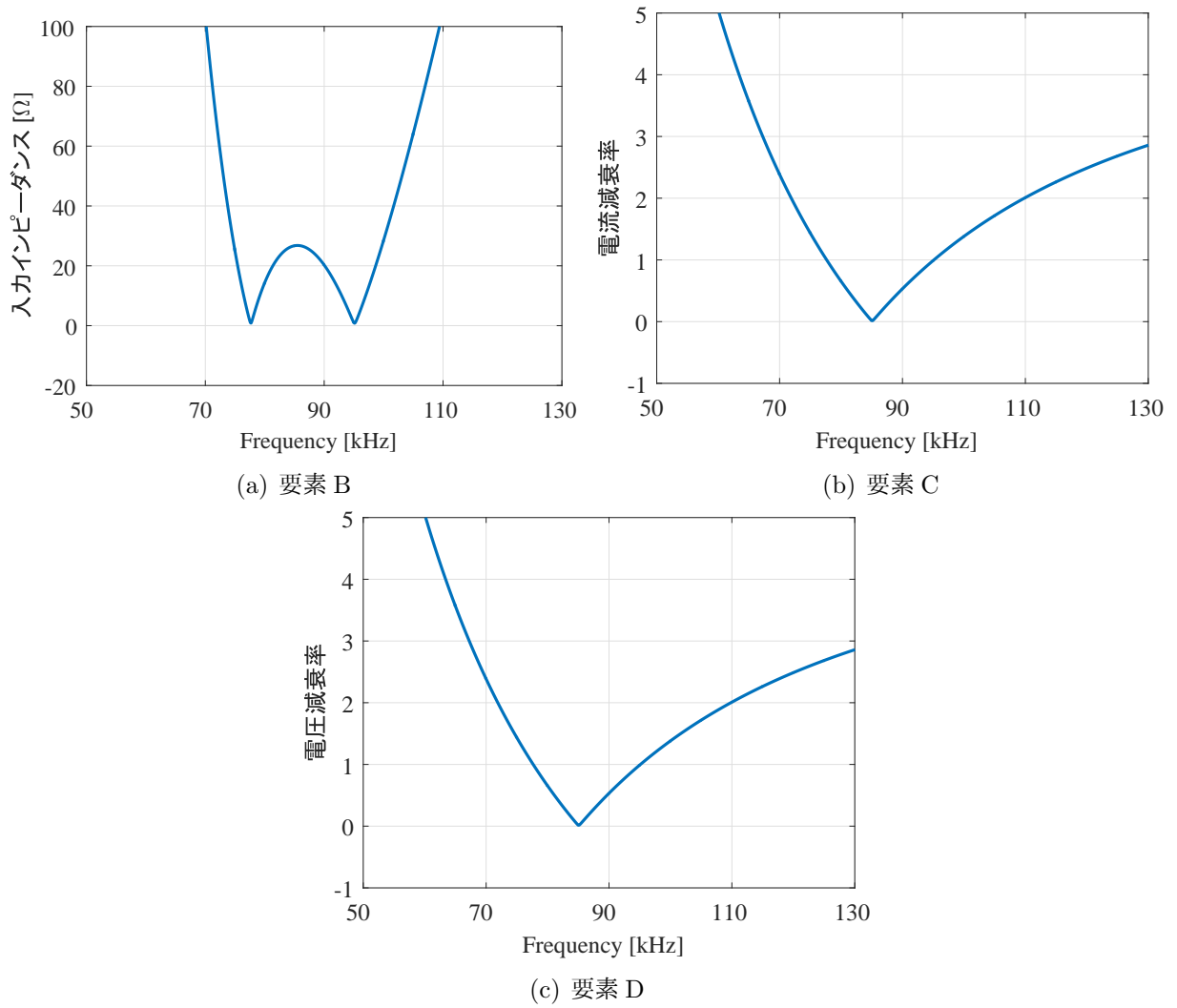


図 54: 動作周波数 f_{op} に対する F 行列

A.2 動作周波数が共振周波数と異なる場合の解析

図 55 に動作周波数 f_{op} に対する入出力電力および効率を示す。また、図 56 動作周波数 f_{op} と L_m を変えた場合の入出力電力および効率を示す。 L_m が大きくて結合が強い場合で、動作周波数をずらしていくと、入出力電力は共振周波数と動作周波数が同じときの電力と比較して大きくなっていくことがわかる。 L_m が大きいと効率は良くなるがワイヤレス電力伝送の入出力電力の量が小さくなっていくことがわかる。コイルの結合が強い場合は、動作周波数を共振周波数よりも上げてても下げてても高い出力が得られることがわかってはいたが、そのようにすると動作周波数をあげた場合に比較して効率が落ちてしまう。図 57 に図 53 の入力合成リアクタンスを示す。合成リアクタンスとは、ここでは回路の誘導性リアクタンスと容量性リアクタンスの差である。85kHz では合成リアクタンスが 0 であり、回路の虚数成分が 0 であることから力率が 1 であることがわかる。

以上をまとめると、共振周波数よりも高い周波数を選択すれば、送電側に DC/DC コンバータを搭載しない場合や、DC/DC コンバータで可能な限り共振器に印加する送電電圧をあげた場合、さらに高い出力を得ることができる。これは共振状態と同じ条件の電圧を共振器に印加した場合、 C 、 D が 0 でなくなることからわかるように、また、入力力率が 1 でなくなるように、送電側インバータおよび受電側コンバータにより電流が流れ電力をより取得できることを意味する。今回のケースでは動作周波数を 90kHz 程にすればよい。それ以上動作周波数をあげると要素 B が 0 に近づき、回路の振る舞いが電圧源となり、受電側コンバータや送電インバータに多大な電流が流れ変換器の破損を招いてしまう。

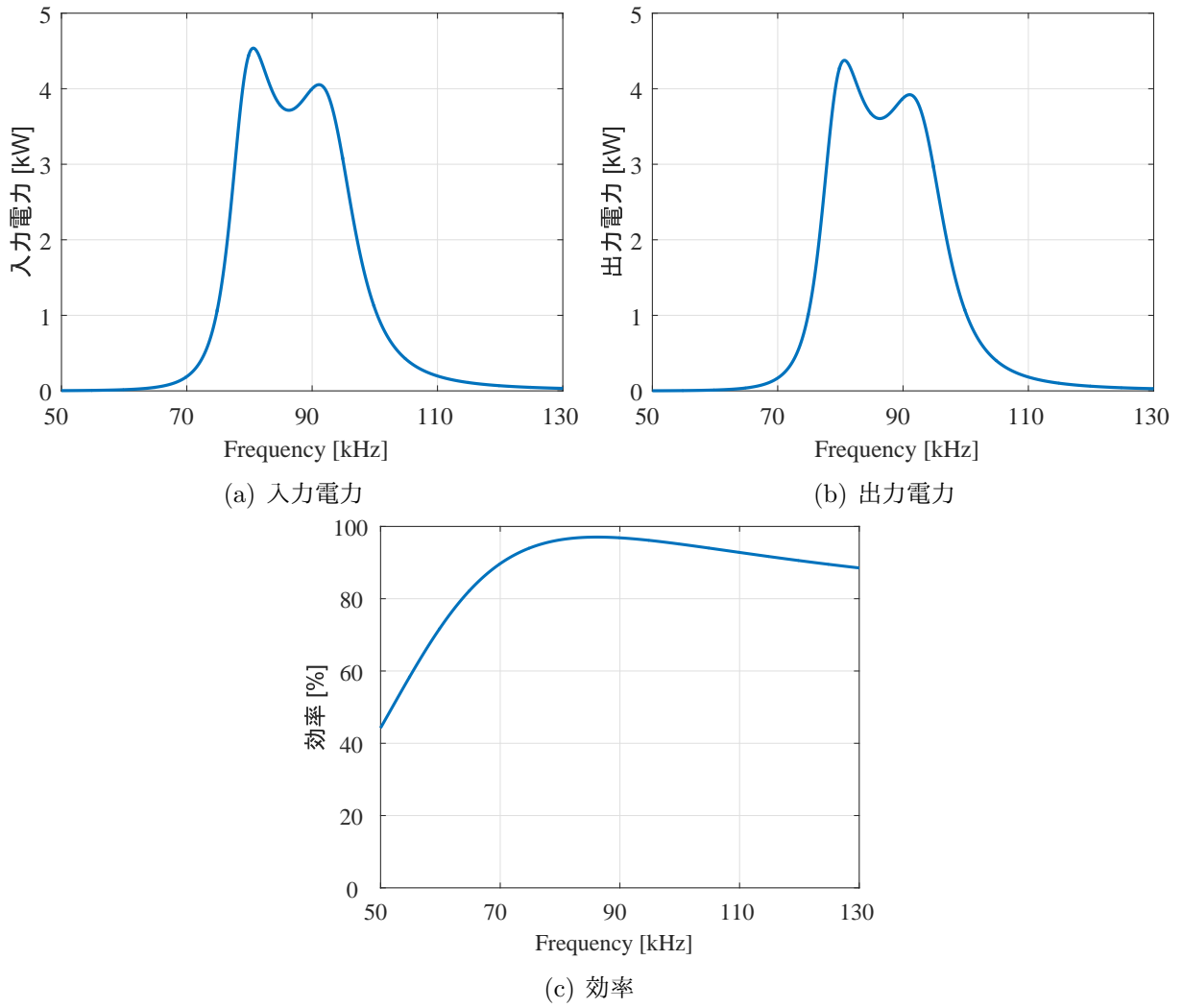


図 55: 動作周波数 f_{op} に対する入出力電力および効率

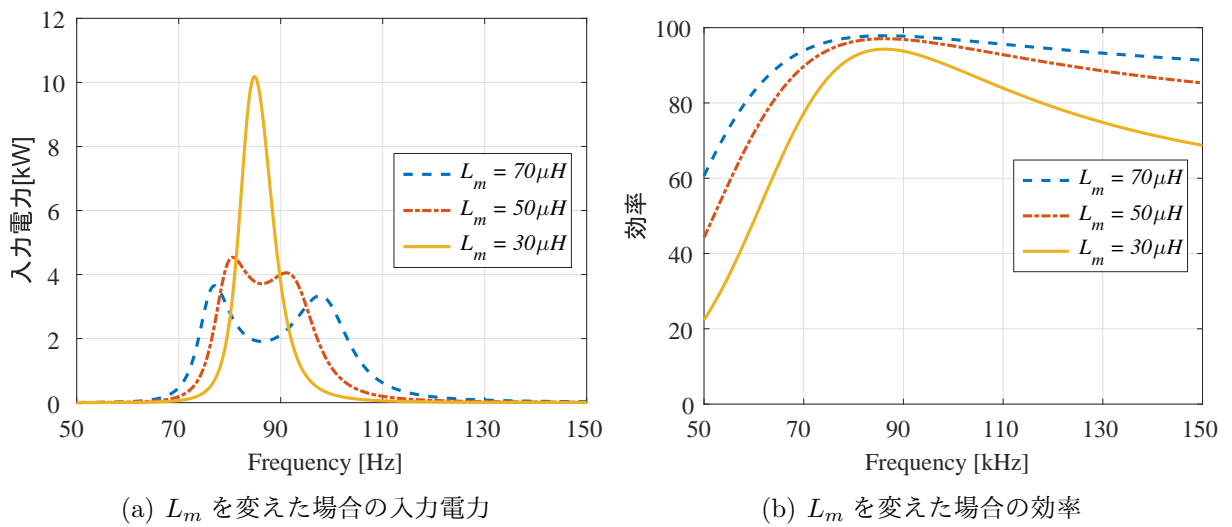


図 56: 動作周波数 f_{op} と L_m を変えた場合の入力電力および効率

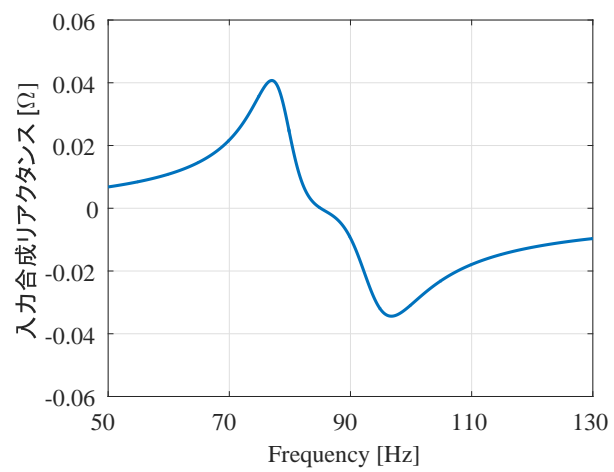


図 57: 入力合成リアクタンスの周波数特性.

参考文献

- [1] Y. Hori: “Future Vehicle Driven by Electricity and Control Research on Four Wheel Motored “UOT Electric March II””, IEEE Trans. IE, Vol. 51, No. 5, pp. 954–962, (2004).
- [2] S. Harada, H. Fujimoto: “Range extension control system for electric vehicles during acceleration and deceleration based on front and rear driving-braking force distribution considering slip ratio and motor loss” , 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 6626–6631, (2013).
- [3] S. Murata: “Vehicle Dynamics Innovation with In-Wheel Motor” , Proc. JSAE EVTeC’11, 20117204, Yokohama, (2011).
- [4] N. Ochi, H. Fujimoto and Y. Hori: “Proposal of Roll Angle Control Method Using Positive and Negative Anti-dive Force for Electric Vehicle with Four In-wheel Motors” , IEEE International Conference on Mechatronics, Vicenza, Italy, pp.815–820, (2013).
- [5] 福留 秀樹: “インホイールモータによる前後振動低減”, 自動車技術会論文集 47(2), 457-462, 2016-03
- [6] Toyota Motor Corporation, P2012–223041A, (2012).
- [7] 日立電線株式会社, P2007-311106A, (2007).
- [8] 日産自動車株式会社, P2001-301472A, (2001).
- [9] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fishe, and M. Soljagic: “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances” , in Science Express on 7 June 2007, Vol. 317, No. 5834, pp. 83–86, (2007).
- [10] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori: “Flexibility of Contactless Power Transfer using Magnetic Resonance Coupling to Air Gap and Misalignment for EV” , IEEE Electric Vehicle driven on Electric Vehicle Symposium 24, (2009).
- [11] T. Imura and H. Yoichi, “ Unified Theory of Electromagnetic Induction and Magnetic Resonant Coupling, ” IEEJ Trans. Sensors Micromachines, vol. 135, no. 6, pp. 697710, (2015).

- [12] D. Kobayashi, T. Imura, and Y. Hori, “Real-time Coupling Coefficient Estimation and Maximum Efficiency Control on Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicles,” *Wireless Power (WoW)*, 2015 IEEE PELS Workshop on, (2015).
- [13] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fishe, and M. Soljacic: “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” in *Science Express* on 7 June 2007, Vol.317, No.5834, pp. 83–86, (2007).
- [14] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori: “Flexibility of Contactless Power Transfer using Magnetic Resonance Coupling to Air Gap and Misalignment for EV”, *IEEE Electric Vehicle driven on Electric Vehicle Symposium 24*, (2009).
- [15] Y. H. Chao, J. J. Shieh, C. T. Pan, and W. C. Shen: “A Closed-form Oriented Compensator Analysis for Series-parallel Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems,” *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 1215–1220, (2007).
- [16] Y. H. Chao, and J. J. Shieh: “Series-Parallel Loosely Coupled Battery Charger with Primary-side Control,” *Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS)*, 2012 International Conference on, pp. 226–230, (2012).
- [17] C. Duan, C. Jiang, A. Tayllor, and K. Bai: “Design of a zero-voltage-switching large-air-gap wireless charger with low electric stress for electric vehicles,” *Power Electronics, IET*, Vol. 6, No. 9, pp. 1742–1750, (2013).
- [18] B. Wang, A. P. Hu, and D. Budgett: “Maintaining middle zero voltage switching operation of parallel-parallel tuned wireless power transfer system under bifurcation,” *Power Electronics, IET*, Vol. 7, No. 1, pp. 78–84, (2014).
- [19] R. Bosshard, U. Badstubner, J. W. Kolar, and I. Stevanovic: “Comparative Evaluation of Control Methods for Inductive Power Transfer,” *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2012 International Conference on, pp. 1–6, (2012).
- [20] S. Nakadachi, S. Mochizuki, S. Sakaino, Y. Kaneko, S. Abe, and S. Abe: “Bidirectional Contactless Power Transfer System Expandable from Unidirectional System,” *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3651–3657, (2013).
- [21] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, and Y. Shi: “Design of a Bi-Directional Inverter for a Wireless V2G System,” *Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2010 IEEE International Conference on, pp. 1–5, (2010).

- [22] C.Tang, X. Dai, Z. Wang, Y. Su, and Y. Sun: “A Bidirectional Contactless Power Transfer System with Dual-Side Power Flow Control,” Power System Technology (POWERCON), 2012 IEEE International Conference on, pp. 1–6, (2012).
- [23] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, and M. Neath: “A Steady-State Analysis of Bi-Directional Inductive Power Transfer Systems,” Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on, pp. 1618–1623, (2013).
- [24] H. Kudo, K. Ogawa, N. Oodachi, N. Deguchi, and H. Shoki: “Detection of a metal obstacle in wireless power transfer via magnetic resonance,” IEEE Telecommunications Energy Conference (INTELEC), (2011).
- [25] H. Kikuchi: “Metal-loop effects in wireless power transfer systems analyzed by simulation and theory,” 2013 IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS), pp. 201–204, (2013).
- [26] J. G. Bolger, F. A. Kirsten, and L. S. Ng: “Inductive power coupling for an electric highway system,” in Vehicular Technology Conference, 1978. 28th IEEE, pp. 137–144, (1978).
- [27] G. A. J. Elliott, J. T. Boys, and A. W. Green: “Magnetically Coupled Systems for Power Transfer to Electric Vehicles,” Power Electronics and Drive Systems, vol. 2, pp. 797–801, (1995).
- [28] T. Imura, H. Okabe, and Y. Hori: “Basic Experimental Study on Helical Antennas of Wireless Power Transfer for Electric Vehicles by using Magnetic Resonant Couplings,” Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE, pp. 936–940, (2009).
- [29] Y. Nagatsuka, N. Ehara, Y. Kaneko, S. Abe, and T. Yasuda: “Compact contactless power transfer system for electric vehicles,” in Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, pp. 807–813, (2010).
- [30] S. Li, and C. C. Mi: “Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications,” Emerging and Selected Topics in Power Electronics, pp. 1–14, (2014).
- [31] H. Fujimoto, S. Harada: “ Model-Based Range Extension Control System for Electric Vehicles With Front and Rear Driving-Braking Force Distribution ”, IEEE Trans. Industrial Electronics, VOL.62, NO.5, pp.3245-3254, (2015).
- [32] H. Fujimoto, H. Sumiya, ”Advanced Safety Range Extension Control System with Front- and Rear-active Steering and Left- and Right-force Distribution”, Proc. The 2012 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, pp.532-537, (2012).

- [33] Su Y. Choi, Beom W. Gu, Seog Y. Jeong and Chun T. Rim, “Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-powered Electric Vehicles,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol:3, Issue: 1 pp. 1836, (2014).
- [34] K. Throngnumchai, A. Hanamura, Y. Naruse, and K. Takeda, “Design and Evaluation of a Wireless Power Transfer System with Road Embedded Transmitter Coils for Dynamic Charging of Electric Vehicles,” pp. 1-10, (2013).
- [35] 大平孝, “走行中タイヤ内スチールベルトで集電する電化道路電気自動車,” *ワイヤレス・テクノロジー・パーク*, 横浜, 7月, (2012).
- [36] M. Sato, G. Yamamoto, D. Gunji, T. Imura. and H. Fujimoto, “Development of Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling,” *Transactions on Power Electronics*, IEEE 2015 9, Vol. 31, No. 7, (2015).
- [37] M. Sato, G Yamamoto, T. Imura and H. Fujimoto: “Experimental Verification of Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling”, *The 9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, Seoul, Korea, pp.1-6, (2015).
- [38] G. Yamamoto, “Investigation on Maximizing Power Transfer Efficiency of Wireless In-wheel Motor by Primary and Load-Side Voltage Control,” vol. 136, no. 2, pp. 118125, (2016).
- [39] 郡司大輔, 居村岳広, 藤本博志: “無線電力伝送の回路解析とワイヤレスインホイールモータの制御への応用”, *自動車技術会 2015 年春季大会*, S160, pp.846-851, (2015).
- [40] T. Imura, and Y. Hori: “Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 58, No. 10, pp. 4746–4752, (2011).
- [41] W. Zhang, S. C. Wong, C. K. Tse, and Q. Chen: “Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series-Series Compensated Inductive Power Transfer Systems,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 29, pp. 191–200, (2013).
- [42] S. Y. Cho, I. O. Lee, S. C. Moon, B. C. Kim, and K. Y. Kim: “Series-Series Compensated Wireless Power Transfer at Two Different Resonant Frequencies,” *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, pp. 1052–1058, (2013).
- [43] D. Gunji, T. Imura, H. Fujimoto, “Fundamental Research on Control Method for Power Conversion Circuit of Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling”, *IEEEJ Transaction on Industry Applications*, Vol. 135, No. 3 pp.182–191 (2015).

- [44] D. Gunji, T. Imura, H. Fujimoto, and S. Member, “Fundamental Research on Control Method for Power Conversion Circuit of Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling,” IEEJ Transactions on Industry Applications vol. 135, no. 3, pp. 182191, (2015).
- [45] トヨタ自動車株式会社, P2006-240430A, (2001).
- [46] 日産自動車株式会社, P2013-159188A, (2001).
- [47] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, “New characteristics analysis considering transmission distance and load variation in wireless power transfer via magnetic resonant coupling,” (INTELEC), 2012, pp. 1–5, (2012).
- [48] SAE International: “Wireless charging advances with selection of 85-kHz charging frequency”, <http://articles.sae.org/12647/> (2013).
- [49] H. Fujimoto, T. Miyajima, and J. Amada: “Development of Electric Vehicle with Variable Drive Unit System” , International Electric Vehicle Technology Conference & Automotive Power Electronics Japan 2014, (2014).
- [50] G. Guidi, “Minimization of Converter Ratings for MW-scale Inductive Charger Operated under Widely Variable Coupling Conditions,” Wireless Power (WoW), 2015 IEEE PELS Workshop on, (2015).
- [51] S. Sahraneshin, M. H. Ameri, and A. Y. Varjani, “A single to three-phase AC/ AC cycloconverter for Inductive Power Transfer” , 4th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2013), Feb 13-14, Tehran, Iran pp. 389393, (2013).
- [52] 大森 洋一, 中村 将之 “高周波 ZCS 変換器の研究”, 東洋電機製造技報, 第 133 号 4 月, (2016)
- [53] H. Takahashi, R. Hisamichi, and H. Haga, “High power factor control for current-source type single-phase to three-phase matrix converter,” 2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2009, pp. 3071-3076, (2009).
- [54] Y. Nakata, K. Orikawa, and J. I. Itoh, “Several-hundred-kHz single-phase to commercial frequency three-phase matrix converter using delta-sigma modulation with space vector,” 2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2014, pp. 571-578, (2014).

発表文献

論文誌論文

1. Motoki Sato, G. Yamamoto, D. Gunji, T. Imura, H. Fujimoto : "Development of Wireless In-Wheel Motor Using Magnetic Resonance Coupling", IEEE Transactions on Power Electronics", Publication Year: Page(s):5270 - 5278, (2016).
2. 佐藤 基, Giuseppe Guidi, 居村 岳広, 藤本 博志 : "ワイヤレスインホイールモータの高効率化および高応答回生の実現に関する研究", 電気学会論文誌 (D 部門誌), 投稿中
3. 佐藤 基, Giuseppe Guidi, 居村 岳広, 藤本 博志:, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics 投稿中

査読のある国際会議の論文

1. Motoki Sato, Giuseppe Guidi, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto: "Experimental Verification for Wireless In-Wheel Motor using Synchronous Rectification with Magnetic Resonance Coupling", International Electric Vehicle Technology Conference & Automotive Power Electronics Japan, Yokohama, Japan (2016).
2. Motoki Sato, Gaku Yamamoto, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto: "Experimental Verification for Wireless In-Wheel Motor using Synchronous Rectification with Magnetic Resonance Coupling", The 9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asis, Seoul, Korea (2015).

国内学会の論文

1. 佐藤 基, 山本 岳, 居村 岳広, 藤本 博志: "磁界共振結合方式を用いたワイヤレスインホイールモータの特性評価", 自動車技術会 2015 年春季大会, S268, pp.1395-1398, (2015).

2. 佐藤 基, 山本岳, 郡司 大輔, 居村 岳広, 藤本 博志: “磁界共振結合方式を用いたワイヤレスインホイールモータの開発”, 自動車技術会 2014 年秋季大会, No.113-14, pp.9-12, (2014).
3. 佐藤 基, 居村 岳広, 藤本 博志: “出力電力フィードフォワード制御を用いたワイヤレスインホイールモータの開発報告”, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 2-14, pp.135-138, (2014).

共著論文

1. Hiroshi Fujimoto, Motoki Sato, Daisuke Gunji, Takehiro Imura: “Development and Driving Test Evaluation of Electric Vehicle with Wireless In-Wheel Motor”, International Electric Vehicle Technology Conference & Automotive Power Electronics, Yokohama, Japan, (2016).
2. Giorgio Lovison, Motoki Sato, Takehiro Imura, Yoichi Hori: “Secondary-side-only Control for Maximum Efficiency and Desired Power in Wireless Power Transfer System”, 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, Japan, (2015).
3. 郡司 大輔, 佐藤 基, 居村 岳広, 藤本 博志: “磁界共振結合ワイヤレス電力伝送における二次側コンバータを用いた負荷電圧制御手法の実験検証”, 2014 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, BI-8-4, pp.61-62, (2014).
4. 藤本 博志, 山本 岳, 佐藤 基, 郡司 大輔, 居村 岳広: “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 2015 年春季大会, S267, pp.1389-1394, (2015).

特許出願

1. インホイールモータシステム 藤本 博志, 居村 岳広, 山本 岳, 郡司 大輔, 佐藤 基: 外国特許出願中
2. 受電装置 居村 岳広, 平松 敏幸, 畑 勝裕, 藤本 博志, 堀 洋一, 佐藤 基: 特願 2015-218693
3. 電力伝送装置 藤本 博志, 佐藤 基, 大森 洋一, 穂吉 啓史: 特願 2016-48789
4. 電力変換装置 藤本 博志, 佐藤 基: 特願 2016-48808