

平成 28 年度

修士論文

Master's thesis

複数電力源を搭載したワイヤレスインホイールモータの
システム制御に関する研究

Study on System Control for Wireless In-Wheel Motor
with Multiple Power Sources

2017 年 1 月 30 日提出

January, 2017

指導教員 堀 洋一 教授

Supervisor Professor Yoichi Hori

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

47156077 竹内 琢磨

Takuma Takeuchi

目次

1 序論	1
1.1 電気自動車の特徴と課題	1
1.1.1 パワーエレクトロニクスおよび車両運動制御による航続距離延長	2
1.1.2 走行中給電による航続距離延長	2
1.2 インホイールモータ	4
1.3 走行中ワイヤレス電力伝送	6
1.4 ワイヤレスインホイールモータ	7
1.5 研究目的	8
1.6 論文構成	9
2 複数電力源を搭載したワイヤレスインホイールモータ	11
2.1 概要	11
2.2 システム構成	12
2.3 ホイール側にエネルギーストレージを搭載することによる総合効率の向上	13
2.4 走行中ワイヤレス電力伝送の適用	13
2.5 実験装置について	14
2.5.1 W-IWM2 ミニモデル	15
2.5.2 走行中ワイヤレス電力伝送試験ベンチ	15
3 複数電力源のパワーフロー制御	18
3.1 ホイール側各変換器の制御	18
3.1.1 ホイール側 DC/DC コンバータ	18
3.1.2 ホイール側車体用 AC/DC コンバータ	18
3.1.3 ホイール側路面用 AC/DC コンバータ	18
3.2 ホイール側 DC/DC コンバータによる電圧制御	19
3.3 ホイール側車体用 AC/DC コンバータによる受電電力制御	21
3.4 負荷変動時のパワーフロー変化	23
3.4.1 シミュレーション	23
3.4.2 実験	26

3.5	P_{WPT} 変化時のパワーフロー変化	27
3.5.1	シミュレーション	28
3.5.2	実験	28
4	システム効率向上を目指したパワーマネジメント	30
4.1	ホイール側車体用 AC/DC コンバータによる LiC の SOC 制御	30
4.1.1	ホイール側回路モデル	30
4.2	負荷電力変動時のパワーマネジメント	32
4.2.1	シミュレーション	33
4.2.2	実験	34
4.3	SOC 制御指令値 v_{LiC}^* 変化時のパワーマネジメント	34
4.3.1	シミュレーション	34
4.3.2	実験	34
5	走行中ワイヤレス電力伝送の適用	37
5.1	走行中ワイヤレス電力伝送におけるシステム構成	37
5.2	必要送電電力計算法	38
5.2.1	走行抵抗 [44]	39
5.2.2	走行に要するパワー・エネルギー	39
5.2.3	敷設率	40
5.2.4	路面側設備の必要送電電力	41
5.3	等速走行における計算例	41
5.3.1	走行に要する電力	42
5.3.2	車両速度に対する必要送電電力	42
5.3.3	敷設率に対する必要送電電力	42
5.3.4	SOC 変化量に対する必要送電電力	44
5.4	パターン走行における計算例	45
5.5	ワイヤレスインホイールモータへの適用	47
5.5.1	W-IWM2 への走行中ワイヤレス電力伝送における必要送電電力	47
5.5.2	走行中ワイヤレス電力伝送を適用した場合のパワーマネジメント	49
6	実車試験用大電力モデル	53
6.1	実車試験用大電力モデル構成と実験環境	53
6.1.1	実車試験用大電力モデルの構成	53
6.1.2	実験車両構成	55
6.1.3	走行中ワイヤレス電力伝送実験レーン	56
6.2	ミニモデルとの制御手法の差異	58
6.2.1	同期式位相シフト方式を用いたホイール側 AC/DC コンバータの電力制御	58

6.2.2	2モード方式との差異	59
6.3	モータベンチ試験	59
6.3.1	負荷力行試験	60
6.3.2	負荷電力ステップ変動時のパワーマネジメント	61
6.3.3	走行中ワイヤレス電力伝送適用時のパワーマネジメント	62
6.4	実車試験	64
7	結論	65
	謝辞	68
	参考文献	70
	発表文献	75

目 次

1	Dynamic Charging Lane & Vehicle.[8]	2
2	Experiment on Dynamic Wireless Power Transfer at Oak Ridge National Laboratory.[13]	3
3	22 kW receivers with geometrical position shift.[17]	4
4	Anti-lift & anti-squat angle.[19]	5
5	Parallel line-based Wireless Power Transfer.[30]	6
6	The first trial unit of W-IWM and experimental vehicle	7
7	Conventional system configuration of W-IWM.	7
8	Construction of this thesis.	10
9	System configuration of W-IWM2.	12
10	Equivalent circuit of D-WPT for LiC.	14
11	Equivalent circuit of D-WPT for wheel-side DC-link.	14
12	Experimental setup.	15
13	Experimental setup for Dynamic Wireless Power Transfer.	16
14	Road-side inverter for D-WPT.	16
15	Operation mode of 2mode control.	19
16	Circuit model of wheel side DC/DC converter.	20
17	Equivalent circuit of WPT on chassis to wheel.	21
18	Block diagram of Power-flow control.	23
19	Power-flow change with load fluctuation.	25
20	Simulation result of power-flow change with load fluctuation.	25
21	Experimental result of power-flow change with load fluctuation.	26
22	Power-flow change with P_{WPT} control.	27
23	Simulation result of power-flow change with P_{WPT} control.	27
24	Experimental result of power-flow change with P_{WPT} control.	28
25	Circuit model of wheel-side on W-IWM2.	30
26	Block diagram of Power-management.	31
27	Simulation result of stepwise load power fluctuation.	32
28	Experimental result of load power fluctuation.	33
29	Simulation result of v_{LiC}^* change.	35

30	Experimental result of v_{LiC}^* change.	36
31	DC-bus system	38
32	The receiving side.	38
33	Calculation-flow of required transmission power from a road-side coil.	39
34	Power for EV driving.	42
35	Efficiency vs. required transfer power.	43
36	Vehicle velocity vs. required transfer power ($\eta = 69.5\%$).	43
37	Installation ratio vs. required transfer power ($V=80$ km/h).	44
38	SOC variation vs. required transfer power.	44
39	Driving velocity pattern on JC08.	46
40	Required driving power on JC08.	46
41	DWPT system configuration of the wheel-side of W-IWM2.	48
42	Efficiency vs. required transfer power from a road-side coil(W-IWM2).	50
43	Simulation result of DWPT.	51
44	Experimental result of DWPT.	52
45	Wheel-side converters of W-IWM2.	53
46	Chassis-side converters of W-IWM2.	53
47	Chassis and wheel-side coil.	54
48	Road to wheel coil.	54
49	Outlines of W-IWM2 on vehicle.	55
50	DWPT experimental lane.	56
51	Road-side coils.	56
52	Phase-shift rectification on chassis to wheel AC/DC converter.	58
53	Motor bench test setup.	60
54	Motor bench test result at 1500rpm 55.5N · m.	61
55	Motor bench test result with stepwise load fluctuation.	62
56	Motor bench test result with dynamic wireless power transfer.	63

表 目 次

1	Parameters of small-power model.	17
2	Simulation parameters for power-flow control.	24
3	Simuration parameters.	41
4	Driving data of JC08 mode.	45
5	Calculation results on JC08.	47
6	Simuration parameters of DWPT for W-IWM2.	49
7	Required transmission power comparison between general EV and W-IWM2.	49
8	Parameters of W-IWM2.	54
9	Result of measurement on mutual inductance L_{mcw} (Right-side wheel).	55
10	Experimental result on receiving coil placement study for road-side coil.	57

概要

インホイールモータ方式は各ホイール内部にモータを搭載した電気自動車の駆動方式の一つである。この方式を採用することによって従来のオンボード方式と比較して機械部品の点数を減らすことが可能となり、ホイール出力の高応答化と駆動系の軽量化による車両運動制御性能の向上、航続距離の延長など様々なメリットが期待できる。一方で、車体側からホイール内部のモータに電力を供給する電力線は、一般的には3相モータが使用されるため3相電力線が必要となり、これが車両の走行時に生じる連続的な摺動、操舵輪にインホイールモータ方式を適用した場合には操舵時の屈曲等による断線が生じる場合がある。これまでには電力線の取り回しを工夫することで耐久性の向上を図った報告等が存在するが、この問題の根本的な解決には至っていない。そこで、著者らの研究グループではこの電力線の耐久性の問題を根本から解決することを目指し、電力線の代わりに磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送技術を適用した構成を提案した。これをワイヤレスインホイールモータ (Wireless In-Wheel Motor : W-IWM) と定義した。本研究はワイヤレスインホイールモータの更なる効率向上を達成することでインホイールモータの実現性を更に高めることを目的とする。そのために、総合効率の向上および走行中ワイヤレス電力伝送への対応を目指したシステム構成を持つワイヤレスインホイールモータ試作2号機 (W-IWM2) を対象としたシステム制御法を提案し、実機試験によって実証を行う。該当のシステムは定電力負荷特性を持つモータ対してワイヤレス電力伝送によって電力供給を可能としたワイヤレスインホイールモータのホイール側にエネルギーデバイスとしてリチウムイオンキャパシタ (Lithium-ion Capacitor : LiC) と路面側に敷設された送電設備から走行中に電力を受電する走行中ワイヤレス電力伝送を可能とする受電回路が追加された構成をしている。ホイール側に LiC を搭載する主目的はホイール側で発生する負荷の回生ブレーキによる回生電力を LiC に高効率に充電させることでシステムの総合効率を向上させることであるが、効率向上を達成するためにはホイール側の電力の流れを制御するパワーフロー制御を実現する必要がある。更に、走行中ワイヤレス電力伝送が可能な走行区間を走行する際には、基本的路面側からの伝送電力で走行を行い余剰分は LiC に充電し、不足分がある場合は車体側からの電力伝送を行う必要があるため、このような複数の電力源間での電力の流れを管理するパワーマネジメントの達成が要求される。以上の検討はインホイールモータというスペース上の制約が大きく、定電力負荷特性を持つアプリケーションを対象として行われることから、一般的な電気自動車へのバッテリー充電をワイヤレス電力伝送を用いて行う場合と比較して厳しい条件であると考えられる。従って、本研究は一般的な電気自動車にスーパーキャパシタ等の複数のエ

エネルギーストレージを搭載したシステムにも容易に適用可能であると考えられる。

第2章では本論文で対象とする複数電力源を搭載したワイヤレスインホイールモータ (W-IWM2) について述べた。該当システムの構成を示し、その特徴と従来のワイヤレスインホイールモータに対する優位性およびシステムの動作を実現するための課題点について述べた。また、本論文において提案するシステム制御法を実証するための実験装置（ミニモデル・走行中ワイヤレス電力伝送試験用ベンチ）についてもここに示した。

第3章では W-IWM2 のパワーフロー制御について述べた。ホイール側の LiC を用いた高効率な動作の実現にはホイール側の各変換器におけるそれぞれの電力の流れを制御する必要がある。更に、SS トポロジを用いたワイヤレス電力伝送により定電力特性を持った負荷に電力伝送を行う際にはホイール側 DC リンク電圧が不安定になるため、DC リンク電圧の安定化制御を同時に達成する必要がある。そのため、ホイール側 DC/DC コンバータに DC リンク電圧の安定化制御を適用することで DC リンク電圧の安定化と同時に DC リンクコンデンサにおける電力の過不足を LiC に補償させ、この時自動的に決定される LiC の出入力電力をホイール側車体用 AC/DC コンバータに対して車体側からのワイヤレス電力伝送による受電電力の制御を適用することで間接的に制御させる。このようにしてホイール側で任意のパワーフロー制御が可能になるため、その実現性をシミュレーションとミニモデルを用いた実験によって実証した。

第4章では W-IWM2 の高効率な動作を実現するパワーマネジメントについて述べた。第3章で提案したパワーフロー制御を元に回生電力は LiC に充電し、そのエネルギーで負荷を力行するといった動作を自動的に達成するホイール側車体用 AC/DC コンバータの制御を提案した。LiC の充電率 (State of Charge : SOC) が LiC の電圧と比例することに着目し、これを指令値に制御することで上記のパワーマネジメントを実現させる。その実現性をシミュレーションとミニモデルを用いた実験により実証した。

第5章では走行中ワイヤレス電力伝送の適用について考察した。はじめにバッテリーをエネルギーストレージとして搭載し、オンボード式のモータで走行を行う一般的な電気自動車に対する走行中ワイヤレス電力伝送を例としてそのシステム構成を紹介し、路面側の送電設備において路面側コイル一つ当たりで伝送する必要のある電力を算出する計算法を提案した。これによって路面-車体間の走行中ワイヤレス電力伝送の伝送効率だけでなく各変換器の効率やモータ効率・機械要素の効率等を含めた総合効率を考慮することが可能になり、より現実に近い変換器等の容量やコストを検討することが可能になった。この計算結果を元に W-IWM2 に対する走行中ワイヤレス電力伝送の優位性を一般的な電気自動車に対する適用と比較して示した。更に、第4章で提案したパワーマネジメントを適用することで走行中ワイヤレス電力伝送を W-IWM2 に対して適用した場合においてもホイール側のモード切り替え等を必要とせずに適用が可能であることをシミュレーションとミニモデルおよび走行中ワイヤレス電力伝送用ベンチ試験装置を用いた実験によって実証した。

第6章では前章までにミニモデル等を用いて実証したシステム制御を実装した実車試験用大電力モデル (W-IWM2) について述べた。実車試験用大電力モデルの構成と実装したシステム制御を示し、モータベンチ試験の試験結果と実車に搭載した際の実車試験の実現性について考

察を行った。また，走行中ワイヤレス電力伝送の実車試験を行うために製作した走行中ワイヤレス電力伝送用試験レーンに関してもここに述べた。

第7章では W-IWM2 のシステム制御について振り返り，本論文のまとめとした。

第 1 章

序論

1.1 電気自動車の特徴と課題

近年、主に環境性能の高さから電気自動車が注目を集めている。電気自動車はバッテリー等のエネルギーストレージから取り出した電力でモータを駆動して走行する自動車を示す。電気自動車は内燃機関を搭載した従来の自動車と比較して以下のような特徴が挙げられる。

- ・ 高速トルク応答
- ・ 出力トルクの正確な測定が可能
- ・ モータの分散配置が容易
- ・ 回生ブレーキが可能

トルク応答について、内燃機関のトルク応答が数百 msec であることに対して、モータのトルク応答は数 msec と 2 桁早い [1]。更に、モータはその回転速度と出力電流から正確な出力トルクの測定が可能であり、これらの特徴から内燃機関自動車と比較して制御性能が格段に高いと言える。また、車載スペース上複数の内燃機関を車両に搭載することは一般に困難であると考えられるが、モータであれば小型のものを分散配置することが比較的容易であり、先述の制御性能の高さも相まって各車輪の独立制御による高性能な車両運動制御の実現性も高いと言える。

一方で、電気自動車はエネルギーストレージとして主にバッテリーを使用しているため、

- ・ 一充電あたりの航続距離の短さ
- ・ 充電時間の長さ

上記のような課題を抱えており、バッテリー性能によって強い制限を受けている。そのため、単にバッテリーを多く搭載するだけでは航続距離は伸ばすことが出来ても充電時間が長くなってしまいコストも増加してしまい問題の根本的な解決には至らない。更に、バッテリー搭

載量が増加すれば車体重量の増加にもつながり、運動性能やエネルギー効率の低下も懸念される。また、バッテリーは繰り返しの急速な充放電に弱く、急速充電は勿論急激な加速や回生ブレーキ時の大電流により負担がかかることで徐々にバッテリー容量が減少してしまう。これに対して、バッテリーの他にスーパーキャパシタ (SC : Supercapacitor) 等を併用した HESS (Hybrid Energy Storage System) を採用することで、低エネルギー密度ではあるが高出力密度であり繰り返しの充放電に強い SC の特性を利用したバッテリー出力のピークカットによるバッテリー負荷の軽減 [2, 3] 等の研究が多く報告されている。

1.1.1 パワーエレクトロニクスおよび車両運動制御による航続距離延長

電気自動車の航続距離延長を実現するために、バッテリー性能の向上以外にも様々な研究が報告されている。消費電力の低減による航続距離延長を狙った手法としては、モータを高効率に駆動させる手法や電力変換器の高効率化といったパワーエレクトロニクスのアプローチや車両の運動制御等が挙げられる。パワーエレクトロニクスのアプローチとしては、モータの効率特性を考慮してモータ駆動用インバータの入力電圧の制御を行う手法 [4] や、HESS を搭載した電気自動車に地形情報を利用した電力配分の制御を適用することでシステム効率を改善させる手法 [5] などが挙げられる。車両の運動制御においては、電気自動車の利点の一つであるモータの分散配置を各車輪内部にモータを配置する形で行った、インホイールモータ方式による車両運動制御による航続距離延長 [6] が学術的にも産業的にも注目を集めている。

1.1.2 走行中給電による航続距離延長

現在の電気自動車はバッテリー性能の制限からバッテリーの積載量を増加することで航続距離を確保している。しかし、依然として一充電当たりの航続距離は 200 km 程度であり、バッテリー容量が増加することで満充電までに掛かる充電時間も急速充電で 30-60 分と利便性に欠け



Fig. 1: Dynamic Charging Lane & Vehicle.[8]



Fig. 2: Experiment on Dynamic Wireless Power Transfer at Oak Ridge National Laboratory.[13]

る。この問題に対して道路の路面等に設置された給電設備から走行中の車両に電力供給を行う、走行中給電を実現することで解決を目指した研究が数多く報告されている。走行中給電の手法は大まかに2つ存在し、接触式とワイヤレス式がある。電気鉄道は古くから接触式での走行中給電によって走行を行っており、300 km/hに達する速度域における走行電力の供給が実用化されている [7]。Fig. 1 に示した接触式の電気自動車応用例においては、自動車専用道路のガードレールに設置された給電設備と車両に装備された集電装置間を接触させることで150 kW もの大電力を受電することを目指している [8]。

ワイヤレス式に関しては、2007 年に MIT が開発した磁界共振結合方式 [9] のワイヤレス電力伝送を走行中給電に適用する検討が盛んに行われている。磁界共振結合方式の基本的な原理は、従来より携帯電話や電動歯ブラシへの充電等に用いられてきた電磁誘導方式と類似しているが、伝送用コイルに対して共振用コンデンサを追加することで共振現象を起こし、力率の補償を行うことで大電力・高効率なワイヤレス電力伝送を数十 cm 大ギャップにおいて実現している。そのため、電磁誘導方式よりも広いアプリケーションが検討されており、電気自動車の停車中充電 [10] は勿論、医療用のインプラント機器への給電 [11] や電動アシスト自転車の充電 [12] 等様々なアプリケーションに関する検討がなされている。更に、送電コイルと受電コイルの相対的な位置ずれにも強いと、Fig. 2 に示したように路面側に敷設された送電コイルと走行する車両側の受電コイル間で絶えず相対位置が変化する走行中ワイヤレス電力伝送に対しても応用研究が広く行われている [13, 14]。また、従来は接触式で実現されていた高速鉄道への給電をワイヤレス式で実現することを目的として1 MW もの大電力の伝送を検討した研究 [15] も報告されており、接触式と比較しても遜色ない大電力で行った検討も報告が増えてきている。一方



Fig. 3: 22 kW receivers with geometrical position shift.[17]

で、大電力のワイヤレス電力伝送においては漏洩磁界も大きくなり、周辺機器や人体への影響も考慮する必要が生じる。これに対しては、漏洩する磁界に対して逆位相の磁界を発生させるコイルを付加して漏洩磁界を抑制する研究 [16] や、Fig. 3 に示したように 22 kW の電力伝送を行う送受電コイルを 2 組用意してそれぞれの幾何的な位置関係を工夫し、更に逆位相で駆動することで漏洩磁界の抑制と合計 44 kW の大電力伝送に成功した例が報告されている [17]。このように技術的な進歩が著しいことが確認でき、今後は更に実用化に向けた大電力化・高効率化が進むと考えられる。なお、磁界共振結合方式以外にも、電界結合方式を用いて路面からタイヤを介して電力伝送を行う走行中ワイヤレス電力伝送の研究も報告されている [18]。

1.2 インホイールモータ

電気自動車はモータの搭載方法によって以下の 2 つの駆動形式に大別される。

- ・ オンボードモータ方式
- ・ インホイールモータ方式

オンボード方式は内燃機関を用いた自動車において、内燃機関の代わりにモータを搭載した方式と考えることが出来る。つまり、内燃機関の代わりに搭載したモータから減速機・デファレンシャルギア・ドライブシャフト等の駆動系機械部品を介してホイールを駆動する方式を示す。モータ出力とホイール間に複数の機械部品が介入しているため、機械共振がモータのトルク応答より低い周波数に現れホイールの出力応答向上が難しいといった問題が挙げられる。

インホイールモータ方式は各ホイール内部にモータを搭載した方式を示す。その中でも、モータの出力部がホイールに直接接続されるダイレクトドライブ方式と減速機を介してホイールに接続されるリダクションギア方式がそれぞれ挙げられるが、いずれもオンボード方式と比較し

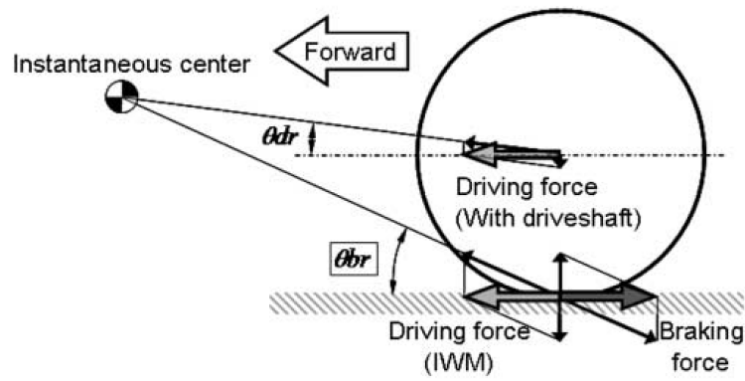


Fig. 4: Anti-lift & anti-squat angle.[19]

て機械部品の点数を減らすことが可能であり、ホイール出力の高応答化と駆動系の軽量化の観点で有利であるといえる [19]。

一方で、インホイールモータ方式にもいくつか課題が存在し、代表的なものを2点下記する。

- ・ バネ下重量の増加
- ・ 車体-ホイール間の電力線の耐久性

バネ下重量とは自動車のホイール部の重量を示しており、これが増加することでホイールが路面の凹凸等から受ける外力に対する応答性が低下し、乗り心地の悪化を招くことが知られている。この問題に対しては、Fig. 4 に示したようにインホイールモータ方式における駆動力の作用点がタイヤと路面の接地点であることにより、駆動力によってホイールの上下動を大きく発生できる点を利用した振動抑制制御に関する研究が報告されている [21]。乗り心地の改善に関しては、従来よりアクティブサスペンションを利用した振動抑制が検討されてきたが [22, 23]、インホイールモータを用いることで追加のアクチュエータを必要とせずに制振制御を実現することが出来る。更に、車両前後方向の振動抑制に関してもインホイールモータの前後駆動力を利用した研究 [24, 25] が行われており、オンボード方式と比較しても乗り心地を改善出来ることが期待されている。

車体側からホイール内部のモータに電力を供給する電力線は、一般的には3相モータが使用されるため3相電力線が必要となり、これが車両の走行時に生じる連続的な摺動、操舵輪にインホイールモータ方式を適用した場合には操舵時の屈曲等による断線が生じる可能性がある。更には走行中に路面と電力線間での共振現象が生じることで電力線のコネクタ部が断裂する可能性もあり、電力線の耐久性が大きな課題点の一つとされている。これに対しては電力線の取り回しを工夫することで耐久性の向上を図った報告 [26] 等が挙げられるが、依然根本的な解決には至っていない。

そこで、著者らの研究グループではこの電力線の耐久性の問題を根本から解決することを目指し、電力線の代わりに磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送技術を適用した構成を提案した。これをワイヤレスインホイールモータ (Wireless In-Wheel Motor : W-IWM) と定義した。

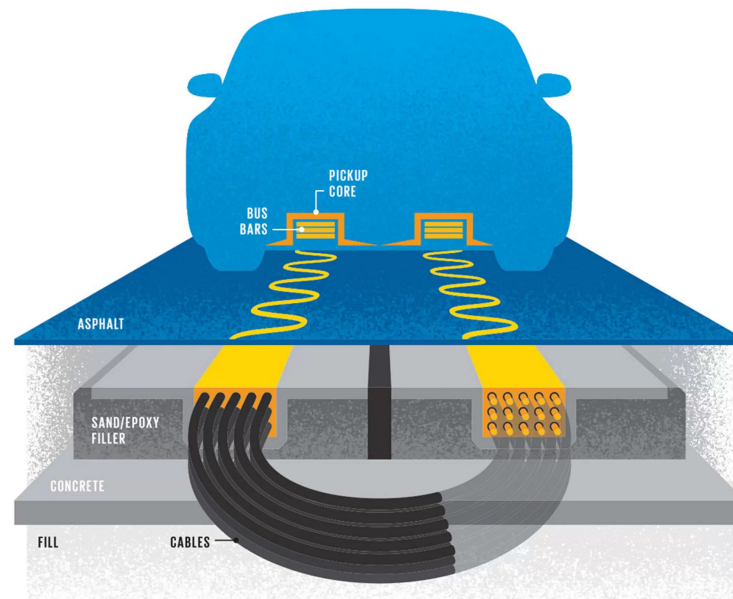


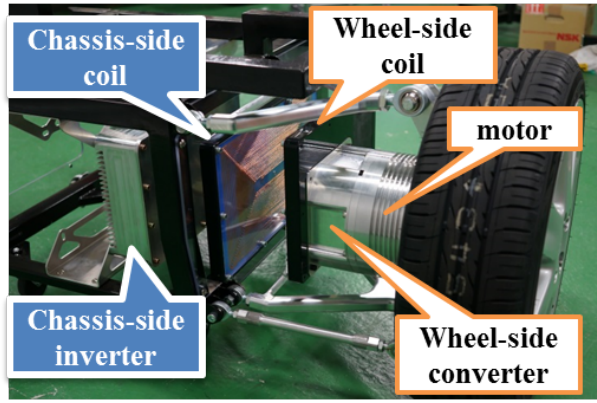
Fig. 5: Parallel line-based Wireless Power Transfer.[30]

1.3 走行中ワイヤレス電力伝送

本節では、走行中ワイヤレス電力伝送の電気自動車応用について述べる。なお、ここでは磁界共振結合方式を用いた走行中ワイヤレス電力伝送について扱う。これまでに停車中の電気自動車に対するワイヤレス電力伝送の研究は多数報告されており、走行中ワイヤレス電力伝送に関してもこれを元に検討が進められてきた。一方で、走行中ワイヤレス電力伝送においては、

- ・ 路面側と車両側のコイル間相互インダクタンス L_m が逐次変化する
- ・ 路面-車両間での通信が難しい
- ・ 路面側に大規模な送電設備が必要となる

上記のような点で停車中のワイヤレス電力伝送と異なる。 L_m が変化することで、電力伝送の最大効率となる動作点が逐次的に変わってしまう上に、本研究で取り扱う SS トポロジーのワイヤレス電力伝送においては L_m が小さい領域（路面側コイルから車両側が遠い）状況において電力伝送を行うと路面側に大電流が発生し機器の破壊を招く。そのため、車両側の情報を用いてリアルタイムに L_m の推定を行うことで伝送効率の最大化を行う研究 [27] や路面側のインバータ電流から車両の侵入を検知し、電力伝送が可能な L_m の範囲での電力伝送を追加の車両検知用センサ等を用いないで行うセンサレス車両検知の研究 [28] 等が報告されている。路面-車両間の情報通信に関しては、例として路面側のコイル一つが進行方向に 1 m の長さを持っていると仮定すると、80 km/h で走行している車両は路面側コイル上を約 45 msec で通過するため、通信遅れ等を考慮すると路面側と車両側での情報通信を行うことは極力避けたい。そのため、車両側の情報を用いた路面側情報の推定法等が報告されている [29]。路面側の構成に関しては Fig. 5 に示した路面側設備の簡潔化に有効と考えられる平行 2 線式 [30, 31] や Fig. 2 に示し



(a) The first trial unit of W-IWM



(b) Experimental vehicle

Fig. 6: The first trial unit of W-IWM and experimental vehicle

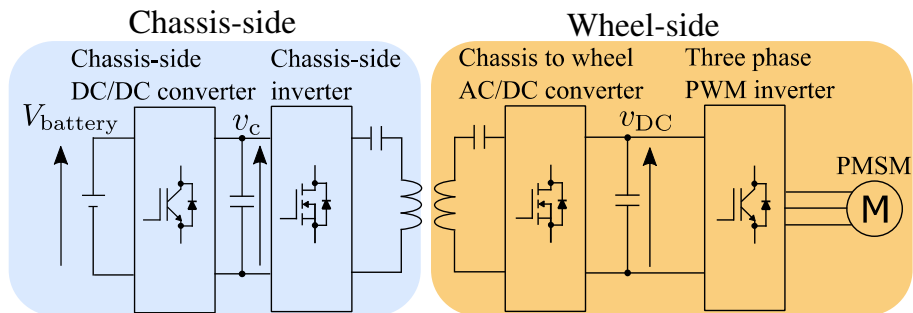


Fig. 7: Conventional system configuration of W-IWM.

た路面側に複数敷設されたコイルと車両側コイルとで1対1の電力伝送を行う方式が挙げられるが、本研究では大電力・高効率な電力伝送が比較的容易と考えられる後者の方式を取り扱う。いずれにしても、路面側送電設備は路面上長距離にわたる大規模なものとなるため、ワイヤレス電力伝送用回路のトポロジーを工夫することで路面側インバータの個数を削減することで路面側設備を簡潔化する研究等が報告されている [32, 33]。

1.4 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は著者らの研究グループによって提案された、インホイールモータ方式において車体-ホイール間に存在する電力線を磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送を用いて完全に廃したインホイールモータを示す [34]。Fig. 6に実験車両に搭載して走行試験に成功したワイヤレスインホイールモータ試作1号機の外観とこれを後輪2輪に搭載した実験車両の外観を示し、Fig. 7にそのシステム構成を示す。ここで、 V_{battery} ：車体側バッテリー電圧、 v_{DC} ：ホイール側DCリンク電圧を示す。本論文では説明の便宜上、車体-ホイール間のワイヤレス電力伝送用車体側・ホイール側変換器をそれぞれ車体側インバータ・車体用AC/DCコ

ンバータと定義するが、いずれもフルブリッジの回路であり車体側とホイール側で対称な構成となっている。また、3相PWMインバータとモータを合わせて負荷と定義する。車体-ホイール間のワイヤレス電力伝送の共振回路トポロジーとして車体側とホイール側が対称な構成となるSSトポロジー[35]を適用している。SSトポロジーはバッテリーやモータのように数十kW程度の比較的大きな電力を要求する負荷の場合に伝送効率が最大となるワイヤレス電力伝送の動作点に設定しやすく[36]、更に送電側と受電側で対称な回路構成であるため双方向の電力伝送に適していることからワイヤレスインホイールモータは良い適用例であると言える。一方で、SSトポロジーのワイヤレス電力伝送を定電力特性を持った負荷に対する電力伝送に用いる場合、負荷電圧が不安定になることが知られている[36]。そのため、文献[34]において著者らの研究グループではホイール側車体用AC/DCコンバータを用いたDCリンク電圧制御を提案し、車体側からの伝送電力と負荷の要求電力を一致させることでSSトポロジーのワイヤレス電力伝送によるモータ駆動を世界で初めて成功させた。その際に行われた、ワイヤレスインホイールモータ試作1号機を用いた実験では、1輪あたりの伝送電力で3.3kWを車体側バッテリーから負荷が接続されたホイール側DCリンク間の伝送効率で約89%を達成しており、更には実験車両の走行試験および回生ブレーキ時の電力を車体側に回生することにも成功している。

以上から、ワイヤレスインホイールモータを実現することでインホイールモータの実用性を飛躍的に高めることに成功したことがわかる。一方で、インホイールモータというアプリケーションの性質上更なる動作効率の向上が求められ、結果としては更なる航続距離の延長を達成することが望まれる。従って、本論文ではシステムとしての総合効率の向上を目的とした新たなシステム構成の提案を行い、そのシステム制御に関する研究を報告する。更に、電気自動車の航続距離延長技術として期待されている走行中ワイヤレス電力伝送を適用することで、究極的には路面側から電力を受電可能な走行区間における航続距離の無限化が期待できる。

1.5 研究目的

本研究はワイヤレスインホイールモータの更なる効率向上を達成することでインホイールモータの実現性を更に高めることを目的とする。そのために、総合効率の向上および走行中ワイヤレス電力伝送への対応を目指したシステム構成を持つワイヤレスインホイールモータ試作2号機(W-IWM2)を対象としたシステム制御法を提案し、実機試験によって実証を行う。該当のシステムは定電力負荷特性を持つモータ対してワイヤレス電力伝送によって電力供給を可能としたワイヤレスインホイールモータのホイール側にエネルギーデバイスとしてリチウムイオンキャパシタ(Lithium-ion Capacitor : LiC)と路面側に敷設された送電設備から走行中に電力を受電する走行中ワイヤレス電力伝送を可能とする受電回路が追加された構成をしている。ホイール側にLiCを搭載する主目的はホイール側で発生する負荷の回生ブレーキによる回生電力をLiCに高効率に充電させることでシステムの総合効率を向上させることであるが、効率向上を達成するためにはホイール側の電力の流れを制御するパワーフロー制御を実現する必要がある。更に、

走行中ワイヤレス電力伝送が可能な走行区間を走行する際には、基本的路面側からの伝送電力で走行を行い余剰分はLiCに充電し、不足分がある場合は車体側からの電力伝送を行う必要があるため、このような複数の電力源間での電力の流れを管理するパワーマネジメントの達成が要求される。以上の検討はインホイールモータというスペース上の制約が大きく、定電力負荷特性を持つアプリケーションを対象として行われることから、一般的な電気自動車へのバッテリー充電をワイヤレス電力伝送を用いて行う場合と比較して厳しい条件であると考えられる。従って、本研究は一般的な電気自動車にスーパーキャパシタ等の複数のエネルギーストレージを搭載したシステムにも容易に適用可能であると考えられる。

1.6 論文構成

Fig. 8に本論文の構成を示す。

第2章では本論文で対象とする複数電力源を搭載したワイヤレスインホイールモータ(W-IWM2)について述べる。該当システムの構成を示し、その特徴と従来のワイヤレスインホイールモータに対する優位性およびシステムの動作を実現するための課題点について述べる。また、本論文において提案するシステム制御法を実証するための実験装置（ミニモデル・走行中ワイヤレス電力伝送試験用ベンチ）についてもここで記述する。

第3章ではW-IWM2のパワーフロー制御について述べる。ホイール側のLiCを用いた高効率な動作の実現にはホイール側の各変換器におけるそれぞれの電力の流れを制御する必要がある。更に、SSトポロジーを用いたワイヤレス電力伝送により定電力特性を持った負荷に電力伝送を行う際にはホイール側DCリンク電圧が不安定になるため、DCリンク電圧の安定化制御を同時に達成する必要がある。そのため、ホイール側DC/DCコンバータにDCリンク電圧の安定化制御を適用することでDCリンク電圧の安定化と同時にDCリンクコンデンサにおける電力の過不足をLiCに補償させ、この時自動的に決定されるLiCの出入力電力をホイール側車体用AC/DCコンバータに対して車体側からのワイヤレス電力伝送による受電電力の制御を適用することで間接的に制御させる。このようにしてホイール側で任意のパワーフロー制御が可能になるため、その実現性をシミュレーションとミニモデルを用いた実験によって実証する。

第4章ではW-IWM2の高効率な動作を実現するパワーマネジメントについて述べる。第3章で提案したパワーフロー制御を元に回生電力はLiCに充電し、そのエネルギーで負荷を力行するといった動作を自動的に達成するホイール側車体用AC/DCコンバータの制御を提案する。LiCの充電率(State of Charge : SOC)がLiCの電圧と比例することに着目し、これを指令値に制御することで上記のパワーマネジメントを実現させる。その実現性をシミュレーションとミニモデルを用いた実験により実証する。

第5章では走行中ワイヤレス電力伝送の適用について考察する。はじめにバッテリーをエネルギーストレージとして搭載し、オンボード式のモータで走行を行う一般的な電気自動車に対する走行中ワイヤレス電力伝送を例としてそのシステム構成を紹介し、路面側の送電設備にお

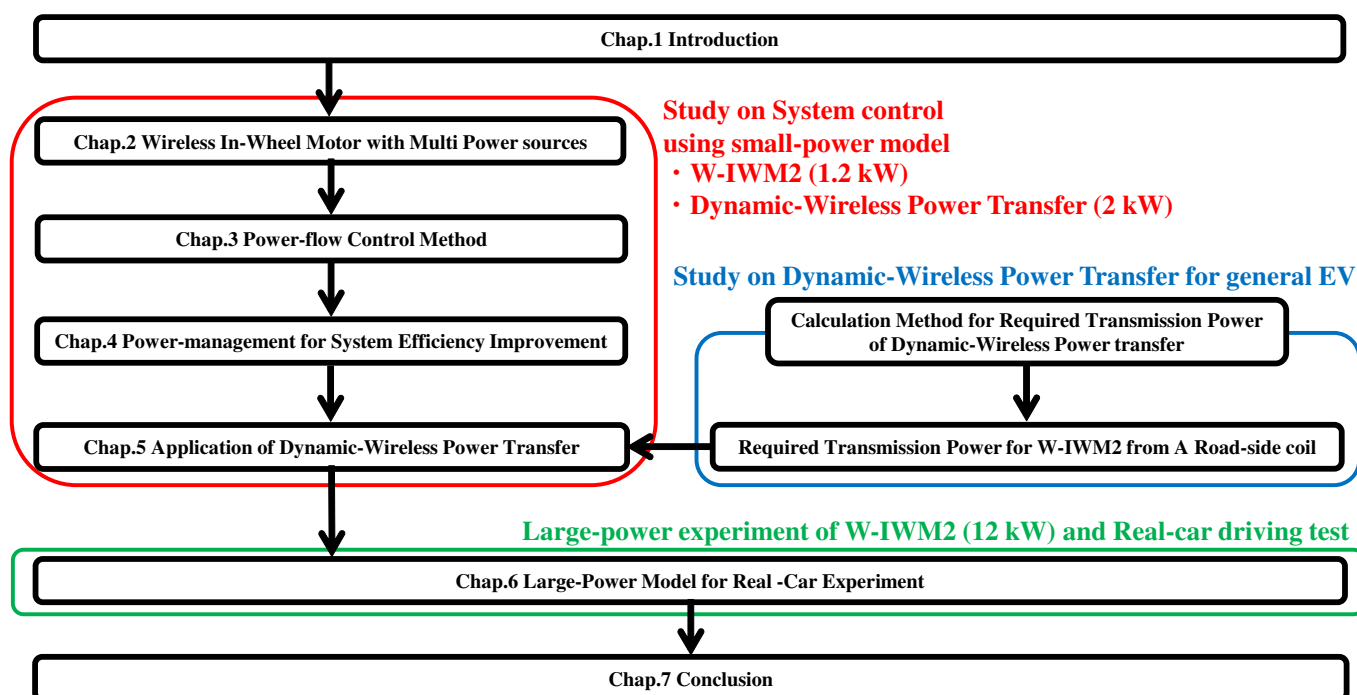


Fig. 8: Construction of this thesis.

いて路面側コイル一つ当たりで伝送する必要のある電力を算出する計算法を提案する。これによって路面-車体間の走行中ワイヤレス電力伝送の伝送効率だけでなく各変換器の効率やモータ効率・機械要素の効率等を含めた総合効率を考慮することが可能になり、より現実に近い変換器等の容量やコストを検討することが可能になる。この計算結果を元に W-IWM2 に対する走行中ワイヤレス電力伝送の優位性を一般的な電気自動車に対する適用と比較して示す。更に、第4章で提案したパワーマネジメントを適用することで走行中ワイヤレス電力伝送を W-IWM2 に対して適用した場合においてもホイール側のモード切り替え等を必要とせずに適用が可能であることをシミュレーションとミニモデルおよび走行中ワイヤレス電力伝送用ベンチ試験装置を用いて実証する。

第6章では前章までにミニモデル等を用いて実証したシステム制御を実装した実車試験用大電力モデル (W-IWM2) について述べる。実車試験用大電力モデルの構成と実装したシステム制御を示し、モータベンチ試験の試験結果と実車に搭載した際の実車試験の実現性について考察を行う。

第7章では W-IWM2 のシステム制御について振り返り、本論文のまとめとする。

第 2 章

複数電力源を搭載したワイヤレスインホイールモータ

本章では本論文でシステム制御の対象とする複数電力源を搭載したワイヤレスインホイールモータ試作 2 号機 (W-IWM2) のコンセプトとシステム構成について述べる。

2.1 概要

W-IWM2 は、インホイールモータの断線問題を根本から解決したワイヤレスインホイールモータの更なる実用性向上を目指して提案された。つまり、インホイールモータの実用性向上を最終目的とする。主に回生動作時の効率向上をホイール側にエネルギーストレージを搭載することで実現し、同様に走行中ワイヤレス電力伝送に対応した回路を追加する。これにより総合的な効率の向上と走行中ワイヤレス電力伝送による航続距離の延長を目指す。

モータのように定電力特性を持つ負荷に対して、SS 方式のワイヤレス電力伝送を適用する場合には負荷電圧が不安定になることが知られている [36]。文献 [34] で著者らの研究グループはホイール側車体用 AC/DC コンバータを用いて負荷電圧制御を行い、負荷電圧の安定化および車体-ホイール間の伝送電力制御に成功し、ワイヤレスインホイールモータを実現した。本論文で扱う W-IWM2 はホイール側に負荷 (電力源 1)、車体-ホイール間ワイヤレス電力伝送用回路 (電力源 2)、エネルギーストレージ (電力源 3) および走行中ワイヤレス電力伝送用回路 (電力源 4) が存在し、W-IWM2 を動作させるためには負荷電圧の安定化と同時にこれら複数の電力源間のパワーフロー制御を実現する必要がある。これまでも複数の電力源が電気自動車に搭載された HESS に対してワイヤレス電力伝送を適用した研究 [38, 37] は報告されているが、モータに対して直接走行中ワイヤレス電力伝送を適用した研究は報告されておらず、更には複数のワイヤレス電力伝送を同時に行う研究は存在しない。更に、W-IWM2 の高効率な動作を実現するためには回生電力を LiC に充電しその電力をモータで使用する必要があり、走行中ワイヤレス電力伝送の受電時には走行に必要な電力を負荷に供給し余剰分を LiC に充電するといったパワー

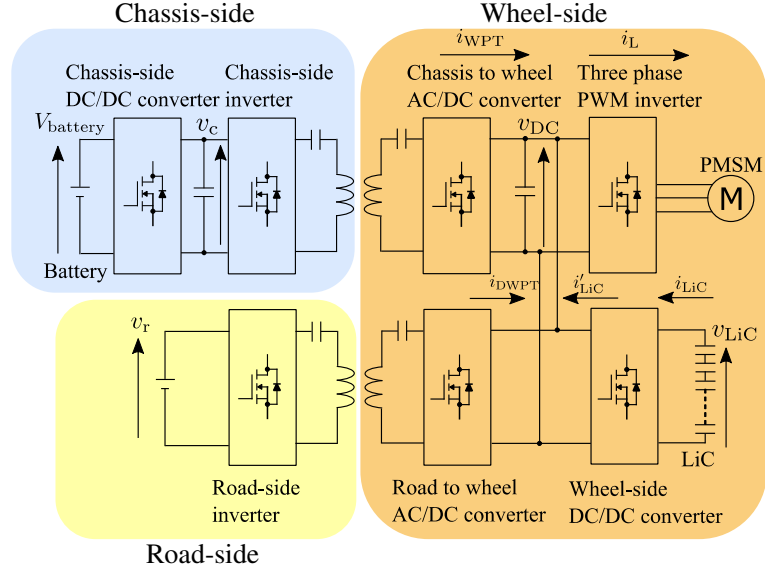


Fig. 9: System configuration of W-IWM2.

マネジメントを行う必要がある。従って、本研究ではこれら複数の電力源を用いた **W-IWM2** のホイール側パワーフロー制御を提案し、それを元に高効率な動作の実現を可能とするパワーマネジメントを提案することで **W-IWM2** のシステム制御法を実現する。

2.2 システム構成

Fig. 9 に **W-IWM2** のシステム構成を示す。ここで、 v_r : 路面側インバータ入力電圧、 i_L : 負荷電流、 i_{WPT} : 車体用 AC/DC コンバータ出力電流、 i_{LiC} : LiC 出力電流、 i'_{LiC} : ホイール側 DC/DC コンバータ出力電流、 i_{DWPT} : 路面用 AC/DC コンバータ出力電流を示す。なお、本論文では走行中に路面側に敷設された送電設備から電力をホイール側で受電する AC/DC コンバータを路面用 AC/DC コンバータと定義している。**W-IWM2** においては、ホイール側の DC リンクに DC/DC コンバータを介して LiC(Lithium-ion Capacitor) と路面用 AC/DC コンバータを介して走行中ワイヤレス電力伝送受電用の共振回路が追加されている。これにより、従来は負荷の回生動作時にもワイヤレス電力伝送を用いて車体側に電力を伝送していたのに対して、ホイール側で LiC に充電することで回生動作時に効率向上が期待できる。更に、走行中ワイヤレス電力伝送が適用可能となるため、更なる航続距離の延長も期待できるシステム構成となっている。なお、本システム構成において、ホイール側に搭載するエネルギーデバイスとして LiC を選定した理由は、LiC が一般的な EDLC 等の SC と同様に低エネルギー密度ではあるが高出力密度であり、繰り返しの充放電を行っても劣化が少ないだけでなく、EDLC と比較すると LiC のエネルギー密度が大きいため可能な限りホイール側のエネルギーストレージ用のスペースを小さくするためである。

2.3 ホイール側にエネルギーストレージを搭載することによる総合効率の向上

本節では W-IWM2 がホイール側にエネルギーストレージとして LiC を搭載することによって総合効率の向上が可能となる原理について述べる。従来の W-IWM においては、回生ブレーキ時に負荷で発生する回生電力をワイヤレス電力伝送によって車体側に回生していた。これに対して、W-IWM2 ではホイール側 DC/DC コンバータ介して LiC に充電すること可能になるため、回生時に電力が通過する変換器の数を削減することが出来る。従って、ワイヤレス電力伝送を用いて車体側に回生する場合にホイール側 DC リンクから車体側バッテリーまでの伝送効率が約 89 %であったのに対して、ホイール側 DC リンクから LiC までの回生効率で約 96 %まで効率改善が可能になる。更に、回生したエネルギーを負荷で使用する場合に回生時と逆の経路で電力が通過するため、従来は約 79 %であった効率が W-IWM2 では約 92 %まで向上させることが期待できる。

一方で、上記のような効率向上を実現するためには回生電力は LiC に充電し、そのエネルギーを負荷で使用するといった電力の流れを制御するパワーフロー制御を実現する必要がある。更に、W-IWM と同様に 3 相 PWM インバータを含むモータ負荷は定電力負荷特性を持つため、SS 方式のワイヤレス電力伝送で負荷に電力伝送を行う場合ホイール側の DC リンク電圧が不安定になるため、DC リンク電圧の安定化制御を同時に達成する必要がある。以上から、一般的な電気自動車の車載バッテリーに対して走行中ワイヤレス電力伝送を行う場合や、バッテリーと併せてスーパーキャパシタ（Supercapacitor : SC）等の蓄電装置を複数搭載した電気自動車の Hybrid Energy Storage System に対してワイヤレス電力伝送を行う場合それぞれと比較しても難易度が高いと言える。

2.4 走行中ワイヤレス電力伝送の適用

本節では W-IWM2 に対する走行中ワイヤレス電力伝送の適用について述べる。W-IWM2 のホイール側への走行中ワイヤレス電力伝送においては、ホイール側のシステム構成と併せて以下の 2 通りが考えられる。

a. 路面用 AC/DC コンバータを LiC に接続する

b. 路面用 AC/DC コンバータを DC リンクに接続する

a. では、走行中ワイヤレス電力伝送の路面-ホイール間の相互インダクタンス L_{mrw} がある程度の大きさを持った瞬間における T 型等価回路を Fig. 10 のように表すことが出来る。なお、 R_r , R_{rw} はそれぞれ路面側コイル抵抗、ホイール側路面用コイル抵抗であり、 v_r , v_{rw} は路面側インバータ出力電圧、ホイール側路面用 AC/DC コンバータ入力電圧である。この場合、LiC の電

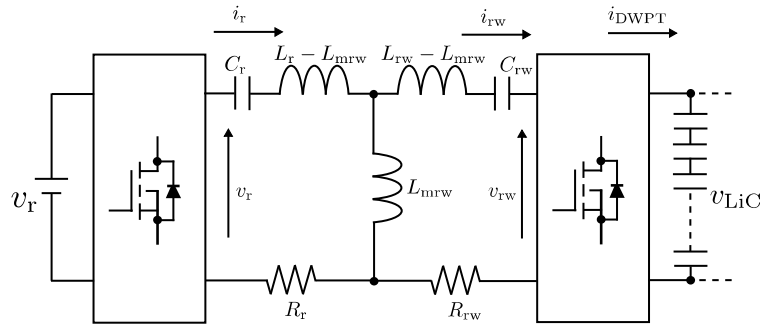


Fig. 10: Equivalent circuit of D-WPT for LiC.

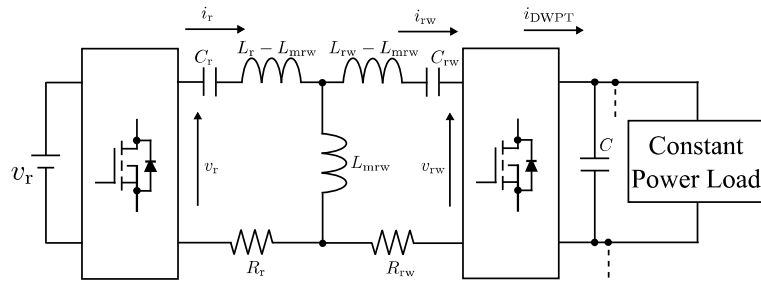


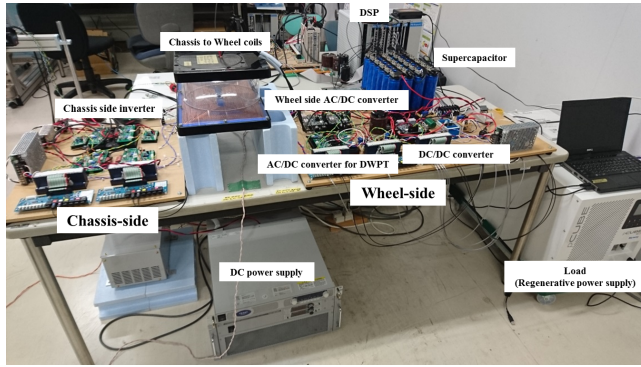
Fig. 11: Equivalent circuit of D-WPT for wheel-side DC-link.

圧変動がワイヤレス電力伝送の時定数よりも十分に遅いと仮定すると，LiC が定電圧負荷として振る舞うためバッテリーに対する電力伝送の場合と同様にワイヤレス電力伝送の適用が比較的容易となる。一方で，路面側から受電した電力が LiC と DC/DC コンバータを通過した後に負荷に供給されるため，モータに直接給電を行う場合と比較して効率の低下が懸念される。b. の場合については Fig. 11 でその等価回路を表すことが出来る。この場合はモータが定電力負荷特性を示すため，負荷電圧にあたる DC リンク電圧 v_{DC} が不安定になる。一方，路面側から受電した電力を直接負荷で使用する事が可能になるため，最も少ない数の変換器を介して路面側から負荷に電力を供給することが可能になる。

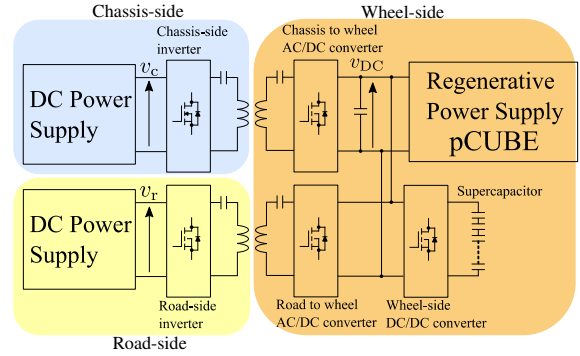
本研究においては b. の構成を採用し，DC リンク電圧の安定化制御を行うことで路面側からの走行中ワイヤレス電力伝送による高効率なモータ駆動を目指す。更に，路面側からの電力を受電している走行区間では，路面側からの電力で走行を行い余剰分は LiC に充電し車体側からの電力伝送は停止するといった，パワーマネジメントの検討を行う。

2.5 実験装置について

本節では W-IWM2 のシステム制御について実証試験を行うために製作した実験装置について述べる。



(a) Small-power model



(b) Circuit structure of small-power model

Fig. 12: Experimental setup.

2.5.1 W-IWM2 ミニモデル

Fig. 12 に本論文で提案するシステム制御の実証のために製作した実験装置の概要を示す。実車に搭載する実車試験用大電力モデル (W-IWM2) に対して各電力を小さく設計したため、説明の便宜上この実験装置を W-IWM2 ミニモデルと定義する。Fig. 12(a) はミニモデルの外観を示し、Fig. 12(b) はミニモデルの回路構成を示している。負荷の定電力特性を模擬させるために Myway 製の回生型直流電源 (qCUBE : MWBFP3-1250-J02) を使用している。また、回路構成の簡単化のために車体バッテリーと車体側 DC/DC コンバータをまとめて Texio 製の直流電源 (PU300-5) に置き換えている。実車試験用大電力モデルにおいては LiC を採用するが、ミニモデルにおいては代わりに日本ケミコン製の SC (DLCAP : 2300 F) を使用している。

2.5.2 走行中ワイヤレス電力伝送試験ベンチ

Fig. 13 に走行中ワイヤレス電力伝送における走行中のホイール側路面用コイルを模擬するために製作したベンチ試験装置を示す。アルミフレームで構成されたベンチにスライダを介してホイール側路面用コイルが取り付けられており、これをサーボモータでドライブベルトを介して駆動することで路面側コイル上を一定速度（最大 18 km/h）で通過させることが出来る。ベンチの全長は約 5,000 mm で路面側コイルは 1300 mm×300 mm のものを使用しており、このコイルをホイール側路面用コイルの進行方向に最大 2 つ並べた状態で各路面側コイル上をホイール側路面用コイルが一定速度で通過する試験を行うことが可能である。Fig. 14 に路面側インバータの外観を示す。路面側インバータはケースに 2 セット内蔵されており、2 組の路面側コイルを独立に駆動することが可能である。なお、本路面側インバータは第 6 章の実機試験においても同じものを使用する。

上記 2 つの実験装置を組み合わせる W-IWM2 の実際の動作を模擬する。実験装置の各パラメータは Tab. 1 に示した。なお、各相互インダクタンスは各コイルの中心が一致している場合をノミナル位置としてその時の値を測定した。

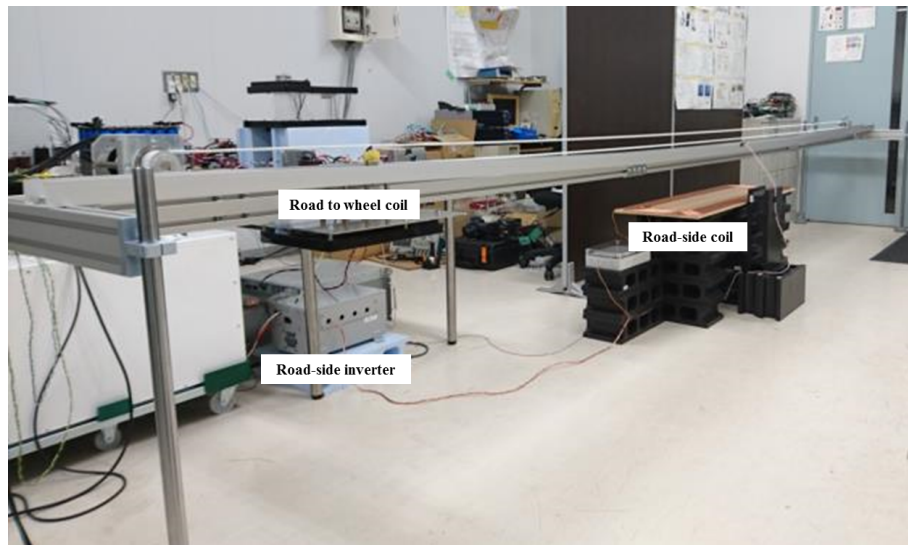


Fig. 13: Experimental setup for Dynamic Wireless Power Transfer.

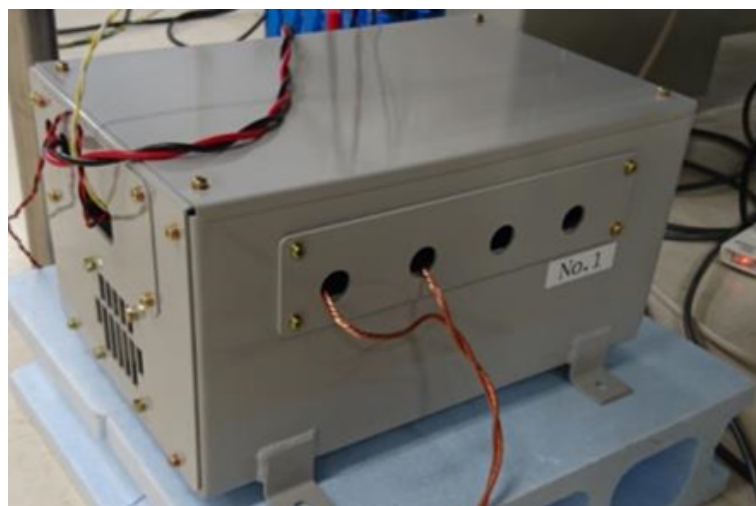


Fig. 14: Road-side inverter for D-WPT.

Tab. 1: Parameters of small-power model.

Resonance frequency	85 kHz
Switching frequency of DC/DC converter	40 kHz
Pole placement of PID controller	-1000 rad/s
Switching frequency of two-mode control	500 Hz
Pole placement of PI controller	-6.28×10^{-2} rad/s
Chassis-side DC-link voltage reference v_c^*	200 V
Road-side DC-link voltage reference v_r^*	200 V
Wheel-side DC-link voltage reference v_{DC}^*	300 V
Load maximum output	1.2 kW
SC capacitance	95.8 F
SC nominal voltage	50 V
Chassis-side coil resistance R_c	558.09 m Ω
Chassis-side coil inductance L_c	269.63 μ H
Chassis to wheel coil resistance R_{cw}	361.81 m Ω
Chassis to wheel coil inductance L_{cw}	224.51 μ H
Road-side coil resistance R_r	867.10 m Ω
Road-side coil inductance L_r	291.96 μ H
Road to wheel coil resistance R_{rw}	361.81 m Ω
Road to wheel coil inductance L_{rw}	223.85 μ H
Chassis to wheel coils gap	100 mm
Chassis to wheel coils mutual inductance L_{mcw}	51.67 μ H
Road to wheel coils mutual inductance L_{mrw}	34.51 μ H
DC-link capacitor C	2145 μ F
Inductance of DC/DC converter L	60.8 μ H
ESR of inductance and LiC r	41.0 m Ω

第 3 章

複数電力源のパワーフロー制御

本章では W-IWM2 を対象とした，複数の電力源を備えたワイヤレス電力伝送によるモータ駆動システムのパワーフロー制御について述べる。

3.1 ホイール側各変換器の制御

本論文で提案するシステム構成においては，従来の W-IWM と異なり複数の電力源からホイール側の DC リンクへ電力が出入りする。従って，モータを安定に動作させるためにはこれらの電力の流れを制御するパワーフロー制御が必要となる。

3.1.1 ホイール側 DC/DC コンバータ

LiC と接続された DC/DC コンバータによって DC リンク電圧 v_{DC} に対するフィードバック制御を行う。これにより，パワーフローの変化を DC/DC コンバータを介して LiC が収支し， v_{DC} の変動を抑制する。従って，ホイール側 DC/DC コンバータで v_{DC} のフィードバック制御を行うのみで，DC/DC コンバータを介して LiC が収支する電力 P_{LiC} が自動的に決定される。

3.1.2 ホイール側車体用 AC/DC コンバータ

車体からの伝送電力を受電するホイール側車体用 AC/DC コンバータによって車体側からのワイヤレス電力伝送による受電電力 P_{WPT} を制御する。これにより，ホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって自動的に決定されている P_{LiC} を間接的に制御することも可能になる。

3.1.3 ホイール側路面用 AC/DC コンバータ

路面側に敷設された送電用路面側コイルから走行中にホイール側路面用 AC/DC コンバータを介して走行中ワイヤレス電力伝送による電力 P_{DWPT} を受電する。ホイール側路面用 AC/DC

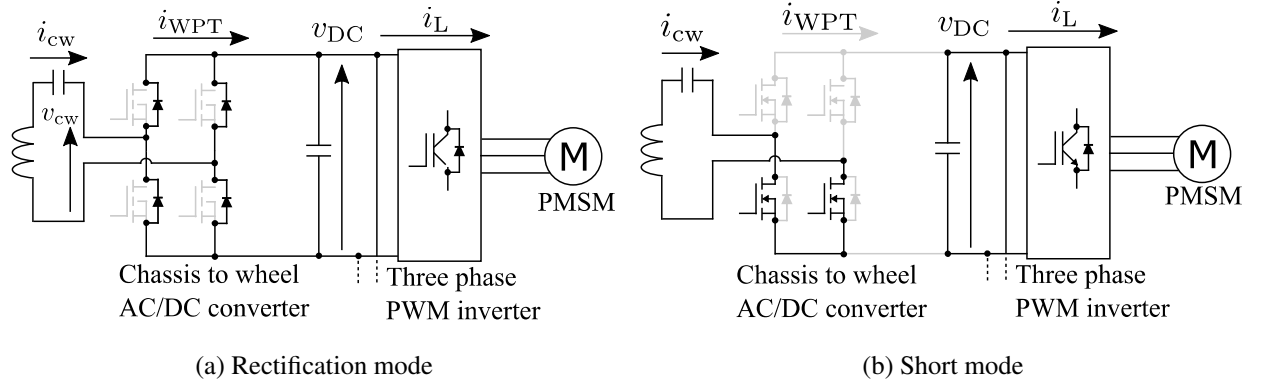


Fig. 15: Operation mode of 2mode control.

コンバータは Fig. 15 に示す 2 つのモードで動作する。電力受電時は Fig. 15(a) に示すようにダイオード整流器として動作する。電力を受電しない区間においては、Fig. 15(b) に示すようにフルブリッジの下両アームを ON することで路面用共振回路とホイール側 DC リンクを電氣的に切り離す。従って、ホイール側路面用 AC/DC コンバータは路面側からの電力を受電可能な走行区間では可能な限り受電を行うように動作する。

以上の制御を適用することによって、提案するシステムにおける負荷電力 P_L および P_{LiC} , P_{WPT} , P_{DWPT} によるパワーフローの関係式

$$P_L = P_{WPT} + P_{LiC} + P_{DWPT} \quad (3-1)$$

$$P_L = i_L v_{DC} \quad (3-2)$$

$$P_{WPT} = i_{WPT} v_{DC} \quad (3-3)$$

$$P_{LiC} = i'_{LiC} v_{DC} \quad (3-4)$$

$$P_{DWPT} = i_{DWPT} v_{DC} \quad (3-5)$$

がホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって DC リンクコンデンサにおける電力の収支が釣り合っている瞬間において常に成立する。更に、 P_{WPT} の制御により P_{LiC} の制御も間接的に可能となるため、ホイール側のパワーフロー制御が可能になる。なお、走行中ワイヤレス電力伝送に関しても路面側からの断続的な受電電力を DC/DC コンバータがバッファリングするため、負荷に安定した電力を供給することが可能になる [37]。

3.2 ホイール側 DC/DC コンバータによる電圧制御

Fig. 16 に本論文で仮定する DC/DC コンバータの回路モデルを示す。ここで、 C : DC リンクコンデンサ, L : DC/DC コンバータインダクタ, r ; インダクタおよび LiC の等価直列抵抗を示す。この回路モデルでは、ホイール側 DC リンクコンデンサに接続された負荷を電流源に置き換えている。なお、負荷電流 i_L を出力電流としてモデル化しているため、ホイール側車体用 AC/DC コンバータおよびホイール側 DC/DC コンバータ, ホイール側路面用 AC/DC コンバータ

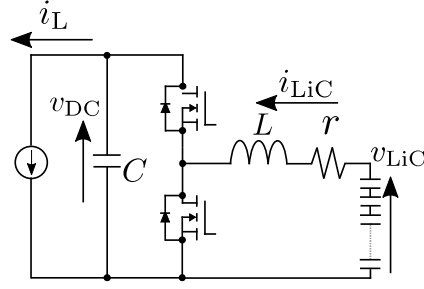


Fig. 16: Circuit model of wheel side DC/DC converter.

の出力電流による影響は i_L の変化として考慮されることとなる。この DC/DC コンバータを状態空間平均化法を用いてモデル化する。本論文では上下のスイッチに相反する動作を行わせるため、負荷変動があってもこのモデルは電流連続モードのみで動作する。 $d(t)$ を下側のスイッチ ON 時間と定義すると、

$$\frac{d}{dt}x(t) = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{(1-d(t))}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{LiC}(t) \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$v_{DC}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} x(t) \quad (3-7)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{LiC}(t) & v_{DC}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3-8)$$

このシステムは非線形であるため、平衡点周りで線形化を行う。平衡点の変動がキャリア周期より十分に遅いと仮定して定常状態解析を行うと、 $i_L(t)$, $i_{LiC}(t)$, $v_{DC}(t)$, $d(t)$ の平衡点がそれぞれ I_L , I_{LiC} , V_{DC} , D とすれば、

$$D' = \frac{V_{LiC} + \sqrt{V_{LiC}^2 - 4rV_{DC}I_L}}{2V_{DC}} \quad (3-9)$$

$$I_{LiC} = \frac{I_L}{D'} \quad (3-10)$$

と求められる。ここで、 $D' = 1 - D$ ($0 \leq D' \leq 1$) である。更に、 $i_L(t)$, $i_{LiC}(t)$, $v_{DC}(t)$, $d(t)$ の微小変動分がそれぞれ Δi_L , Δi_{LiC} , Δv_{DC} , Δd とすれば、

$$\frac{d}{dt}\Delta x(t) = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & 0 \end{bmatrix} \Delta x(t) + \begin{bmatrix} \frac{-V_{DC}}{L} & 0 \\ \frac{I_{LiC}}{C} & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} u(t) \quad (3-11)$$

$$\Delta v_{DC}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \Delta x(t) \quad (3-12)$$

$$\Delta x(t) = \begin{bmatrix} \Delta i_{LiC}(t) & \Delta v_{DC}(t) \end{bmatrix}^T, u(t) = \begin{bmatrix} \Delta d'(t) & \Delta i_L(t) \end{bmatrix}^T \quad (3-13)$$

ここで、 $\Delta d' = 1 - \Delta d$ ($0 \leq \Delta d' \leq 1$) である。これより、 $\Delta d'(s)$ から $\Delta v_{DC}(s)$ までの伝達関数 ΔP_v を求めると、

$$\begin{aligned} \Delta P_v &= \frac{b_{p1}s + b_{p0}}{s^2 + a_{p1}s + a_{p0}} \\ a_{p1} &= \frac{r}{L}, a_{p0} = -\frac{D'}{LC} \\ b_{p1} &= \frac{I_{LiC}}{C}, b_{p0} = \frac{rI_{LiC} - D'V_{DC}}{LC} \end{aligned} \quad (3-14)$$

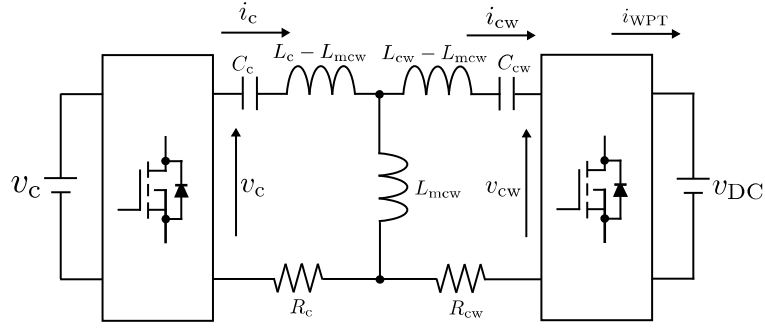


Fig. 17: Equivalent circuit of WPT on chassis to wheel.

このようにして得られた伝達関数に対してPID制御器を4重根配置になるよう設計し、これをサンプリング周期 T_s でTustin変換により離散化して実装する。

3.3 ホイール側車体用AC/DCコンバータによる受電電力制御

従来のW-IWMにおいては、ホイール側車体用AC/DCコンバータにヒステリシス制御を適用し v_{DC} の安定化を行っており、 P_{WPT} は負荷電力 P_L によって一意に定まっていた [39]。

本論文で提案するW-IWM2においては、 v_{DC} の安定化をホイール側DC/DCコンバータで行っているため、ホイール側車体用AC/DCコンバータに2モード方式 [36] を用いて車体側からのワイヤレス電力伝送によるホイール側車体用AC/DCコンバータ平均出力電流 \bar{I}_{WPT} を制御することで、ホイール側で P_{WPT} を制御することが可能になる。2モード方式においてホイール側車体用AC/DCコンバータは以下の2つのモードで動作する。

Short mode ホイール側車体用AC/DCコンバータの下両アームのスイッチをONにする。これによってホイール側コイルはFig. 15(b)に示したようにショート状態となり、ホイール側には電力が供給されなくなる。

Rectification mode ホイール側車体用AC/DCコンバータの全スイッチをOFF状態にする。これによってFig. 15(a)のようにホイール側車体用AC/DCコンバータは整流器として動作し、車体側から受電した電力がホイール側に流入する。

この2つのモードを周期的に切り替えることで \bar{I}_{WPT} を制御することが可能になる。

Fig. 17に車体-ホイール間のワイヤレス電力伝送用共振回路の等価回路を示す。ここで、 v_c : 車体側インバータ出力電圧、 v_{cw} : ホイール側車体用AC/DCコンバータ入力電圧、 i_c, i_{cw} : 車体側、ホイール側コイル電流、 R_c, R_{cw} : 車体側、ホイール側コイル抵抗、 C_c, C_{cw} : 車体側、ホイール側共振コンデンサ、 L_c, L_{cw} : 車体側、ホイール側コイルインダクタンス、 L_{mcw} : 車体-ホイール間コイル相互インダクタンスである。SS方式のワイヤレス電力伝送における共振条件

より，車体側インバータの動作角周波数および WPT 共振角周波数 ω_0 は

$$\omega_0 = \frac{1}{L_c C_c} = \frac{1}{L_{cw} C_{cw}} \quad (3-15)$$

として与える。ホイール側 DC/DC コンバータにより DC リンクの電圧が v_{DC} に制御されている場合，ホイール側車体用 AC/DC コンバータの出力は v_{DC} の定電圧源と見なすことが出来る。このとき，ホイール側車体用 AC/DC コンバータにおけるダイオードの電圧降下を無視すると，**Rectification mode** におけるホイール側車体用 AC/DC コンバータの入力電圧は v_{DC} の矩形波となる。車体側インバータの出力電圧は矩形波電圧であるが SS 方式の WPT はバンドパス特性を有するため [48]，ワイヤレス電力伝送用共振回路に流れる電流はワイヤレス電力伝送の共振周波数と一致した正弦波として近似して解析する。基本波成分以外の電力伝送への寄与は小さいため，車体側インバータ出力電圧およびホイール側車体用 AC/DC コンバータ入力電圧はそれぞれ基本波成分にのみ着目すればよい。したがって， v_{cw} はフーリエ級数展開より，

$$v_{cw} = \begin{cases} 0 & (\text{Short mode}) \\ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_{DC} & (\text{Rectification mode}) \end{cases} \quad (3-16)$$

と得られる。

以上より，回路方程式は以下のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_c \\ v_{cw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_c & -j\omega_0 L_{mcw} \\ j\omega_0 L_{mcw} & -R_{cw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_c \\ i_{cw} \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

これより i_{cw} は次式で表すことが出来る。

$$i_{cw} = \begin{cases} \frac{\omega_0 L_{mcw} v_c}{R_c R_{cw} + (\omega_0 L_{mcw})^2} & (\text{Short mode}) \\ \frac{\omega_0 L_{mcw} v_c - R_c v_{DC}}{R_c R_{cw} + (\omega_0 L_{mcw})^2} & (\text{Rectification mode}) \end{cases} \quad (3-18)$$

各モードにおけるホイール側車体用 AC/DC コンバータの出力電流 i_{WPT} は以下の様に表される。

$$i_{WPT} = \begin{cases} 0 & (\text{Short mode}) \\ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} i_{cw} & (\text{Rectification mode}) \end{cases} \quad (3-19)$$

これより， \bar{i}_{WPT} は次式で表される。

$$\bar{i}_{WPT} = \alpha i_{WPT} \quad (3-20)$$

ここで， α は2つのモードうち **Rectification mode** の時間割合を示しており，ホイール側車体用 AC/DC コンバータの下側両スイッチのデューティ比である。以上から α を変化させることでホイール側車体用 AC/DC コンバータ平均出力電流 \bar{i}_{WPT} の制御が可能となり， P_{WPT} を制御することが出来る。なお，2つのモードを切り替える瞬間に WPT 共振回路上の各電流値が過渡的に高くなる瞬間が存在し，共振コンデンサに高電圧が発生するため十分に高い耐電圧を持った共振コンデンサを用いる必要がある。

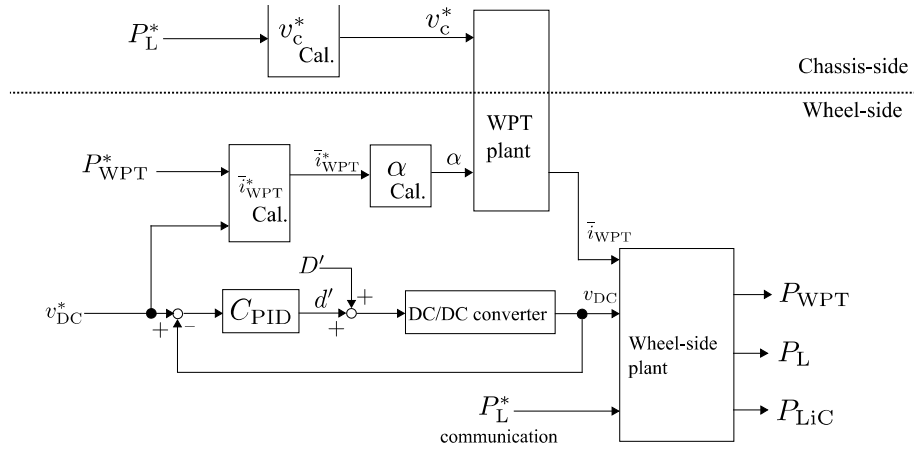


Fig. 18: Block diagram of Power-flow control.

上記2つの制御を組み合わせることによって、ホイール側のパワーフロー制御が可能になる。このパワーフロー制御のブロック線図を Fig. 18 に示す。ここで、ブロック線図上の記号添え字に使用されているアスタリスクは制御指令値であることを示す。また、負荷電力 P_L 等の変動による DC/DC コンバータの電圧制御系に対する影響は、式 (3-9) において負荷電流平衡点 I_L の変動が DC/DC コンバータのデューティ比の平衡点 D' の変動とみなされるため DC リンク電圧のフィードバック制御によって抑制される。

3.4 負荷変動時のパワーフロー変化

本節では負荷電力が変動した際のパワーフロー変化について述べる。シミュレーションと実験によって提案手法の実証を行う。なお、本節では LiC を用いたパワーフロー制御に着目するために走行中ワイヤレス電力伝送による路面側からの受電電力は省略している。

3.4.1 シミュレーション

負荷電力変動時におけるパワーフロー制御の成立を確認するために、MATLAB Simulink SimPowerSystems を用いた回路シミュレーションを行った。Tab. 2 にシミュレーションに用いた回路パラメータを示す。シミュレーション結果の電力には、2 モード方式に起因する DC リンク電圧リップルの影響を除去するために 1×10^7 のシミュレーションステップにおいてウィンドウサイズ 2×10^4 の移動平均を適用した。また、各電流値にはカットオフ周波数 1 kHz の一次ローパスフィルタを適用した。

Fig. 19 にホイール側 DC/DC コンバータによる電圧制御と WPT による一定電力伝送を行った場合のパワーフローを示す。 P_{WPT} が 6 kW となるよう $\alpha = 0.4$ としている。 P_L は 12 kW で力行している状態から -6 kW で回生する状態へステップ状に切り替えている。この時、提案の制御を適用すると P_{LiC} は 6 kW から -12 kW に変化する。シミュレーション結果を Fig. 20 に示す。

Tab. 2: Simulation parameters for power-flow control.

Resonance frequency	85 kHz
Switching frequency of DC/DC converter	40 kHz
Pole placement of PID controller	-1000 rad/s
Switching frequency of 2mode control	500 Hz
Chassis-side DC-link voltage reference v_{cw}^*	600 V
Wheel-side DC-link voltage reference v_{DC}^*	600 V
Maximum output	12.0 kW
LiC capacitance	93.8 F
LiC nominal voltage	48 V
Chassis-side coil resistance R_c	400.0 m Ω
Chassis-side coil inductance L_c	270.0 μ H
Chassis to wheel coil resistance R_{cw}	300.0 m Ω
Chassis to wheel coil inductance L_{cw}	250.0 μ H
Road-side coil resistance R_r	400.0 m Ω
Road-side coil inductance L_r	450.0 μ H
Road to wheel coil resistance R_{rw}	300.0 m Ω
Road to wheel coil inductance L_{rw}	250.0 μ H
Chassis - wheel coils gap	100 mm
Road - wheel coils gap	100 mm
Chassis - wheel coil mutual inductance L_{mcw}	52.0 μ H
Nominal value of road - wheel coil mutual inductance L_{mcw}	35.0 μ H
Smoothing capacitance C	2200 μ F
Inductance of DC/DC converter L	60.8 μ H
ESR of inductance and LiC r	31.4 m Ω

Fig. 20(a) は各電力源の電力を表しており、 v_{DC} を一定に保つ制御を行うことで P_{LiC} が自動的に決定されていることが確認出来る。なお、Fig. 20(a) の波形には移動平均を適用しているため過渡応答が若干なまっているが、Fig. 20(c) の電流波形からパワーフローの変化に対してホイール側 DC/DC コンバータが急峻に応答していることが確認できる。Fig. 20(b) より負荷変動に伴う v_{DC} の変化を DC/DC コンバータのフィードバック制御により抑制できていることが確認できる。なお、負荷変動時の電力の変化は動作条件により様々な状況が想定されるが、いずれも DC リンクに瞬時的に流入する電力量の違いとみなすことが出来るため本稿ではその中でも厳しい条件である本シミュレーションを採用した。以上から、ホイール側に負荷（電力源 1）、車体からの WPT を受電するコンバータ（電力源 2）、LiC と接続された DC/DC コンバータ（電力源

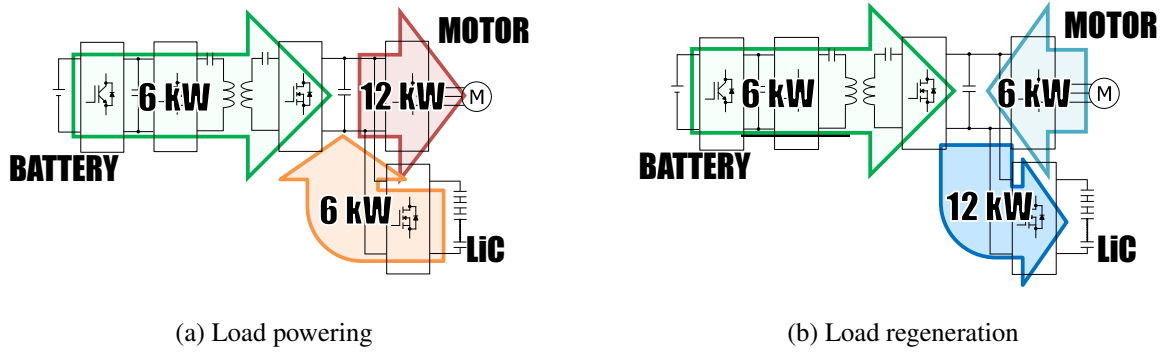


Fig. 19: Power-flow change with load fluctuation.

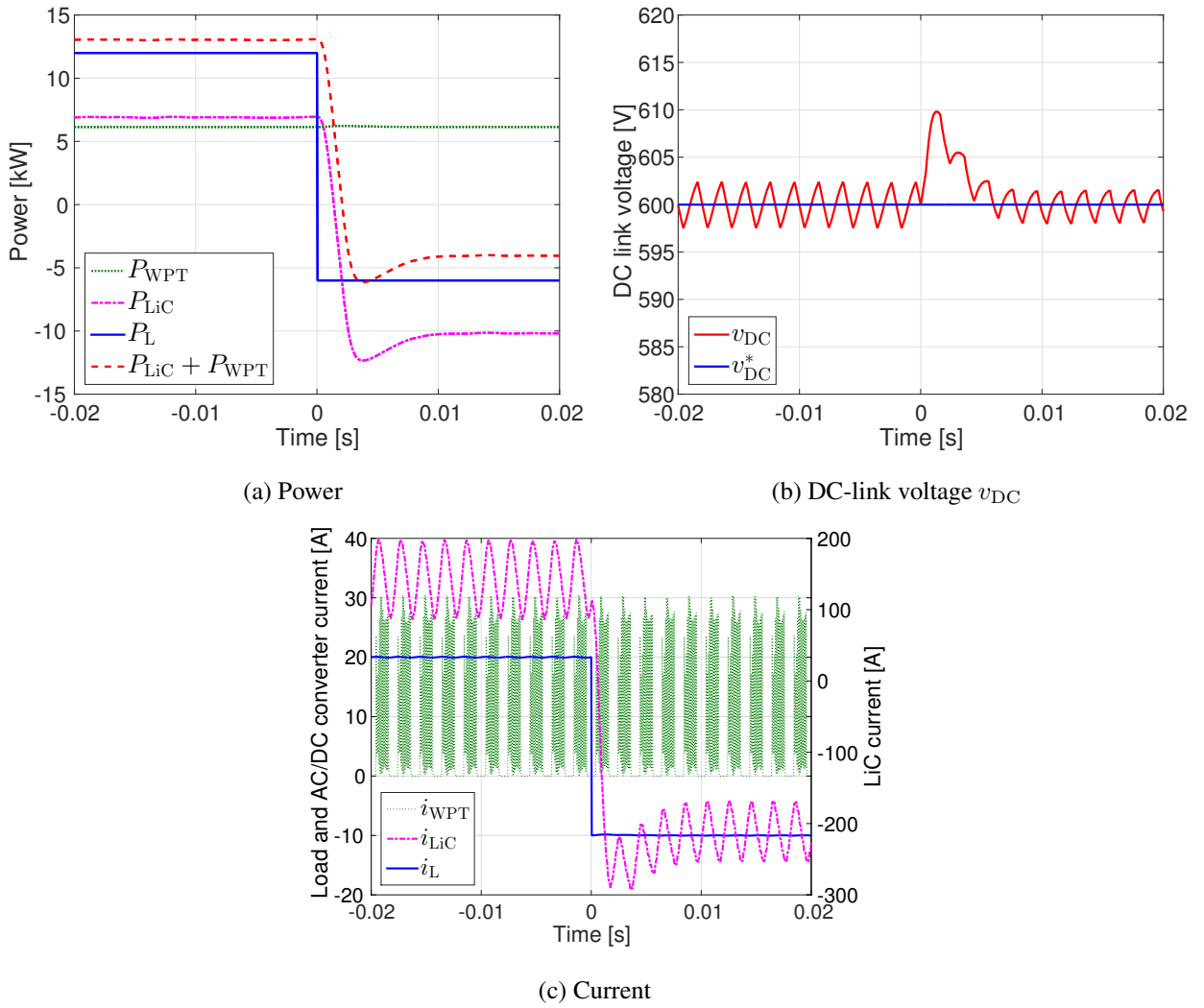


Fig. 20: Simulation result of power-flow change with load fluctuation.

3) といった複数の電力源が存在しても、DC/DC コンバータによる v_{DC} のフィードバック制御のみでこれらのパワーフロー変化を LiC が自動的に収支することが確認された。

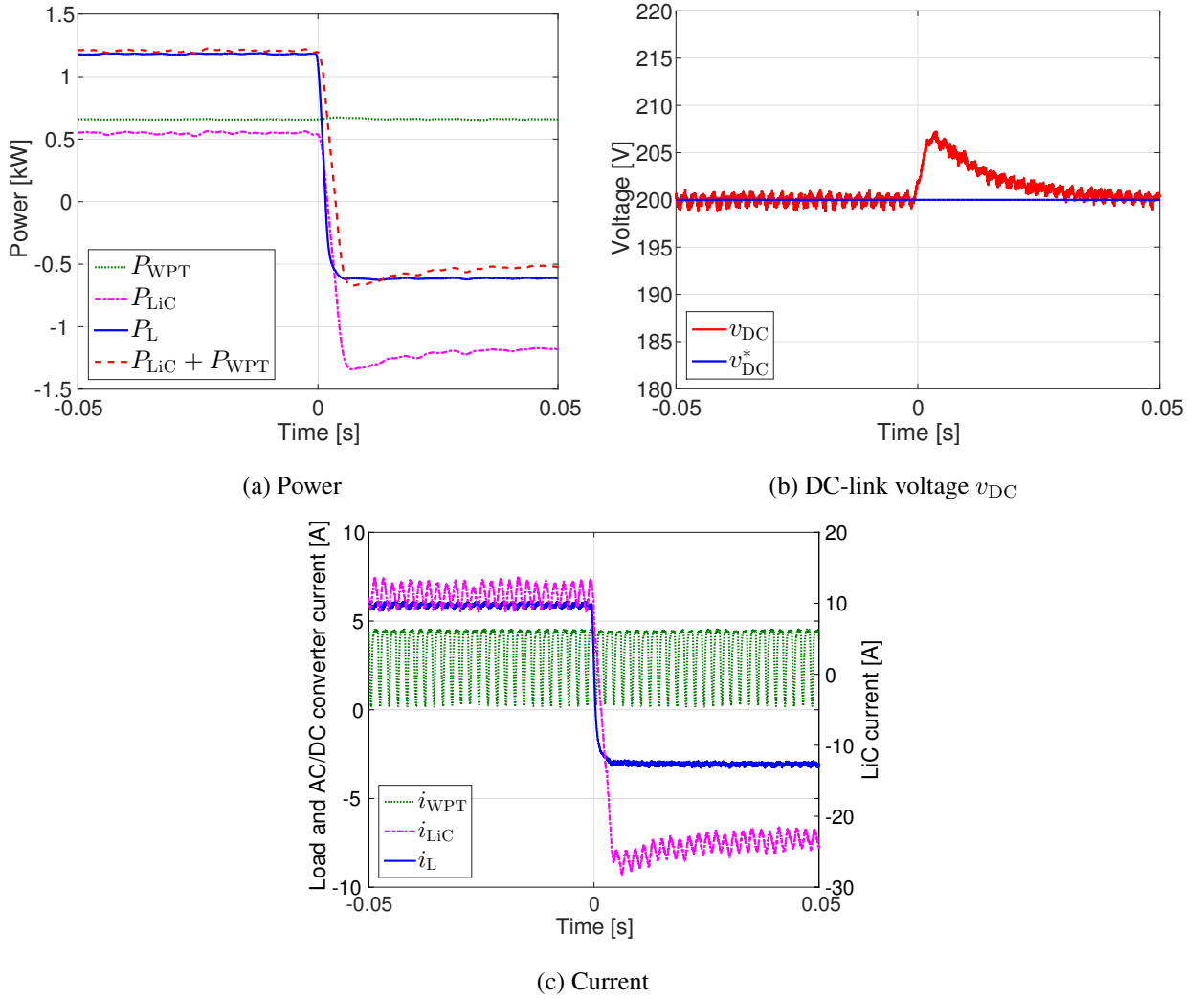


Fig. 21: Experimental result of power-flow change with load fluctuation.

3.4.2 実験

実験結果を Fig. 21 に示す。Fig. 21(b) からホイール側に複数の電力源が存在しても v_{DC} は DC/DC コンバータのフィードバック制御により指令値に追従していることが確認できる。リップは 2 モード方式に起因している。Fig. 21(a) よりシミュレーションと同様に負荷変動に伴うパワーフロー変化が P_{LiC} により自動的に収支されていることが確認された。実験の波形はシミュレーションと若干異なっているが、これは負荷変動が理想的なステップ変化であったシミュレーションに対して、実験においては負荷の変動に 30 msec 程度の時間を要していることに起因する。更に、電力の大きさの違いと DC/DC コンバータのインダクタが持つヒステリシス特性などがシミュレーションにおいては考慮されていないことも原因として考えられるが、これらの違いを除けばシミュレーションと実験は良い一致を得られていると言える。従って、SC と接続された DC/DC コンバータによる DC リンク電圧制御を適用するのみでパワーフローの変化を LiC に収支させることが可能であることが実験的にも確認された。

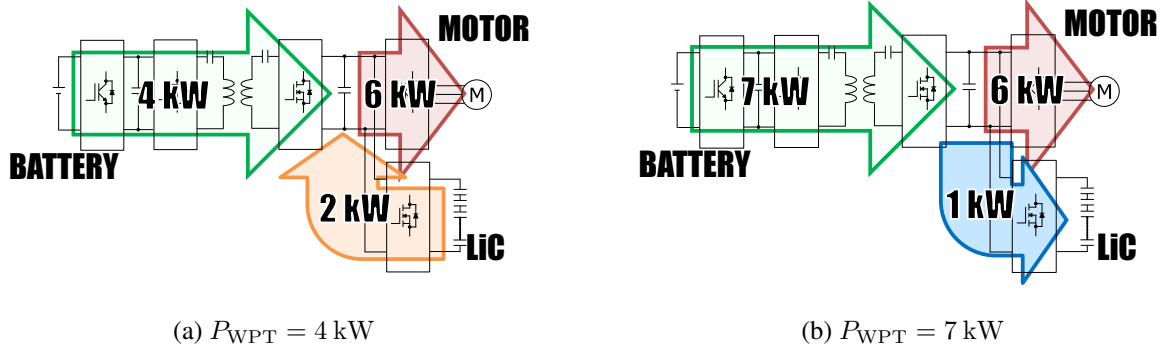


Fig. 22: Power-flow change with P_{WPT} control.

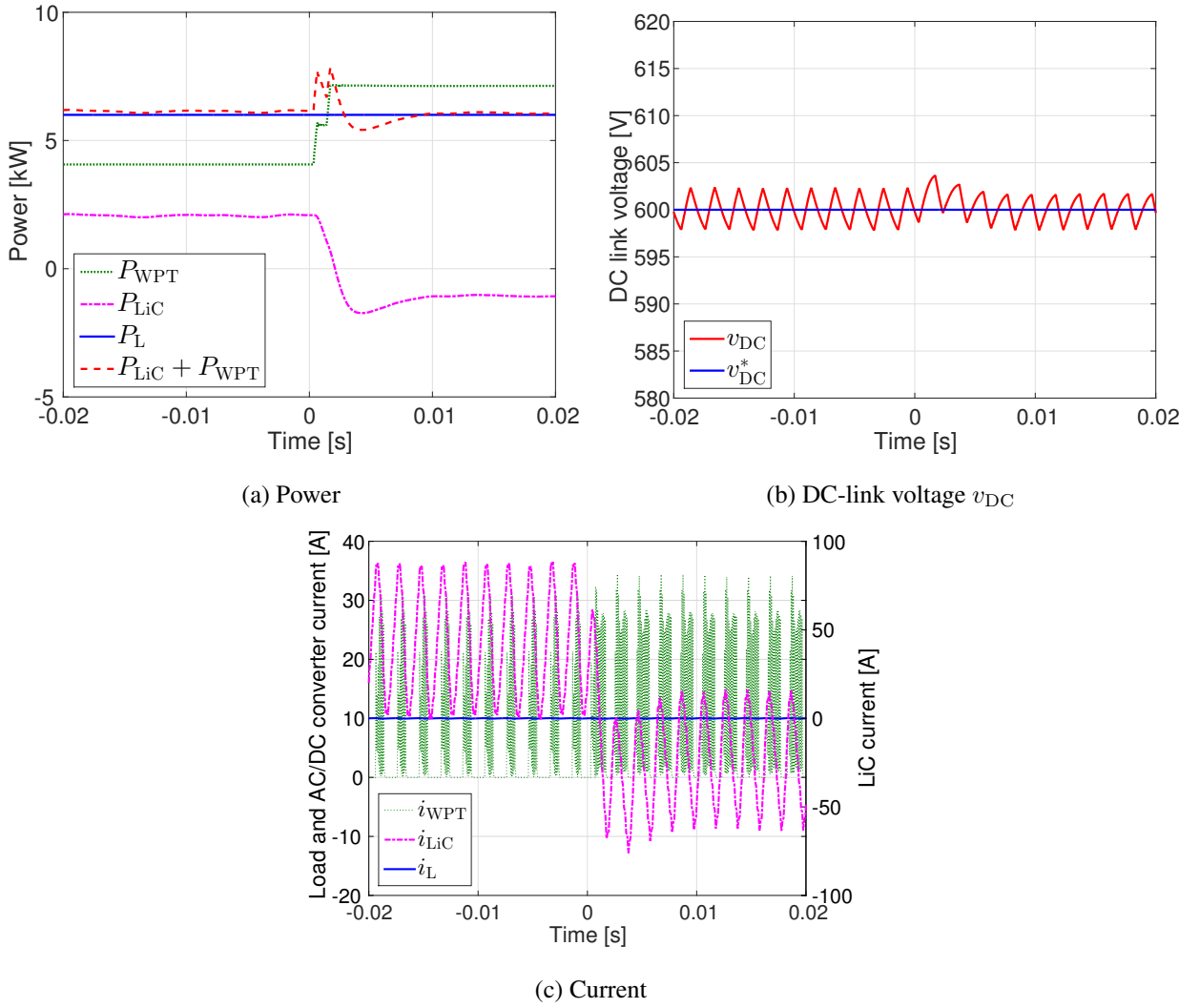


Fig. 23: Simulation result of power-flow change with P_{WPT} control.

3.5 P_{WPT} 変化時のパワーフロー変化

本節では P_{WPT} を変化させた際のパワーフロー変化について述べる。シミュレーションと実験によって提案手法の実証を行う。

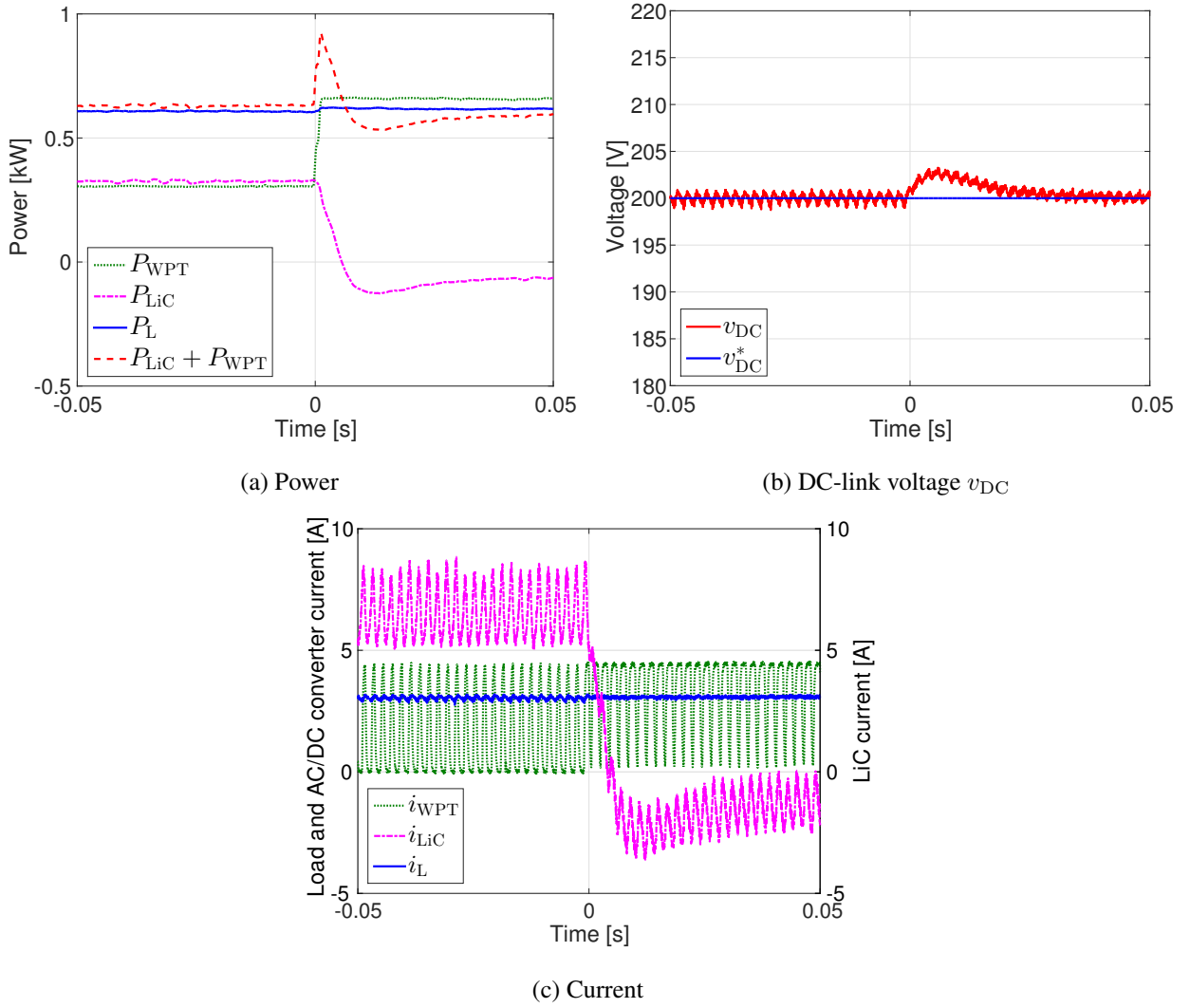


Fig. 24: Experimental result of power-flow change with P_{WPT} control.

3.5.1 シミュレーション

Fig. 22 にホイール側 AC/DC コンバータによる P_{WPT} 制御を行った時のパワーフローを示す。 P_{WPT} が 4 kW から 7 kW となるよう α をステップ状に変化させている。この時、 P_{LiC} は 2 kW から -1 kW に変化する。シミュレーション結果を Fig. 23 に示す。Fig. 23(a) は各電力源の電力を示しており、 P_{WPT} を制御することで P_{LiC} を間接的に制御することが可能であることが確認出来る。Fig. 23(b) より P_{WPT} の変化に起因する v_{DC} の変動を DC/DC コンバータが抑制していることが確認できる。

3.5.2 実験

実験結果を Fig. 24 へ示した。負荷を 600 W で力行させ、 P_{WPT} が 400 W から 700 W となるよう α をステップ状に変化させている。Fig. 24(b) から P_{WPT} を変化させても v_{DC} は DC/DC コンバータのフィードバック制御により指令値に追従していることが確認できる。リプルは 2 モー

ド方式に起因している。Fig. 24(a) よりシミュレーションと同様に P_{WPT} を増加させると P_L との差分の電力が SC に充電されていることが確認された。これより、 P_{WPT} の制御により間接的に P_{LiC} を制御し、SC の SOC を制御することも可能であると考えられる。以上から、ホイール側 AC/DC コンバータによる電力 P_{WPT} の制御により SC の電力 P_{LiC} の制御が可能であることが実験的にも確認された。従って、ホイール側のみで提案システムのパワーフロー制御が可能であることが確認され、車体側との高速な通信の必要もないため走行中ワイヤレス電力伝送の適用も容易であると考えられる。

第 4 章

システム効率向上を目指したパワーマネジメント

本章では前章のパワーフロー制御をベースとした，負荷による回生電力は LiC に充電しそのエネルギーを負荷で使用するといった総合効率の向上を達成するパワーマネジメントについて述べる。

4.1 ホイール側車体用 AC/DC コンバータによる LiC の SOC 制御

本章では，ホイール側車体用 AC/DC コンバータの受電電力制御による LiC の SOC 制御について述べる。

4.1.1 ホイール側回路モデル

2モード方式の α を v_{LiC} から生成することで LiC の SOC 制御が可能となる。ホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって DC リンクコンデンサにおける電力の収支が 0 であることを仮

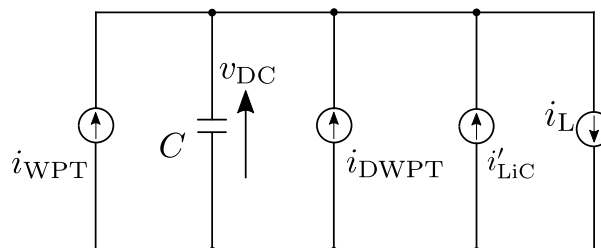


Fig. 25: Circuit model of wheel-side on W-IWM2.

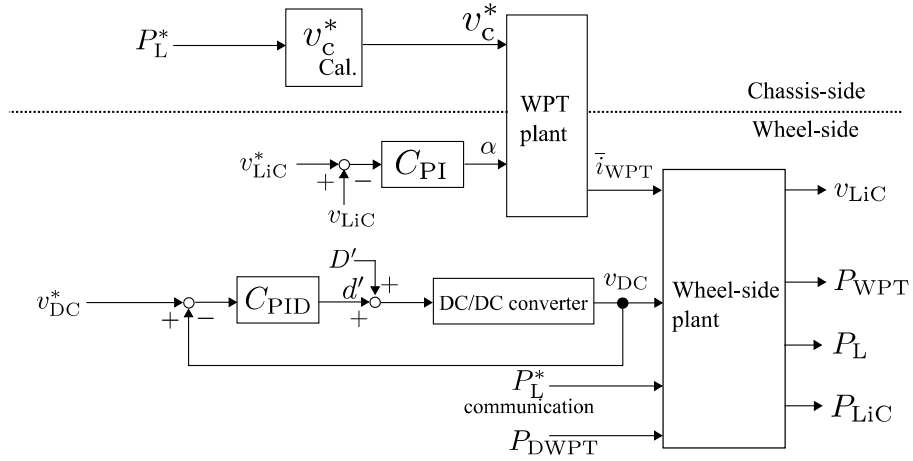


Fig. 26: Block diagram of Power-management.

定すると、式 (3-1) から次式が得られホイール側の回路モデルは Fig. 25 で表される。

$$i_L = \bar{i}_{WPT} + i'_{LiC} + i_{DWPT} \quad (4-1)$$

上式は本来 i_{WPT} に対して成り立つが、2 モード方式を用いて i_{WPT} を平均値的に制御するため、上式では \bar{i}_{WPT} を用いている。ここで、DC/DC コンバータの損失が十分に小さいと仮定すると次式が成り立つ。

$$i'_{LiC} v_{DC} = i_{LiC} v_{LiC} \quad (4-2)$$

更に、 i_{LiC} と v_{LiC} の関係式が

$$i_{LiC} = -C_{LiC} \frac{dv_{LiC}}{dt} \quad (4-3)$$

で表わされるため、式 (4-1), (4-2), (4-3) から、次式が成り立つ。

$$\bar{i}_{WPT} = \left(C \frac{d}{dt} + \frac{1}{R_L} \right) v_{DC} + \frac{C_{LiC}}{v_{DC}} v_{LiC} \frac{dv_{LiC}}{dt} - i_{DWPT} \quad (4-4)$$

v_{DC} , v_{LiC} の平衡点をそれぞれ V_{DC} , V_{LiC} とし、 v_{LiC} と \bar{i}_{WPT} の微小変動をそれぞれ $\Delta \bar{i}_{WPT}$, Δv_{LiC} とすると、上式をテイラー展開によって線形化することで得られる $\Delta \bar{i}_{WPT}$ から Δv_{LiC} までの伝達関数 ΔP_{SOC} は、

$$\Delta P_{SOC} = \frac{\Delta v_{LiC}}{\Delta \bar{i}_{WPT}} = \frac{V_{DC}}{2C_{LiC} V_{LiC}} \frac{1}{s} \quad (4-5)$$

と表される。これと式 (3-20) で表される車体-ホイール間の WPT のプラントモデルに対して PI 制御器をシミュレーションでは -6.28 rad/sec に、実験では P_{WPT} の最大値が小さいため -6.28×10^{-2} rad/sec に 2 重根配置で設計し、Tustine 変換によって離散化して実装する。

上記 2 つの制御を組み合わせることによって、ホイール側のパワーマネジメントが達成される。このパワーマネジメントのブロック線図を Fig. 26 に示す。ここで、ブロック線図上の記号添え字に使用されているアスタリスクは指令値であることを示す。また、各変換器からの電力による DC/DC コンバータの電圧制御系に対する影響は、 i_L の変動として電圧制御のデューティ比平衡点 D' に影響し、これが v_{DC} のフィードバックによって抑制されることとなる。

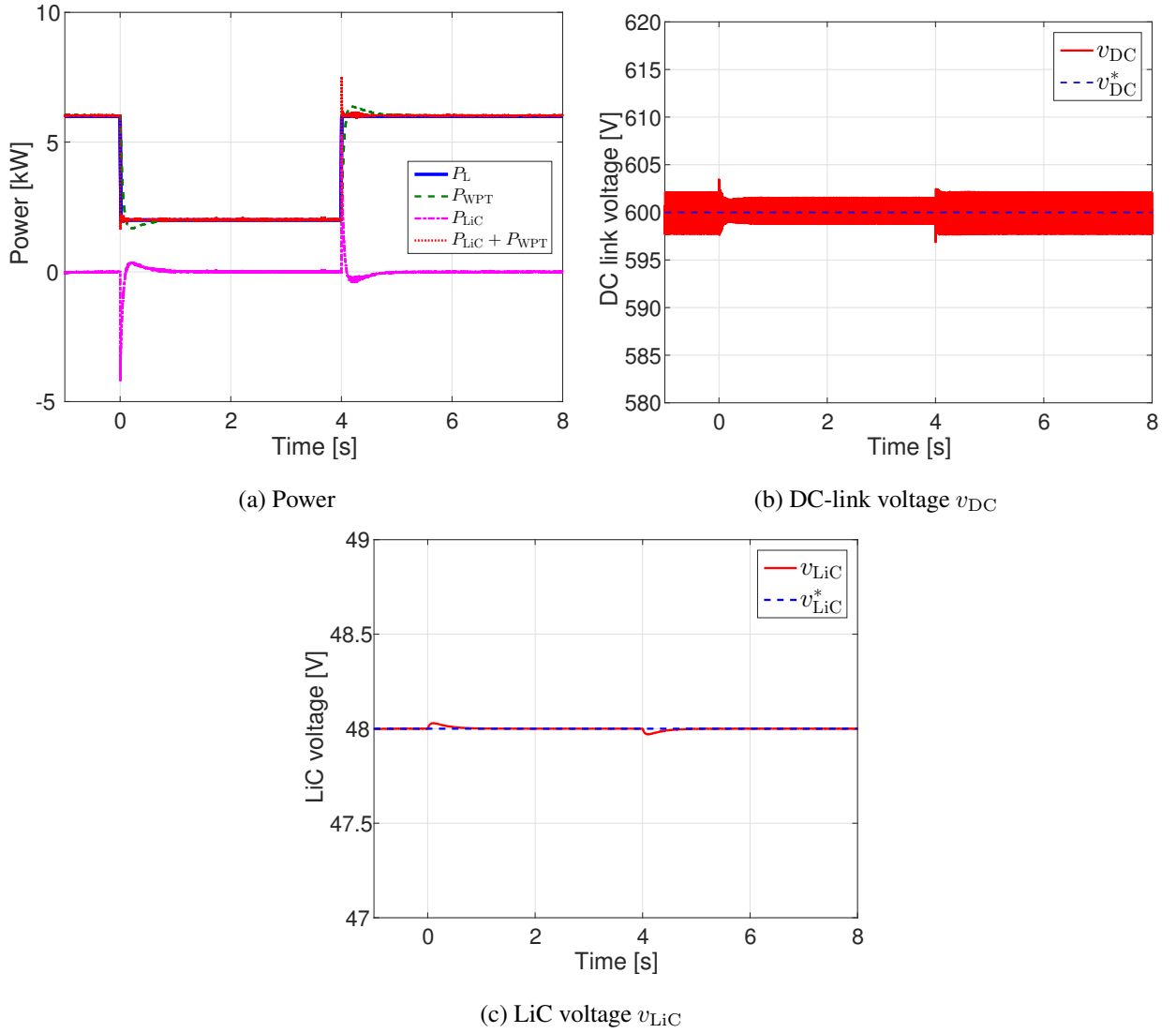


Fig. 27: Simulation result of stepwise load power fluctuation.

4.2 負荷電力変動時のパワーマネジメント

負荷電力 P_L が変動した際のパワーマネジメントの成立性について検討する。負荷電力が減少する場合、ホイール側 DC リンクで余剰となる電力が発生するため v_{DC} が上昇しようとする。これをホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって抑制することで LiC に電力が流入し、LiC 電圧 v_{LiC} が上昇する。そのため、ホイール側車体用 AC/DC コンバータは上昇した LiC の SOC を下げるために受電電力 P_{WPT} を減少させる。これは回生動作時においても同様であり、回生電力は LiC に充電されることが分かる。逆に、 P_L が増加した際には DC リンクにおいて電力が不足し、これを LiC が補償することで SOC が低下する。これに応じてホイール側車体用 AC/DC コンバータが P_{WPT} を増加させ、 v_{LiC} を一定値に戻す。従って、定常状態では $P_{WPT} = P_L$ となるような制御であることが言える。

以上の動作を実現することで、回生電力は LiC に充電してそのエネルギーをモータで消費するといった高効率な動作を実現することが可能となる。

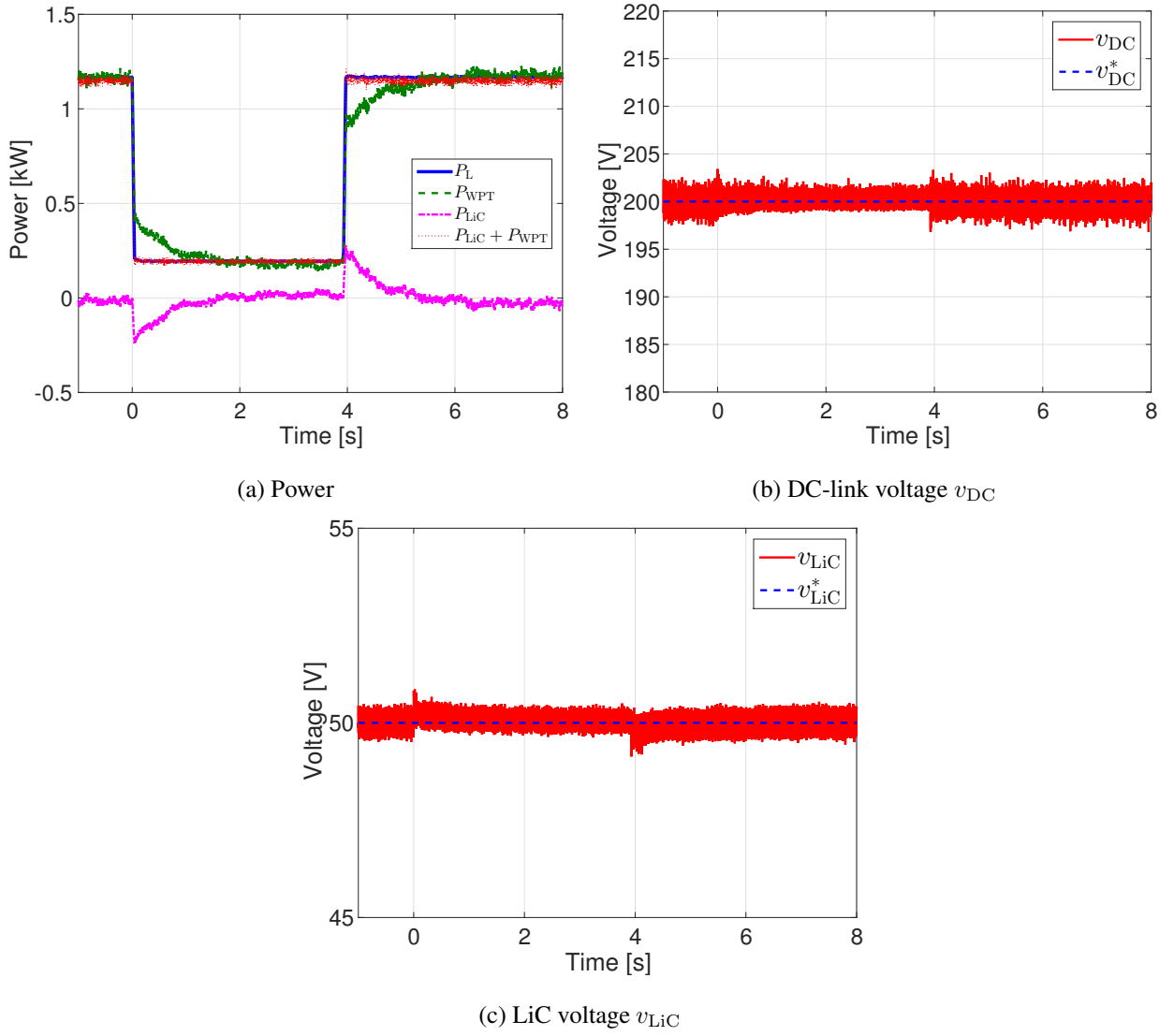


Fig. 28: Experimental result of load power fluctuation.

4.2.1 シミュレーション

シミュレーション結果を Fig. 27 に示す。Fig. 27(a) は各電力を表しており、 P_L のステップ的な変化に対して P_{LiC} がまず追従し、その後 P_{WPT} が LiC に充放電させることでパワーマネジメントが成立していることが確認できる。Fig. 27(b) より負荷変動に伴う v_{DC} の変化を DC/DC コンバータのフィードバック制御により抑制できていることが確認できる。なお、電圧のリプルは 2 モード方式に起因している。また、Fig. 27(c) より負荷変動により変化した SOC が指令値に追従していることが確認できる。以上から、提案の SOC 制御を行うことで負荷電力が変化した際のホイール側のパワーマネジメントが可能であることが確認出来た。

4.2.2 実験

負荷電力が 1.2 kW から 0.2 kW, 1.2 kW と連続的にステップ変動した場合について実験を行った。実験結果を Fig. 28 に示す。Fig. 28(a) はホイール側の各電力を示しており、 P_L の変動を P_{LiC} が急峻に応答することで補償していることが確認出来る。ここで、シミュレーションの波形に対して P_{WPT} の応答が遅れているが、これはシミュレーションに対して P_{WPT} の最大値が小さいため、SOC 制御の極を遅い配置にしたことに起因する。従って、 P_{WPT} の最大値が十分大きな値となる実機の試験ではシミュレーションと波形が一致すると考えられる。Fig. 28(b) より負荷変動に伴う v_{DC} の変化をホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって抑制できていることが確認できる。また、Fig. 28(c) から負荷変動の前後における SC の SOC 変化を SOC 制御によって抑制できていることも確認できる。

4.3 SOC 制御指令値 v_{LiC}^* 変化時のパワーマネジメント

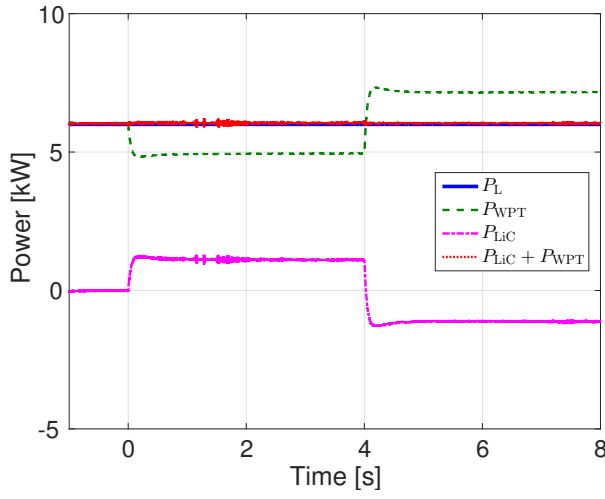
SOC 制御の指令値 v_{LiC}^* を変化させる場合について考察する。 v_{LiC}^* を減少させると、LiC から放電させるために P_{WPT} が減少する。逆に、 v_{LiC}^* を増加させると、LiC に充電するために P_{WPT} が増加する。以上から走行条件に合わせた v_{LiC}^* を生成することによってより効率的な走行を実現することが可能であると考えられる。

4.3.1 シミュレーション

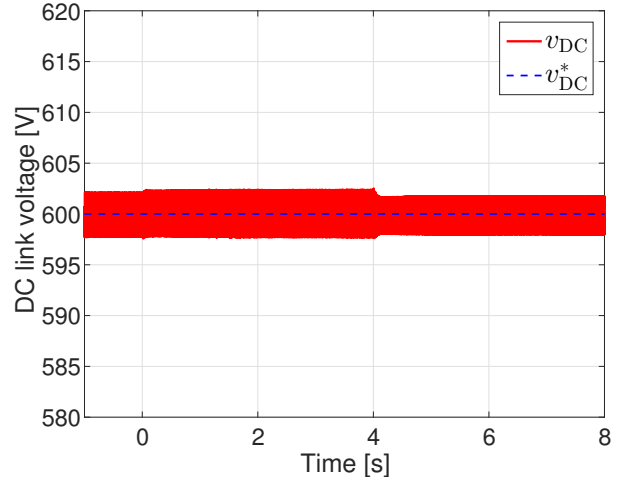
LiC の電圧指令値 v_{LiC}^* を変化させた場合についてシミュレーションを行った。この時、簡単のため走行中ワイヤレス電力伝送による受電電力は省略している。シミュレーション結果を Fig. 29 に示す。Fig. 29(a) はホイール側の各電力を表しており、 v_{LiC}^* の変化に応じて自動的に電力が変化していることが確認できる。Fig. 29(b) より v_{LiC}^* の変化前後において v_{DC} を DC/DC コンバータのフィードバック制御により一定化できていることが確認出来る。また、Fig. 29(c) より v_{LiC} が v_{LiC}^* の変化に追従していることが確認できる。以上から、提案の SOC 制御を行うことで LiC の電圧指令値 v_{LiC}^* を変更させた際のホイール側のパワーマネジメントが可能であることが確認出来た。

4.3.2 実験

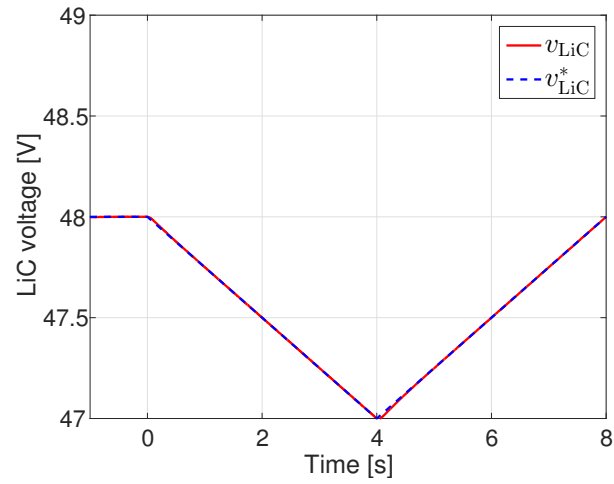
実験結果を Fig. 30 に示す。Fig. 30(a) はホイール側の各電力を示しており、 v_{LiC}^* の変化に応じて各電力が自動的に制御されていることが確認できる。Fig. 30(b) より v_{LiC}^* 変化の前後においても v_{DC} をホイール側 DC/DC コンバータの電圧制御によって一定値に制御できていることが確認できる。なお、電圧リップルは 2 モード方式に起因している。また、Fig. 30(c) から v_{LiC}^* の変化に対して v_{LiC} が追従していることが確認できる。



(a) Power

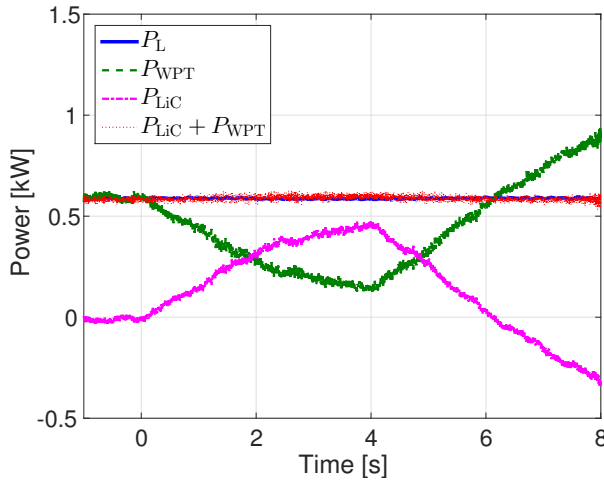


(b) DC-link voltage v_{DC}

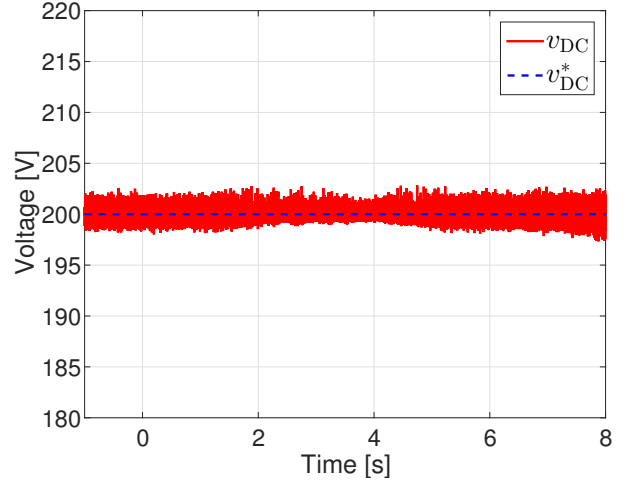


(c) LiC voltage v_{LiC}

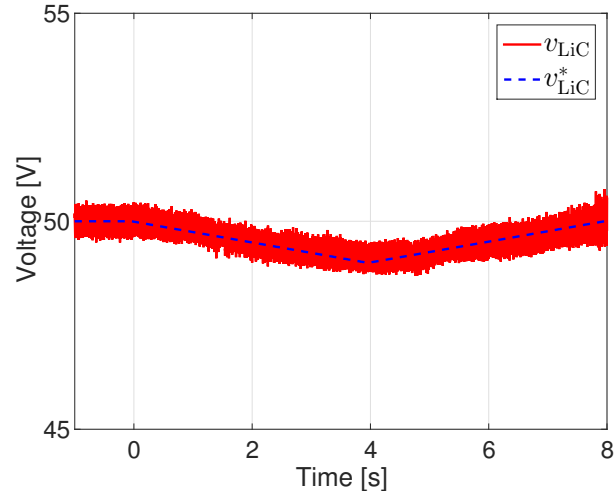
Fig. 29: Simulation result of v_{LiC}^* change.



(a) Power



(b) DC-link voltage v_{DC}



(c) LiC voltage v_{LiC}

Fig. 30: Experimental result of v_{LiC}^* change.

第 5 章

走行中ワイヤレス電力伝送の適用

本章では W-IWM2 に対する走行中ワイヤレス電力伝送の適用について述べる。まず，一般的な電気自動車に対する走行中ワイヤレス電力伝送において本論文で想定する路面側および車両側のシステム構成について述べる。その際に路面側から伝送する必要がある電力を算出する計算法を提案する。この計算法から得られた計算例より W-IWM2 に対して走行中ワイヤレス電力伝送を適用する際に必要となる路面側からの伝送電力を算出する。これにより，一般的な電気自動車に対してワイヤレスインホイールモータ試作 2 号機への走行中ワイヤレス電力伝送の実現可能性が高いことについて考察し，最後に前章で述べたパワーマネジメントの適用によってモード切替等を必要としない走行中ワイヤレス電力伝送の適用が可能であることを示す。

5.1 走行中ワイヤレス電力伝送におけるシステム構成

Fig. 31 にこれまでに著者らが検討を行ってきた一般的な電気自動車を対象とした走行中ワイヤレス電力伝送システムの概要図を示す [27]。このシステムの路面側においては，EMI の低減に効果があると考えられている DC-bus 方式を用いている。ワイヤレス電力伝送の共振回路トポロジーには例として SS トポロジーを用いており，DC-bus から各送電コイルに対してそれぞれインバータを接続するため大電力伝送が容易であることから，本検討ではこの走行中ワイヤレス電力伝送システムを対象とする。Fig. 32 に一般的な電気自動車を想定した車両側回路の構成を示す。車両側の共振回路トポロジーにも SS トポロジーを用いており，簡単のために路面側からの伝送電力を整流器からバッテリーに充電し，そのバッテリー電力で直接モータを駆動する構成とした。また，受電コイルは車体下面に取り付けられていることを想定している。

なお，以降の必要送電電力の検討は共振回路のトポロジーには依存せず，あらゆる共振回路トポロジーにおいて用いることができる。

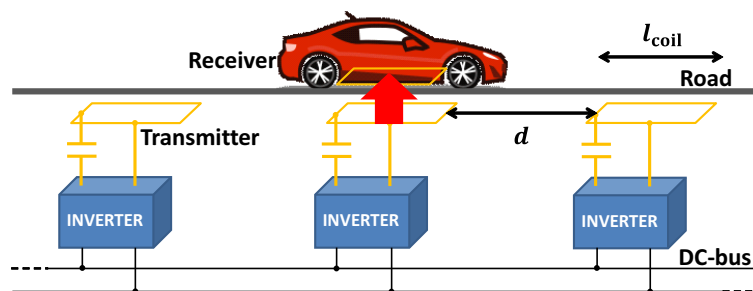


Fig. 31: DC-bus system

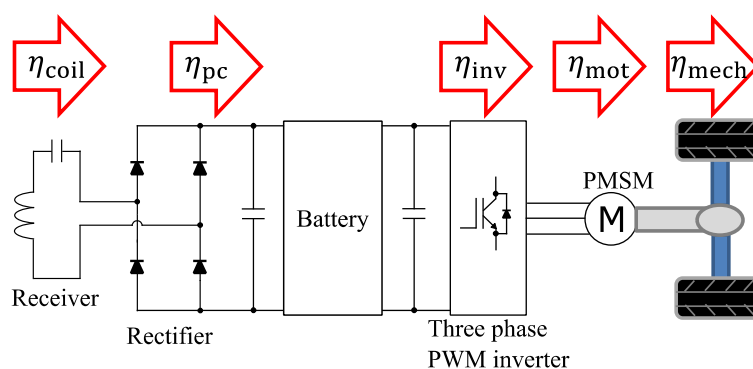


Fig. 32: The receiving side.

5.2 必要送電電力計算法

これまでも走行中ワイヤレス電力伝送を適用した際の航続距離延長効果等に関するケーススタディは多数報告されている [41]。一方で、これらはワイヤレス電力伝送の効率等は考慮していてもバッテリーに充電したエネルギーを車両が出力するまでの変換器効率や機械要素の伝達効率等を含んでいなかった。更に、路面側設備からどの程度の電力を伝送すべきであるかについても主にケーススタディが報告されており、任意の場合について必要な送電電力を算出し、送電側設備のコスト計算等を行うことは出来なかった。

本節では、走行中ワイヤレス電力伝送において必要となる路面側コイル一つ当たりの送電電力を概算する計算式を導出する。これにより、任意の場合において必要送電電力を算出することが可能となり、路面側設備のコスト等に対する指標を得ることが出来る。また、ワイヤレス電力伝送のコイル間伝送効率のみならず、各要素の効率を考慮することが可能になるため走行中ワイヤレス電力伝送の実用化に向けて検討を行うべき要素を検討することも可能になる。

Fig. 33 に計算のフローを示す。自動車の走行抵抗からある区間を走行する際に必要となる総エネルギーを算出し、これを用いて路面側から電力伝送する総エネルギーを算出する。最後に、この総エネルギーから路面側コイルの平均的な必要送電電力を算出する。

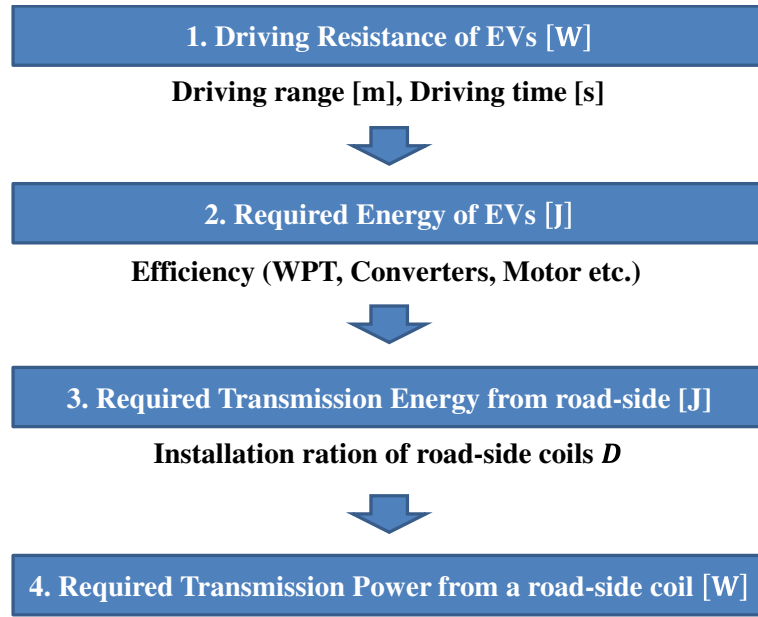


Fig. 33: Calculation-flow of required transmission power from a road-side coil.

5.2.1 走行抵抗 [44]

自動車が行走する際の走行抵抗 R [N] は式 (5-1) から式 (5-5) により求められる。

$$R = R_r + R_a + R_s + R_c \quad (5-1)$$

$$R_r = \mu_{rmr} Mg \quad (5-2)$$

$$R_a = \frac{1}{2} \rho C_d S v^2 \quad (5-3)$$

$$R_s = Mg \sin \theta \quad (5-4)$$

$$R_c = Ma \quad (5-5)$$

ここで、 R_r 、 R_a 、 R_s 、 R_c はそれぞれタイヤの転がり抵抗、空気抵抗、勾配抵抗、加速抵抗であり、 ρ [kg/m³] は空気密度、 C_d [-] は車体形状に応じた係数 (C_d 値)、 S [m²] は前面投影面積、 v [m/s] は車両速度、 μ_r [-] は転がり摩擦係数、 g は重力加速度、 M [kg] は車両重量、 θ [rad] は勾配角である。

5.2.2 走行に要するパワー・エネルギー

車両がある区間を時刻 0 から T において速度 $v(t)$ で走行している場合、車両が発揮するパワー P_{wheel} とエネルギー E_{wheel} はそれぞれ式 (5-6)、式 (5-7) で求められる。

$$P_{\text{wheel}} = R(t) v(t) \quad (5-6)$$

$$E_{\text{wheel}} = \int_0^T R(t) v(t) dt \quad (5-7)$$

特に、車両が平坦な道路を速度 V [m/s] で等速走行している場合、勾配抵抗と加速抵抗はともにゼロで走行抵抗は一定値 R であり、 E_{wheel} は次式で求められる。

$$E_{\text{wheel}} = RVT = RL \quad (5-8)$$

ここで $L = VT$ [m] であり等速走行区間の長さである。

走行に必要な駆動エネルギーに対してワイヤレス電力伝送されたエネルギーに過不足があると、車載バッテリーが充放電される。電気自動車に搭載されたバッテリーの総エネルギー量 W [J]、ある区間を走行した後の W に対する充電割合 (SOC : State of Charge) の変化量を ΔSOC [-] で表すと、バッテリーに充電されるエネルギー E_{charge} は次式で表される。

$$E_{\text{charge}} = W\Delta\text{SOC} \quad (5-9)$$

実際の車両においては、Fig. 32 に示すように駆動系の効率やワイヤレス給電の伝送効率を考慮する必要がある。車載バッテリーの出力から車輪で発揮される駆動力までの効率 η_{DT} は次式で表される。

$$\eta_{\text{DT}} = \eta_{\text{inv}}\eta_{\text{mot}}\eta_{\text{mech}} \quad (5-10)$$

ここで η_{inv} は駆動モータを駆動する PWM インバータの効率、 η_{mot} は駆動モータの効率、 η_{mech} は減速機や伝達要素の機械効率である。また、路面側送電設備から車載バッテリーまでの効率 η_{WPT} は次式で表される。

$$\eta_{\text{WPT}} = \eta_{\text{coil}}\eta_{\text{pc}} \quad (5-11)$$

ここで η_{coil} はワイヤレス電力伝送におけるコイル間効率、 η_{pc} は整流回路等の電力変換回路の効率である。なお、 η_{pc} にはバッテリーの充電効率も含めている。これらの各効率は実際には動作状態に応じて変化するが、概略検討においては平均的な代表値を用いることとする。

以上の各効率を考慮すると、車両が必要とするエネルギーに対して路面側送電設備から伝送するエネルギー E_{road} は次式で求められる。

$$E_{\text{road}} = \frac{1}{\eta_{\text{WPT}}} \left(\frac{E_{\text{wheel}}}{\eta_{\text{DT}}} + E_{\text{charge}} \right) \quad (5-12)$$

5.2.3 敷設率

道路のある区間において、区間の全長に対して路面の送電設備が敷設されている比率を敷設率 D と定義する。ここで、路面の送電設備として Fig. 31 に示すようなコイルの構成を想定し、1つのコイルの長さを l_{coil} [m]、コイル間の間隔を d [m] とすると、敷設率 D は次式で求められる。

$$D = \frac{l_{\text{coil}}}{l_{\text{coil}} + d} \quad (5-13)$$

Tab. 3: Simuration parameters.

Air density ρ	1.2 kg/m ³
C_d value	0.30
Frontal projected area S	2.0 m ²
Total weight M	1590 kg
Rolling resistance coefficient μ_r	0.015
Slope angle θ	0 deg
Averaged coil to coil efficiency η_{coil}	90 %
Rectifire efficiency η_{pc}	95 %
$\eta_{\text{WPT}} = \eta_{\text{coil}}\eta_{\text{pc}}$	85.5 %
Three phase inverter efficiency η_{inv}	95 %
Electric motor efficeincy η_{mot}	90 %
Mechanical components efficiency η_{mech}	95 %
$\eta_{\text{DT}} = \eta_{\text{inv}}\eta_{\text{mot}}\eta_{\text{mech}}$	81.2 %
Total efficiency $\eta = \eta_{\text{WPT}}\eta_{\text{DT}}$	69.5 %

5.2.4 路面側設備の必要送電電力

ある区間を走行する車両に路面側送電設備から伝送するエネルギー E_{road} は式 (5-12) で求められる。ここで、ある区間の走行に要する時間を T [s] とすると、路面側送電設備の平均的な必要送電電力 \bar{P}_{road} は

$$\bar{P}_{\text{road}} = \frac{E_{\text{road}}}{TD} \quad (5-14)$$

であり、特に長さ L [m] の区間において速度 V [m/s] で等速走行している場合は次式で求められる。

$$\bar{P}_{\text{road}} = \frac{E_{\text{road}}V}{LD} \quad (5-15)$$

式 (5-14) より、敷設率 D が低いほど必要な送電電力が大きくなることが分かる。

5.3 等速走行における計算例

本章では傾斜のない道路を等速走行する場合を想定し、路面側コイルの必要送電電力等を算出した計算例を示す。各計算においては特に記載がない限り走行区間長 $L = 10$ km, 敷設率 $D=50$ %, 走行速度 80 km/h の場合についての計算結果である。車両パラメータは市販 EV の諸元を参考として Tab. 3 に示す値を用いた。なお、車両重量に関しては燃費計測試験の条件に準じて体重 55kg の 2 名乗車を想定しており、等価慣性重量は考慮していない。

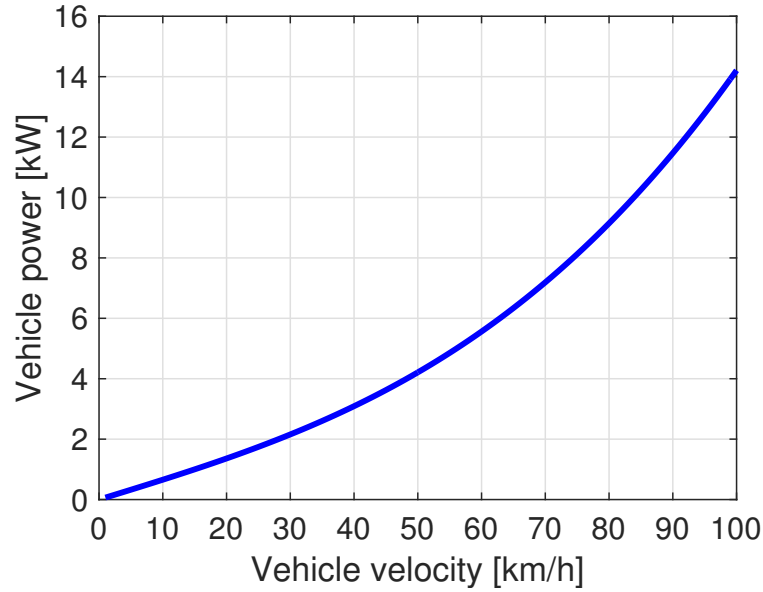


Fig. 34: Power for EV driving.

5.3.1 走行に要する電力

車両の走行速度 V に応じた所要パワー P_{wheel} の計算結果を Fig. 34 に示す。式 (5-1)，式 (5-6) より等速走行においては走行抵抗 R は V^2 ，パワー P_{wheel} は V^3 の関数であることが分かる。Fig. 34 より，80 km/h の等速走行に要するパワーはおおよそ 9.14 kW であることが分かる。

5.3.2 車両速度に対する必要送電電力

車載バッテリーの電力を使わずにワイヤレス電力伝送された電力のみで等速走行する場合，路面側送電設備から送電すべきエネルギー E_{road} は式 (5-12) において $E_{\text{charge}} = 0$ として求めればよい。さらに，路面側からの平均的な必要送電電力 \bar{P}_{road} は式 (5-15) により求められるので，式 (5-15) に式 (5-12) を代入すると次式が得られる。

$$\bar{P}_{\text{road}} = \frac{RV}{\eta_{\text{WPT}}\eta_{\text{DT}}D} \quad (5-16)$$

路面側コイルの敷設率 D が 50 % の場合において，車両速度に応じて路面側から送電すべき電力の計算結果を Fig. 35 に示す。ここで総合効率 $\eta = \eta_{\text{WPT}}\eta_{\text{DT}}$ と定義した。例として走行速度が 80 km/h，各効率が Tab. 3 に示す値である場合，路面側からの必要送電電力は 26.4 kW である。

5.3.3 敷設率に対する必要送電電力

車載バッテリーの電力を使わずにワイヤレス電力伝送された電力のみで等速走行する場合に，敷設率 D に応じた路面側からの平均的な必要送電電力 \bar{P}_{road} は式 (5-16) で求めることができる。

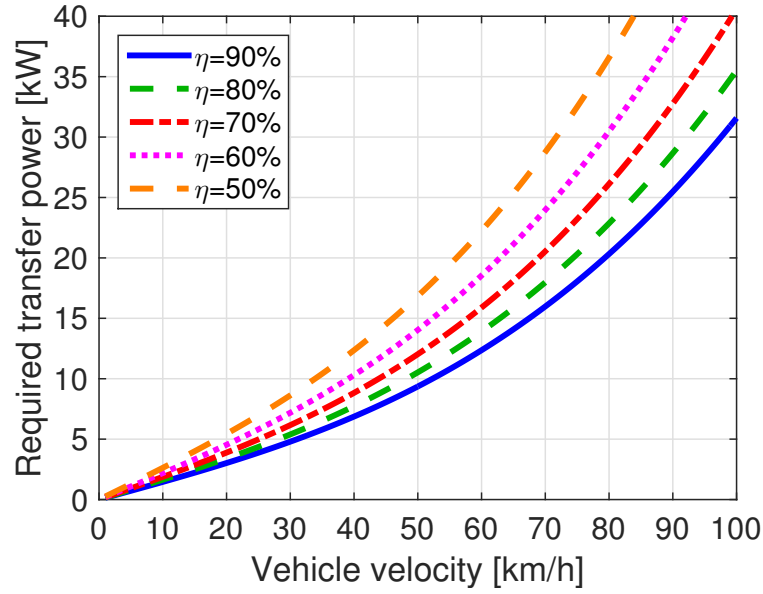


Fig. 35: Efficiency vs. required transfer power.

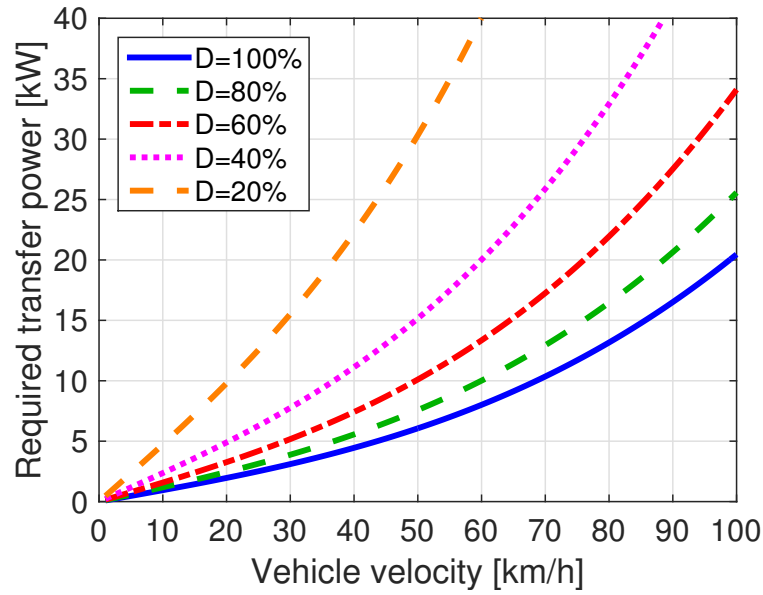


Fig. 36: Vehicle velocity vs. required transfer power ($\eta = 69.5\%$).

すなわち、 \bar{P}_{road} は敷設率 D に反比例することが分かる。総合効率を 69.5 % として敷設率を変えて走行速度に応じた \bar{P}_{road} を計算した結果を Fig. 36 に示す。また、走行速度を 80 km/h とし、総合効率を変えて敷設率に応じた \bar{P}_{road} を計算した結果を Fig. 37 に示す。

Fig. 37 および Fig. 36 より敷設率 D が低い場合、必要となる \bar{P}_{road} が極端に大きくなることが分かる。敷設率を高くした場合、路面側の送電設備単体の機器容量は小さくすることができる。例えば、 $D = 100 [\%]$ の場合、必要送電電力は約 13.2 kW となる。一方、送電設備単体の機器容量を大きくすると敷設率を低くすることができる。送電設備単体のコストは機器容量に依存すると考えられるため、設備単体のコストと走行区間における設置数においてトレードオフの

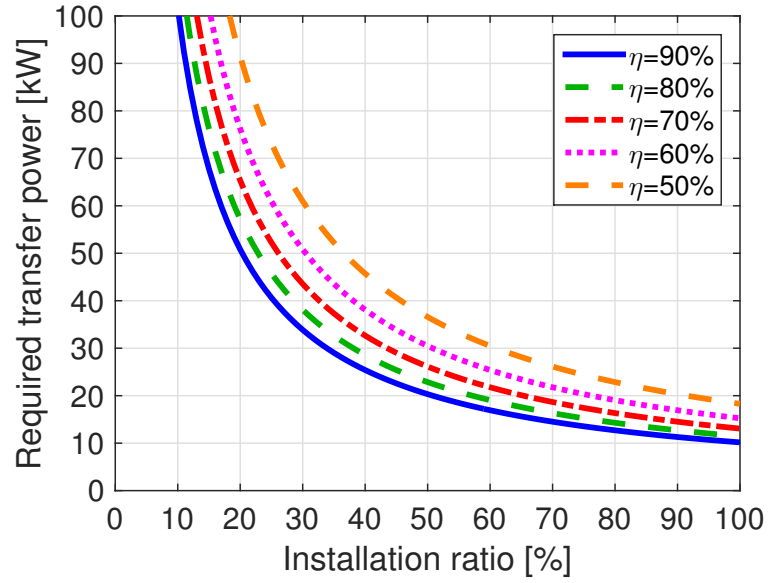


Fig. 37: Installation ratio vs. required transfer power ($V=80$ km/h).

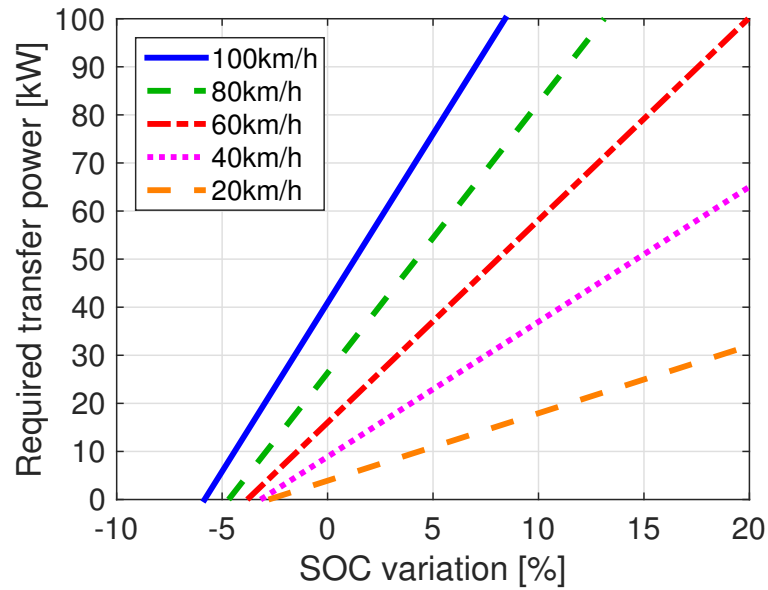


Fig. 38: SOC variation vs. required transfer power.

関係となっており，コストを最小とする最適解が存在すると言える。

5.3.4 SOC 変化量に対する必要送電電力

走行に要するパワーよりも路面からの伝送電力が大きい場合，車載バッテリーを充電しつつ走行することが可能である。等速走行の場合，長さ L [m] の走行区間における車載バッテリーのエネルギー変化量 E_{charge} を実現するための路面側からの必要送電電力 \bar{P}_{road} は式 (5-12)，式

Tab. 4: Driving data of JC08 mode.

Average vehicle velocity	24.4 km/h
Max vehicle velocity	81.6 km/h
Driving time	1204 s
Driving distance	8.172 km

(5-15) より次式の通り求められる。

$$\bar{P}_{\text{road}} = \frac{V}{LD\eta_{\text{WPT}}} \left(\frac{E_{\text{wheel}}}{\eta_{\text{DT}}} + E_{\text{charge}} \right) \quad (5-17)$$

すなわち、 \bar{P}_{road} は所望のエネルギー変化量 E_{charge} (すなわち SOC 変化量 ΔSOC) に比例する。

ここでは一例として走行区間を 10 km、敷設率を 50 %、車載バッテリーの容量を 30 kWh とし、車載バッテリーの SOC 変化量に対する路面側からの必要送電電力 \bar{P}_{road} を計算した。計算結果を Fig. 38 に示す。SOC 変化量が 0 のとき走行に要するエネルギーと路面からの送電エネルギーが釣り合っていることを意味しており、SOC 変化量が負のときは車載バッテリーの充電量低下、正のときは充電量増加を意味している。高速走行において車載バッテリーを充電しつつ走行するためには路面側に大きな送電電力が必要となることが分かる。

5.4 パターン走行における計算例

本章では、走行速度が時々刻々と変化する場合の一例として、燃費計測における走行パターンの 1 つである JC08 モード [45] における計算例を示す。JC08 モードの走行内容の概要を Tab. 4 に、速度パターンを Fig. 39 に示す。

平地において走行する場合、走行抵抗 R は式 (5-1) において勾配抵抗 R_g を除く項を求めればよい。JC08 モードの走行速度は 1 秒毎に定められているため、各時系列での加速度は速度データの差分から求めた。また、簡単のため車両の減速はすべてモータの回生による電気ブレーキによると仮定した。1 秒間隔の時系列 t における速度を $v(t)$ とすると、 t において車両の走行に要するパワーは次式で求められる。

$$P_{\text{wheel}}(t) = (R_r(t) + R_a(t) + R_c(t))v(t) \quad (5-18)$$

$P_{\text{wheel}} \geq 0$ であれば力行状態、 $P_{\text{wheel}} < 0$ であれば回生状態である。ここでモータを駆動するインバータに出入りするパワーを考えると、力行状態では P_{wheel} に対して効率分だけ大きなパワーが必要なので、モータを駆動するインバータに入力されるパワー P_{inv} は

$$P_{\text{inv}} = \frac{1}{\eta_{\text{DT}}} P_{\text{wheel}} \quad (P_{\text{wheel}} \geq 0) \quad (5-19)$$

である。一方、回生状態では P_{wheel} に効率を乗じた分がインバータから回生されるので、回生パワー P_{inv} は

$$P_{\text{inv}} = \eta_{\text{DT}} P_{\text{wheel}} \quad (P_{\text{wheel}} < 0) \quad (5-20)$$

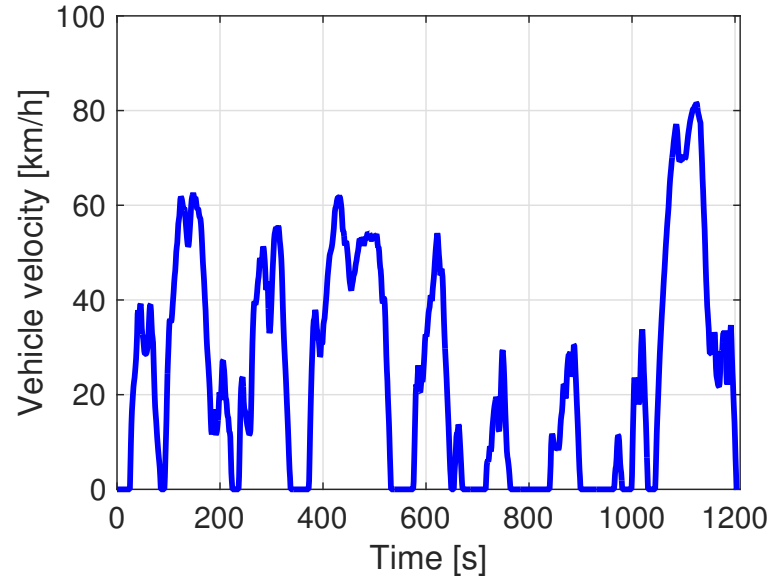


Fig. 39: Driving velocity pattern on JC08.

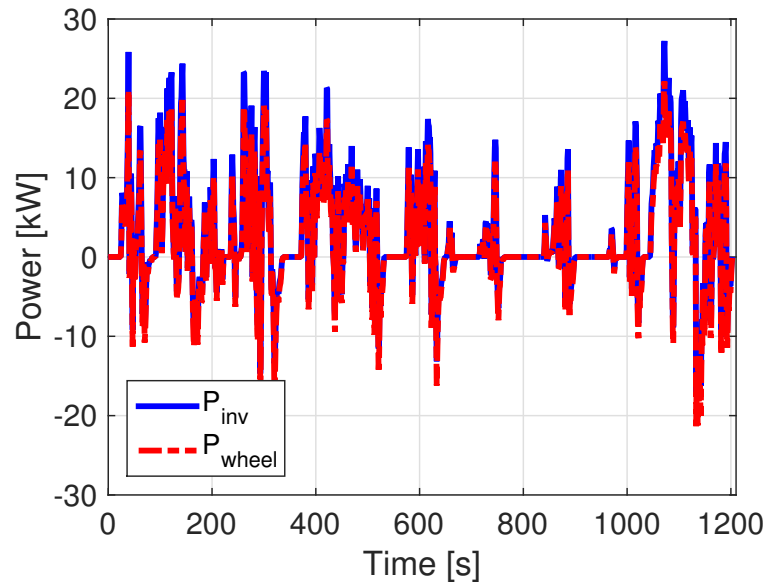


Fig. 40: Required driving power on JC08.

であることに注意する。以上を考慮したうえで、1回のパターン走行において車載バッテリーのSCO変化をゼロとするために路面側からワイヤレス電力伝送すべき総エネルギー E_{road} は次式で求められる。

$$E_{\text{road}} = \frac{1}{\eta_{\text{WPT}}} \sum_{t=0}^T P_{\text{inv}} \quad (5-21)$$

ここで T は走行時間である。したがって、走行区間における路面側送電設備の敷設率を D とす

Tab. 5: Calculation results on JC08.

Required gross energy for a EV driving on JC08 E_{inv}	1.01 kWh
Required gross transfer energy from road side E_{road}	1.18 kWh
Required transfer power ability from road side \bar{P}_{road}	7.05 kW

ると，路面側送電設備の平均的な必要送電電力 \bar{P}_{road} は次式で求められる。

$$\bar{P}_{road} = \frac{E_{road}}{TD} \quad (5-22)$$

ただし，走行時間 T は Fig. 39 に示すように停車時間を含んでいることに注意すべきである。

Tab. 3 に示す車両諸元において，JC08 モードの走行パターンを走行するために必要となる路面側送電設備の平均的な送電電力 \bar{P}_{road} を計算した。敷設率 D は 50% とした。モータ駆動用インバータに出入りするパワー P_{inv} の計算結果を Fig. 40 に示す。更に， \bar{P}_{road} の計算結果等を Tab. 5 に示す。以上の計算結果より，JC08 モードの走行前後において車載バッテリーの充電量を変化させずに走行させるために路面側の送電設備からワイヤレス電力伝送する必要のある電力 \bar{P}_{road} は，約 7.05 kW であることが求められた。

5.5 ワイヤレスインホイールモータへの適用

本節ではワイヤレスインホイールモータに対する走行中ワイヤレス電力伝送の適用について考察する。前節にて一般的な電気自動車に対する走行中ワイヤレス電力伝送において路面側から伝送する必要のある電力を算出したため，これを元にワイヤレスインホイールモータに対して走行中ワイヤレス電力伝送を適用した場合について検討することで，ワイヤレスインホイールモータに対する走行中ワイヤレス電力伝送の優位性を考察する。更に，前節で検討したパワーマネジメントを適用することで，ホイール側におけるモード切替等を必要とせずに走行中ワイヤレス電力伝送が適用できることを示す。

5.5.1 W-IWM2 への走行中ワイヤレス電力伝送における必要送電電力

ワイヤレスインホイールモータに対して前節で導出した走行中ワイヤレス電力伝送の必要送電電力の計算法を適用し，ワイヤレスインホイールモータに走行中ワイヤレス電力伝送を適用する有効性について述べる。Fig. 41 に W-IWM2 に対する走行中ワイヤレス電力伝送適用時のシステム構成を示す。このシステムを前節で取り上げた電気自動車の 4 輪前輪に装備した例について路面側のコイル一つ当たりから伝送する必要のある電力例を算出する。計算に用いたパラメータは Tab. 6 に示した。なお，W-IWM2 は受電した電力をバッテリーに充電する必要がなく，モータ出力は減速機のみを介してホイールに伝達されデファレンシャルギアやドライブシャフ

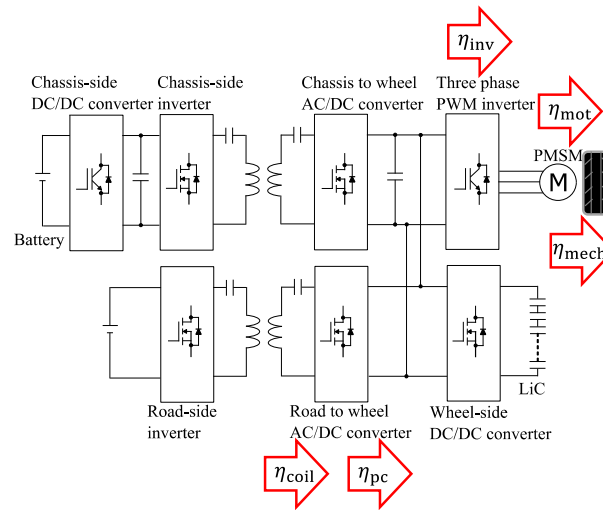


Fig. 41: DWPT system configuration of the wheel-side of W-IWM2.

ト等の機械要素を持たないため変換器効率 η_{coil} および機械伝達効率 η_{mech} はいずれも前節と比較して高い数値を想定している。

例として，路面側からの伝送電力のみで等速走行をした際の車両速度に応じて路面側のコイル一つ当たりから伝送すべき電力の計算例を示す。W-IWM2 が 4 輪すべてに装備された場合を想定しているため，式 (5-16) より路面側のコイル一つ当たりから伝送する必要のある電力 $\bar{P}_{road/wheel}$ は，次式のように求められる。

$$\bar{P}_{road/wheel} = \frac{RV}{4\eta_{WPT}\eta_{DT}D} \quad (5-23)$$

路面側コイルの敷設率 D % の場合において，車両速度に応じて路面側のコイル一つ当たりから伝送すべき電力の計算例を Fig. 42 に示す。ここで，走行速度が 80 km/h，各効率が Tab. 6 に示す値である場合の路面側からの必要伝送電力を前節の計算例と併せて Tab. 7 に示す。これより，モータに対して直接的に電力伝送することで総合効率の改善が可能であり，4 輪合計の受電電力で車体の必要電力を満たせばよいことから，路面側コイル一つ当たりの伝送電力は一般的な電気自動車の場合に対して 20 % 程度の電力で走行中ワイヤレス電力伝送による走行が実現可能であることがわかる。また，W-IWM 2 の下部は車体下面と異なり地面との相対位置が変化しない。従って，W-IWM 2 の場合は最低地上高に受電コイルを設置することが可能であり，路面側コイルとのギャップを小さく設定できるためより高いコイル間伝送効率 η_{coil} を得ることが期待出来る。これより，W-IWM2 に対して走行中ワイヤレス電力伝送を適用することで路面側コイル一つ当たりから伝送すべき電力を小さく抑えることが可能となり，送電側のコスト削減や車両への伝送エネルギーの増大が容易になることなどが期待できる。

以上から，W-IWM2 に対して走行中ワイヤレス電力伝送を適用することの優位性が確認された。

Tab. 6: Simulation parameters of DWPT for W-IWM2.

Number of W-IWM2	4
Air density ρ	1.2 kg/m ³
C_d value	0.30
Frontal projected area S	2.0 m ²
Total weight M	1590 kg
Rolling resistance coefficient μ_r	0.015
Slope angle θ	0 deg
Averaged coil to coil efficiency η_{coil}	90 %
Rectifire efficiency η_{pc}	98 %
$\eta_{\text{WPT}} = \eta_{\text{coil}}\eta_{\text{pc}}$	88.2 %
Three phase inverter efficiency η_{inv}	95 %
Electric motor efficeincy η_{mot}	90 %
Mechanical components efficiency η_{mech}	99 %
$\eta_{\text{DT}} = \eta_{\text{inv}}\eta_{\text{mot}}\eta_{\text{mech}}$	84.6 %
Total efficiency $\eta = \eta_{\text{WPT}}\eta_{\text{DT}}$	74.7 %

Tab. 7: Required transmission power comparison between general EV and W-IWM2.

	General EV	W-IWM2
Total efficiency η	69.5 %	74.7 %
Required transmission power from a road-side coil	26.4 kW	5.3 kW

5.5.2 走行中ワイヤレス電力伝送を適用した場合のパワーマネージメント

負荷が 6 kW で力行している際に走行中ワイヤレス電力伝送によって路面側から 12 kW の電力を受電した場合についてシミュレーションを行った。この時、ホイール側の路面用 AC/DC コンバータは Rectification mode のみで動作させている。路面-ホイール間のコイル相互インダクタンス L_{mrw} の変化は車両が 80 km/h で走行している場合を想定した。路面側インバータは $L_{\text{mrw}} = 30.0 \mu\text{H}$ 以上の時に共振周波数での矩形波駆動とした。

シミュレーション結果を Fig. 43 に示す。Fig. 43(a) はホイール側の各電力を示しており、走行中ワイヤレス電力伝送によって路面側から受電した 12 kW の内 6 kW で負荷を力行し、残りの 6 kW は LiC に充電されていることが確認できる。これより、走行中ワイヤレス電力伝送による電力を受電している区間においては LiC の SOC が上昇するため車体側からの電力伝送が自動的に停止し、路面側からの電力で走行していることが分かる。また、Fig. 43(c) から走行中ワイヤレス電力伝送によって充電されたエネルギーを路面側からの受電が終了するのと同時に

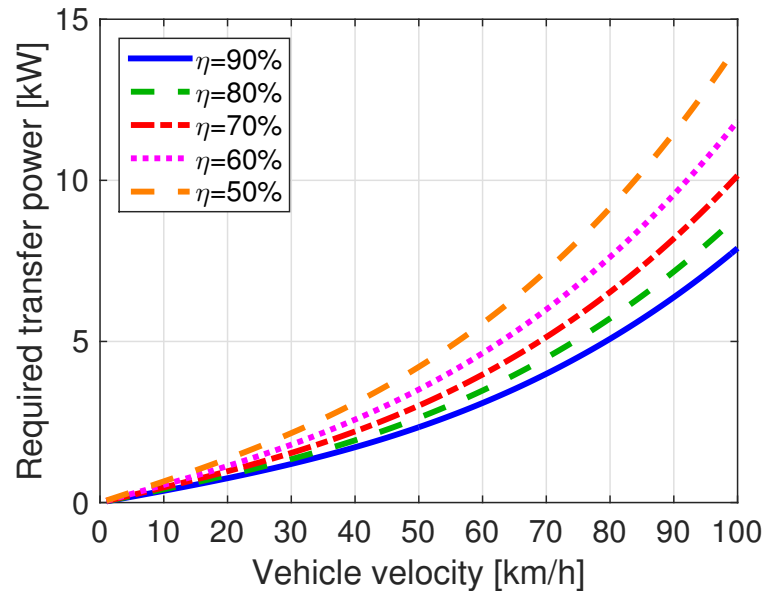


Fig. 42: Efficiency vs. required transfer power from a road-side coil(W-IWM2).

使用し、SOCを一定に制御出来ていることも確認できる。Fig. 43(b)より路面側からの電力伝送の前後において v_{DC} をホイール側DC/DCコンバータの電圧制御によって指令値に制御出来ていることが確認できる。

負荷が1.0 kWで力行している際に走行中ワイヤレス電力伝送によって路面側から1.6 kWの電力を受電した場合について実験を行った。この時、ホイール側の路面用AC/DCコンバータはRectification modeのみで動作させた。路面側インバータは路面側コイルの電流値により車両の有無を検知することで送電のON/OFFを行っている[28]。実験結果をFig. 44に示す。Fig. 44(a)より、シミュレーションと同様に路面側から電力を受電している区間は負荷をその電力で力行し、余剰分がLiCに充電されていることが確認できる。Fig. 44(b)から電力を受電する前後においても v_{DC} を指令値に制御することが出来ていることが確認できる。Fig. 28(c)からLiCに充電された余剰分が負荷で力行され、SOCを指令値に制御できていることが確認できる。

以上から、提案のSOC制御を適用することでモード切り替え等を必要とせずに走行中ワイヤレス電力伝送の適用が可能であることが実験的にも確認された。

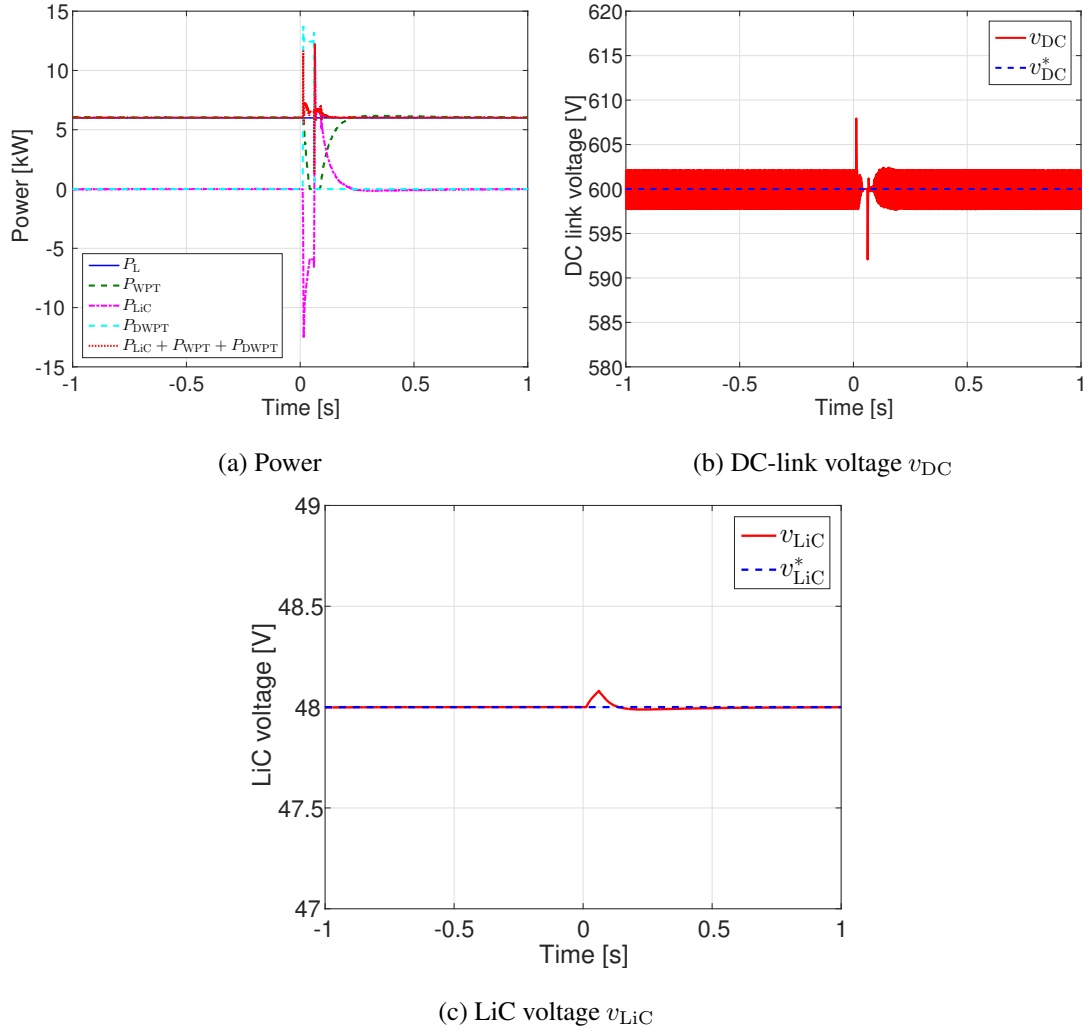
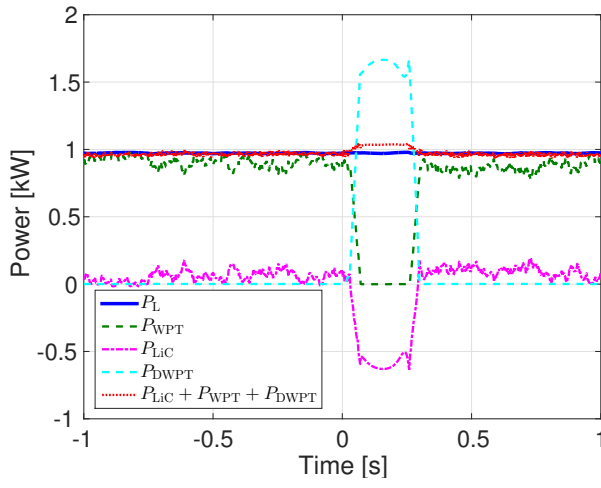
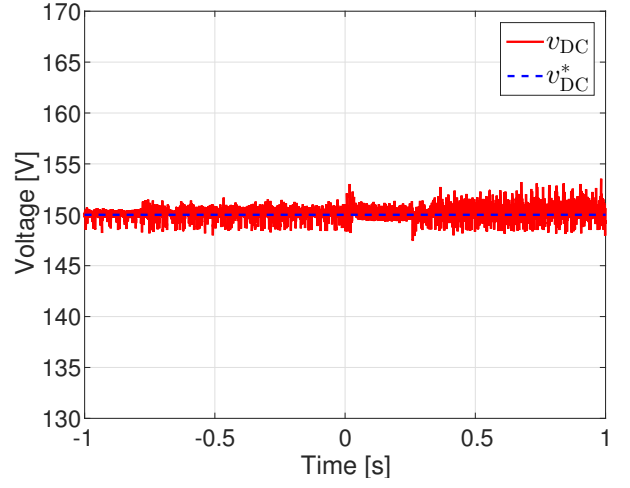


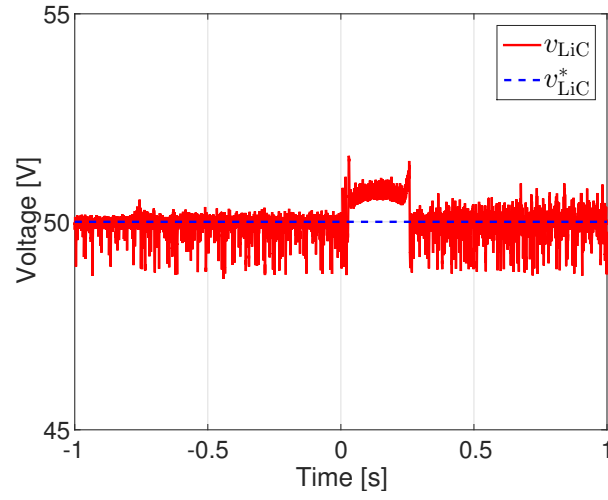
Fig. 43: Simulation result of DWPT.



(a) Power



(b) DC-link voltage v_{DC}



(c) LiC voltage v_{LiC}

Fig. 44: Experimental result of DWPT.

第 6 章

実車試験用大電力モデル

本章では実際に製作した実車試験用大電力モデル (W-IWM2) の構成と各試験について述べる。

6.1 実車試験用大電力モデル構成と実験環境

本節では実車試験用大電力モデルの構成と走行中ワイヤレス電力伝送試験を行うために東京大学柏キャンパスの電気自動車実験場に新設した、走行中ワイヤレス電力伝送実験レーンの概要について述べる。

6.1.1 実車試験用大電力モデルの構成

Fig. 45 に実車試験用大電力モデルのホイール側外観を示す。モータ背面に Fig. 45 に示すようなホイール側各変換器および LiC が一体化されている。これらの変換器がホイール側車体用コイル及びホイール側路面用コイルに接続される。Fig. 46 に W-IWM2 の車体側を示す。これに車体バッテリーと車体側コイルが接続される。Fig. 47 に車体-ホイール間のコイル外観を示す。車体側とホイール側で同形状のコイルを使用しており、コイル背面には周辺金属の影響抑

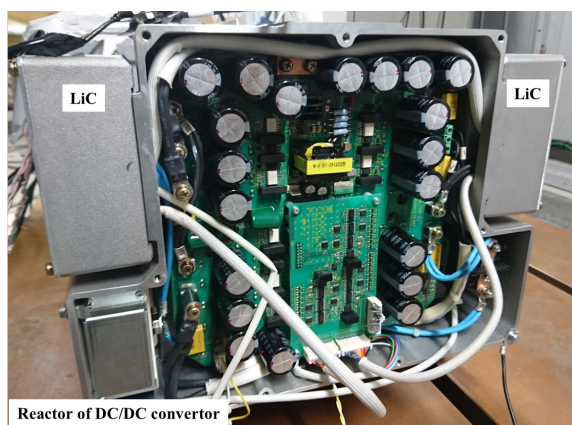


Fig. 45: Wheel-side converters of W-IWM2.

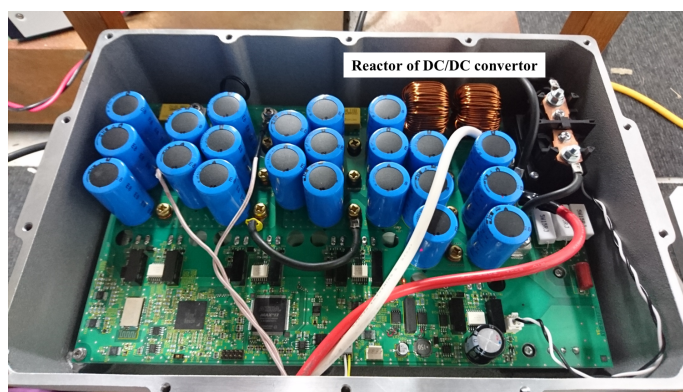


Fig. 46: Chassis-side converters of W-IWM2.

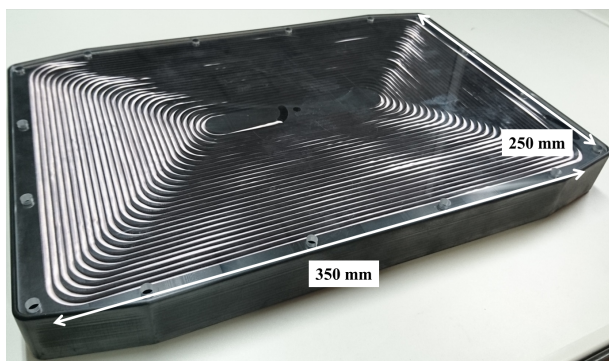


Fig. 47: Chassis and wheel-side coil.

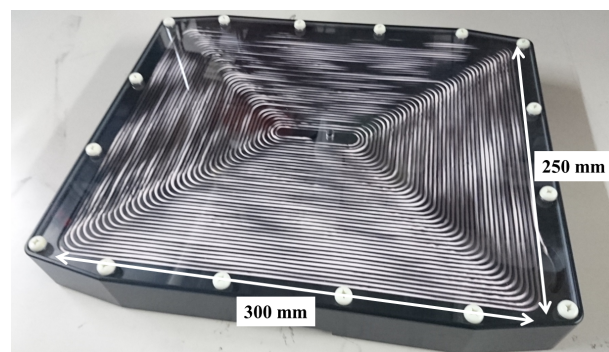
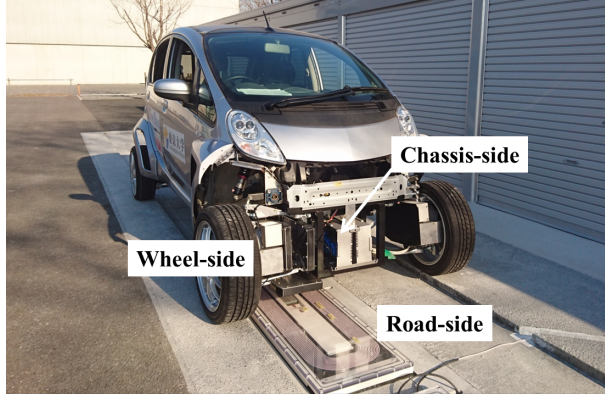


Fig. 48: Road to wheel coil.

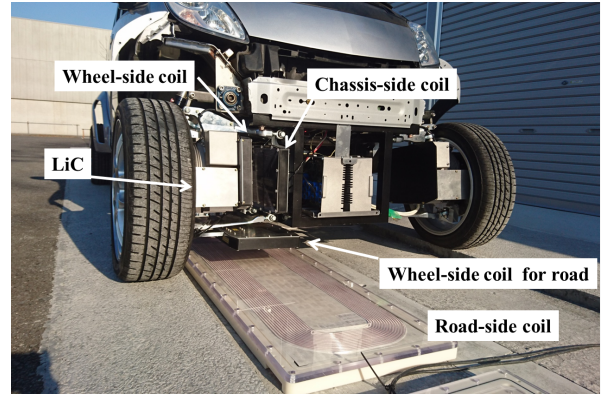
Tab. 8: Parameters of W-IWM2.

Resonance frequency	85 kHz
Switching frequency of DC/DC converter	85 kHz
Load maximum output	12.0 kW
LiC capacitance	125 F
LiC operation voltage	26.4–45.6 V
Chassis-side coil resistance R_c	242.0 m Ω
Chassis-side coil inductance L_c	259.9 μ H
Chassis to wheel coil resistance R_{cw}	242.0 m Ω
Chassis to wheel coil inductance L_{cw}	259.9 μ H
Road-side coil resistance R_r	342.5 m Ω
Road-side coil inductance L_r	429.0 μ H
Road to wheel coil resistance R_{rw}	383.3 m Ω
Road to wheel coil inductance L_{rw}	377.7 μ H
Chassis to wheel coils gap	100 mm
Chassis to wheel coils mutual inductance L_{mcw}	60.1 μ H
Road to wheel coils mutual inductance at nominal position L_{mrw}	44.51 μ H
DC-link capacitor C	1100 μ F
Inductance of DC/DC converter L	60.8 μ H
ESR of inductance and LiC r	41.0 m Ω

制と自己インダクタンスの上昇のためにフェライトコア (PC95) が配置されている。更に、コイルケース内部には共振コンデンサも内蔵されており、共振器として機能をコイルケースで内部で一体化して実現している。Fig. 48 はホイール側路面用コイルの外観を示す。車体–ホイール間のコイルと同様のケース構造をしているが、路面側コイルとの形状の差異が大きいため結合係数 k を大きくとることが難しいことから、自己インダクタンス L_{rw} を増加させるために巻き



(a) FPEV4-Sawyer with W-IWM2



(b) Coils placement of W-IWM2

Fig. 49: Outlines of W-IWM2 on vehicle.

Tab. 9: Result of measurement on mutual inductance L_{mcw} (Right-side wheel).

	No displacement	Wheel-side upward +50 mm	Wheel-side downward -50
No steer	60.1 μH	45.5 μH	48.4 μH
Full steer to the right	45.5 μH	32.0 μH	33.3 μH
Full steer to the left	45.0 μH	30.2 μH	38.2 μH

数を 29 巻から 40 巻に増加させている。Tab. 8 に W-IWM2 の各パラメータを示す。

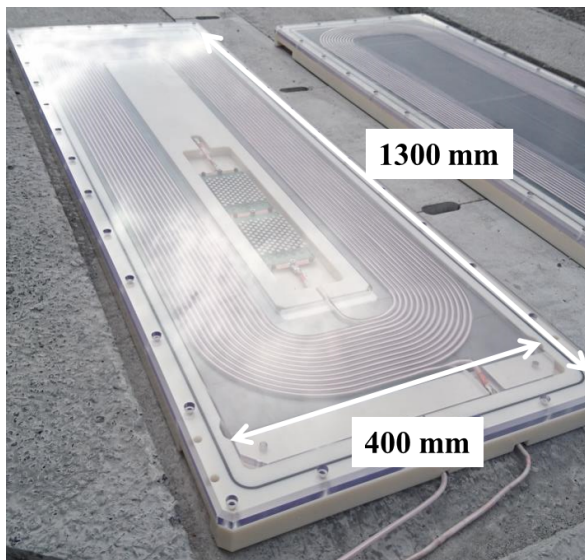
6.1.2 実験車両構成

Fig. 49(a) に実車試験用大電力モデルを前左輪に搭載した、実験車両の外観を示す。Fig. 49 は実車試験用大電力モデルの車載状態での各コイルの位置関係を示している。ここで、ホイール側路面用コイルはホイール内部のモータ筐体と取り付けのアームが一体化されてホイール側に接続されていることがわかる。これにより路面側コイル-ホイール側路面用コイル間のギャップが 100 mm になるよう配置されており、路面との相対的なギャップが常に一定となる構成となっている。

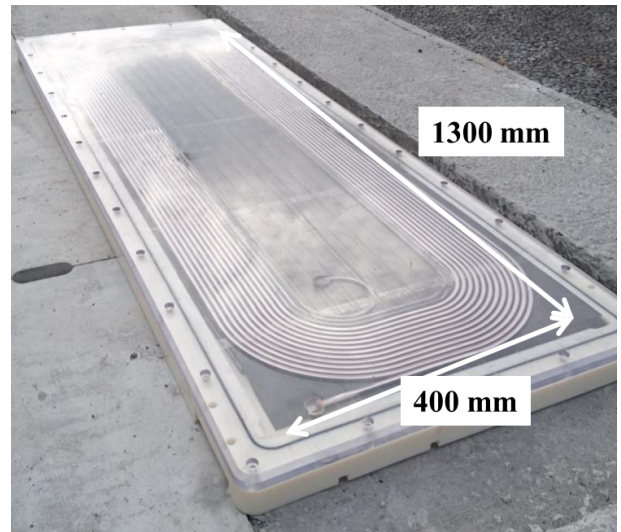
実車試験用大電力モデルは操舵輪である前輪 2 輪に搭載されるため、後輪 2 輪で試験を行ったワイヤレスインホイールモータ試作 1 号機の車体-ホイール間のコイルの位置関係が上下方向にのみ変化していたのに対して操舵時にはホイール側のキングピン軸を回転中心とした回転方向にもコイルの相対位置関係が変化する。そのため、Tab. 9 に車体-ホイール間の相対位置変化に伴う相互インダクタンス L_{mcw} の変化を測定した結果を示す。操舵時の左右で L_{mcw} に違いが生じていることが確認出来るが、これはサスペンション構造によるスペースの関係でホイール側車体用コイルが車体側コイルと水平に向かい合った状態からホイール側コイルの車両進行方向側が上方に回転して取り付けられているためである。なお、計測結果の L_{mcw} が最悪値を取



Fig. 50: DWPT experimental lane.



(a) With capacitor plate inside coil case



(b) Without capacitor plate inside coil case

Fig. 51: Road-side coils.

る状態で最大出力を発揮した場合でも機器破損が生じない設計となっている。

6.1.3 走行中ワイヤレス電力伝送実験レーン

Fig. 50 に東京大学柏キャンパスの電気自動車実験場に 2017 年 1 月に新設されたワイヤレス電力伝送実験レーンの外観を示す。レーン中央の溝 (深さ 50mm, 全長 20,000 mm, 幅 1250 mm) は路面側コイルを設置するために設けられており, 短手方向に Fig. 51 に示した路面側コイルを 2 つ並べて配置することで, 左右両輪の W-IWM2 に同時に電力伝送が行える構成になっている。また, 車両進行方向には 12 個の路面側コイルを設置できるため, 合計 24 個のコイルを路面側に設置することが可能である。

路面側コイルは 2 種類製作しており, 共振コンデンサ基板をケースの外部の専用ボックスに

Tab. 10: Experimental result on receiving coil placement study for road-side coil.

	off capacitors	on capacitors	off capacitors
Operation frequency of road-side inverter	89 kHz	89 kHz	89 kHz
Mutual inductance L_{mrw}	35.5 μ H	34.5 μ H	35.5 μ H
Road-side DC input voltage v_r	398.8 V	398.9 V	448.7 V
Wheel-side DC-link voltage v_{DC}	401.4 V	401.5 V	451.6 V
Road-side DC input	6.70 kW	6.87 kW	8.20 kW
Wheel-side DC-link input	5.99 kW	6.16 kW	7.40 kW
DC to DC transmission efficiency	90.24 %	89.67 %	90.24 %

配置した Fig. 51(b) とケース内部に一体化した Fig. 51(a) が存在する。ケース外部に共振コンデンサを配置したものは、共振コンデンサ用ボックスとコイルとの配線に高電圧が発生することから取り扱いが難しい点が挙げられ、一方でケース内部に一体化したものは電力伝送時の磁束の経路上に金属材料を含む共振コンデンサ基板が存在することで電力伝送特性に影響を与えることが懸念される。これに関して、Tab. 10 に共振コンデンサ基板一体型のコイルケースを用いて、コイルケースの共振コンデンサ基板直上、この位置とコイルケース中心に対して対称な位置それぞれで電力伝送を行い、効率の変化を測定した結果を示す。このとき、効率の測定は路面側 DC リンクとホイール側 DC リンク間で行い、岩崎通信機製パワーアナライザ (PPA5520) を用いて行った。これより、共振コンデンサ基板が路面側コイルとホイール側路面用コイル間に存在することで相互インダクタンスと伝送効率が若干で低下していることがわかる。効率は約 0.57 % 低下していることが確認でき、路面側出力から単純に算出すると共振コンデンサ基板において約 39 W の損失が発生していると考えることが出来る。一方で、この測定におけるホイール側路面用コイルの位置は厳密に決定したものではなく、簡易的な検討であることに留意する必要がある。以上から、コイルケース内部に共振コンデンサ基板を配置することは走行中ワイヤレス電力伝送のように短時間の電力伝送に使用する上では大きな問題にはならないと判断した。なお、これらのコイルは屋外に配置されることと車両が路面側コイル上を走行する可能性があることを考慮して防水性耐荷重を考慮した設計がなされている。コイル配置用の溝から倉庫に向かって伸びた溝は、レーンに配置された路面側コイルと Fig. 14 に示した倉庫内の路面側インバータ間の配線が通る。路面側コイルは第 5 章で述べたセンサレス車両検知によって W-IWM2 の路面側コイル上への侵入を検知し、送電の ON/OFF を行う。なお、本論文ではこの走行中ワイヤレス電力伝送実験レーンを用いた W-IWM2 に対する実験のみを取り扱うが、路面側コイルは変更可能であり W-IWM2 に対する電力伝送試験以外にも様々なシステム構成に対して走行中ワイヤレス電力伝送の試験が可能である。

6.2 ミニモデルとの制御手法の差異

本節ではミニモデルを用いて実証したシステム制御を実車試験用大電力モデルで実現するにあたって制御手法を一部変更したため、実車試験用大電力モデルにおいて採用した制御手法の概要とミニモデルで用いた手法との差異について述べる。

6.2.1 同期式位相シフト方式を用いたホイール側 AC/DC コンバータの電力制御

Fig. 52 に位相シフト方式の概念図を示す。ここで、 v_{cw} 、 i_{cw} はそれぞれホイール側車体用 AC/DC コンバータ入力電圧・電流を表す。同期式位相シフト方式においては、車体側コイルからのワイヤレス電力伝送によってホイール側車体用コイルに生じる電流 i_{cw} の位相を PLL(Phase Locked Loop) 等を用いて取得し、この電流位相と v_{cw} の位相が同位相となるように整流動作を行う [47]。この際に、 v_{cw} のパルス幅を制御することでホイール側車体用 AC/DC コンバータの出力電流を実効値的に制御することが可能になる。車体-ホイール間のワイヤレス電力伝送における共振周波数の半周期 T および v_{cw} のパルス幅 T_r を用いて、同期位相シフト方式における変調率 α_{ps} を次式のように定義する。

$$\alpha_{ps} = \frac{T_r}{T} \quad (-1 \leq \alpha_{ps} \leq 1) \quad (6-1)$$

なお、 $\alpha_{ps} < 0$ において、ホイール側車体用 AC/DC コンバータはインバータとして動作することでホイール側から車体側に電力伝送を行う ($P_{WPT} < 0$)。ここで、ホイール側 DC リンクの電圧変動が動作周波数より十分遅い場合、ホイール側車体用 AC/DC コンバータ出力電流 i_{WPT} は平均値で扱うことが可能となり、平均出力電流 \bar{i}_{WPT} は次式のように求められる [48]。

$$\begin{aligned} \bar{i}_{WPT} &= \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2}\alpha_{ps}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\alpha_{ps}} i_{WPT} \sin \theta d\theta \\ &= \frac{2}{\pi} i_{WPT} \sin \frac{\pi \alpha_{ps}}{2} \end{aligned} \quad (6-2)$$

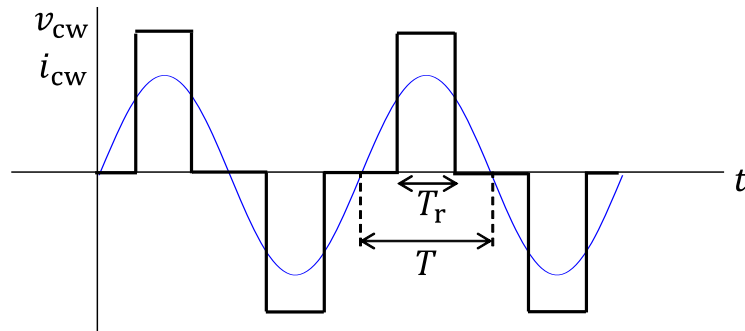


Fig. 52: Phase-shift rectification on chassis to wheel AC/DC converter.

これより、 α_{ps} を制御することで \bar{i}_{WPT} を制御することが可能であることが分かる。なお、 $\alpha < 0$ の領域においてはホイール側から車体側への電力伝送を行う。このとき、 v_{cw} の位相を反転させることで $-\frac{2}{\pi}$ であった車体側インバータ出力電流 i_c に対する i_{cw} の位相差を $\frac{\pi}{2}$ とすることが可能である。つまり、ホイール側車体用 AC/DC コンバータをインバータとして動作させることとなり、ホイール側から車体側への電力伝送も α_{rms} に応じて行われることとなる。

6.2.2 2モード方式との差異

ミニモデルを用いた検討においては、 P_{WPT} の制御に2モード方式を用いていた。2モード方式と同期式位相シフト方式の差異として特に以下の2点が挙げられる。

- ・同期を必要としないため実装が容易
- ・整流動作からインバータ動作への切り替えがやや困難

ここで、整流動作からインバータ動作への切り替えとは車体側からホイール側へ伝送されている電力の流れを反転させ、ホイール側から車体側に電力伝送を行うことを示す。また、切り替えが困難と記したのは2モード方式の同期を必要としない特徴から整流動作時の i_{cw} の位相検出行っていないものと仮定すると車体側と通信を行い車体側インバータを停止させる必要があるためである。これに対して、同期位相シフト方式は下記のように対応している。

- ・電流位相の検出が必要となるため高速な演算装置が必要となり実装がやや複雑
- ・スイッチングパターンの位相を反転することでインバータ動作へと遷移させることが出来る

いずれの方式も P_{WPT} を制御する目的で使用するため、ミニモデルでの検討においてはホイール側のパワーマネジメントに着目し、更に実装が容易であることから2モード方式を採用した。一方で、実車試験用大電力モデルにおいては車体側を含めたパワーマネジメントの検討を行う必要があるため、同期位相シフト方式を採用している。

6.3 モータベンチ試験

本節では W-IWM2 の性能評価を行うために行ったモータベンチ試験の構成と実験結果について述べる。Fig. 53 にモータベンチ試験の試験構成を示す。実車試験用大電力モデルの1輪分を負荷モータに接続し、W-IWM2 の定格速度である 1500 rpm，最大出力 12 kW での試験が可能な構成となっている。車体側バッテリーには Myway プラス製回生型直流電源 (p-CUBE : MWBFP3-1250-J02) を用いている。車体-ホイール間のワイヤレス電力伝送に使用する送受電コイルは、実車試験においてはサスペンションのストロークと操舵による相対的な位置ずれが生じるが、モータベンチ試験においてはミニモデルを用いて実証したシステム制御の実車試験

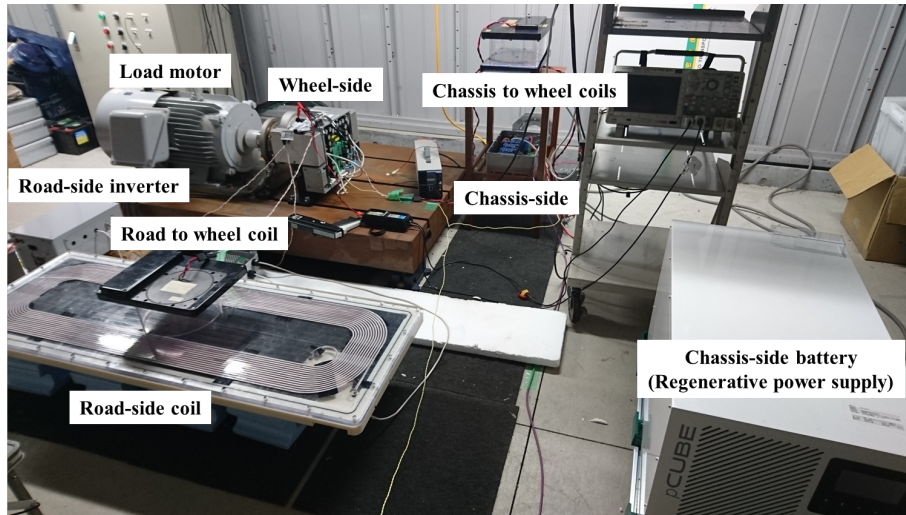


Fig. 53: Motor bench test setup.

用大電力モデルにおける実証を目的としているため、コイル中心が一致した状態をノミナル位置としてコイル間ギャップ 100 mm で固定している。また、ホイール側路面用コイルと路面側コイルも同様にコイル中心を一致させて 100 mm のギャップを隔てて固定した状態で試験を行っている。車体-ホイール間のトルク指令値および車体側 DC リンク電圧指令値等の通信には実験車両搭載時と同様に Bluetooth 通信による無線通信を用いた。

6.3.1 負荷力行試験

まず、車体-ホイール間の電力伝送の動作確認を行うために路面側からの電力伝送を行わずにモータを一定速で駆動させた際の試験結果を取得した。Fig. 54 にモータベンチ試験結果を示す。この時、車体側 DC/DC コンバータ出力電圧を 730 V、ホイール側 DC リンク電圧を 730 V として、LiC の SOC 制御指令値は 38 V に設定した。Fig. 54(a) はホイール側の各電力を表しており、 P_{motor} は負荷の機械出力を表しており、負荷は 1500 rpm, 55.5 Nm で力行しているため、 $P_{\text{motor}} = 8.7 \text{ kW}$ となる。この時、車体側からの受電電力 P_{WPT} は負荷効率 $\eta_{\text{inv}}\eta_{\text{mot}}$ を 90 % と仮定すると、 $P_{\text{WPT}} = P_{\text{motor}}/0.9 = 9.67 \text{ kW}$ となる。Fig. 54(a) ではそのようになっていないが、これはホイール側車体用コイル電流を測定している電流センサの誤差であると考えられる。更に、この時の車体側バッテリー-ホイール側 DC リンク間の伝送効率を 90 % と仮定すると、車体側バッテリーからの出力電力は $P_{\text{WPT}} = P_{\text{motor}}/0.9 = 10.7 \text{ kW}$ となる。実際に、車体側バッテリーの代わりに用いた直流電源の出力は 10.8 kW 程度であり、この時の直流電源の出力電流が 30 A(350 V での動作時) でリミットに達したため、本試験においては負荷出力を最大出力の 12 kW まで上昇させていない。一方で、負荷出力で 12 kW を発揮する際の車体側からの必要伝送電力は同様の計算から 14.8 kW 程度であることがわかる。この時の送電側コイル電流は車体側 DC リンク電圧を 730 V とすると車体側コイル電流は 20.3 A となる。本試験においては車体側コイル電流は 14.8 A 程度であるが、いずれの場合においてもコイルおよび共振コンデンサ基

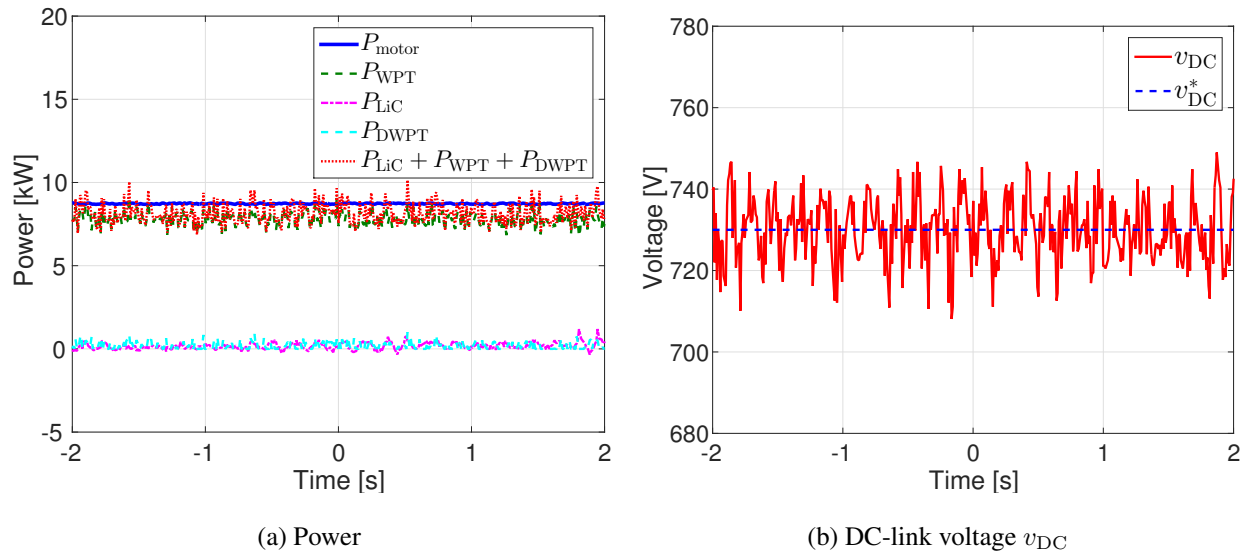


Fig. 54: Motor bench test result at 1500rpm 55.5N · m.

板設計において設定した最悪値となる電流値 39.2 A に対して十分に小さく，その他の変換器においても設計上十分な安全マージンが取れている。従って，車体側バッテリーとして使用する回生型直流電源の出力電流を向上させることで最大出力での試験も容易に行うことが出来ると考えられる。

6.3.2 負荷電力ステップ変動時のパワーマネジメント

Fig. 55 に負荷出力をステップ的に変動させた場合のベンチ試験結果を示す。この時，ホイール側 DC リンク電圧指令値を 600 V として，車体側 DC リンク電圧に関しては，負荷速度とトルク指令値に応じて変化するように制御している。負荷速度は 1500rpm として，トルク指令値を 38.5 N · m から 19.2 N · m に減少させて再度 38.5 N · m にステップ状に変化させている。従って，負荷の機械出力 P_{motor} は約 6 kW で力行している状態から 3kW での力行にステップ的に移行し，再度 6 kW での力行状態に移行している。Fig. 55(a) に各電力の実験結果を示す。負荷変動の前後において電力の収支が一致していることが確認でき，負荷変動に対して P_{LiC} が急峻に応答することで過渡現象の補償がされていることが確認できる。Fig. 55(b) はホイール側 DC リンク電圧 v_{DC} を表しており，負荷変動の前後で指令値に制御されていることが確認できる。Fig. 55(c) は LiC の電圧を示しており，負荷電力減少時には LiC に余剰分のエネルギーが充電され，負荷電力増加時には LiC が放電してその後指令値に追従していることが確認できる。

以上から，提案のシステム制御を適用することで負荷電力変動時のパワーマネジメントが成立することが確認された。

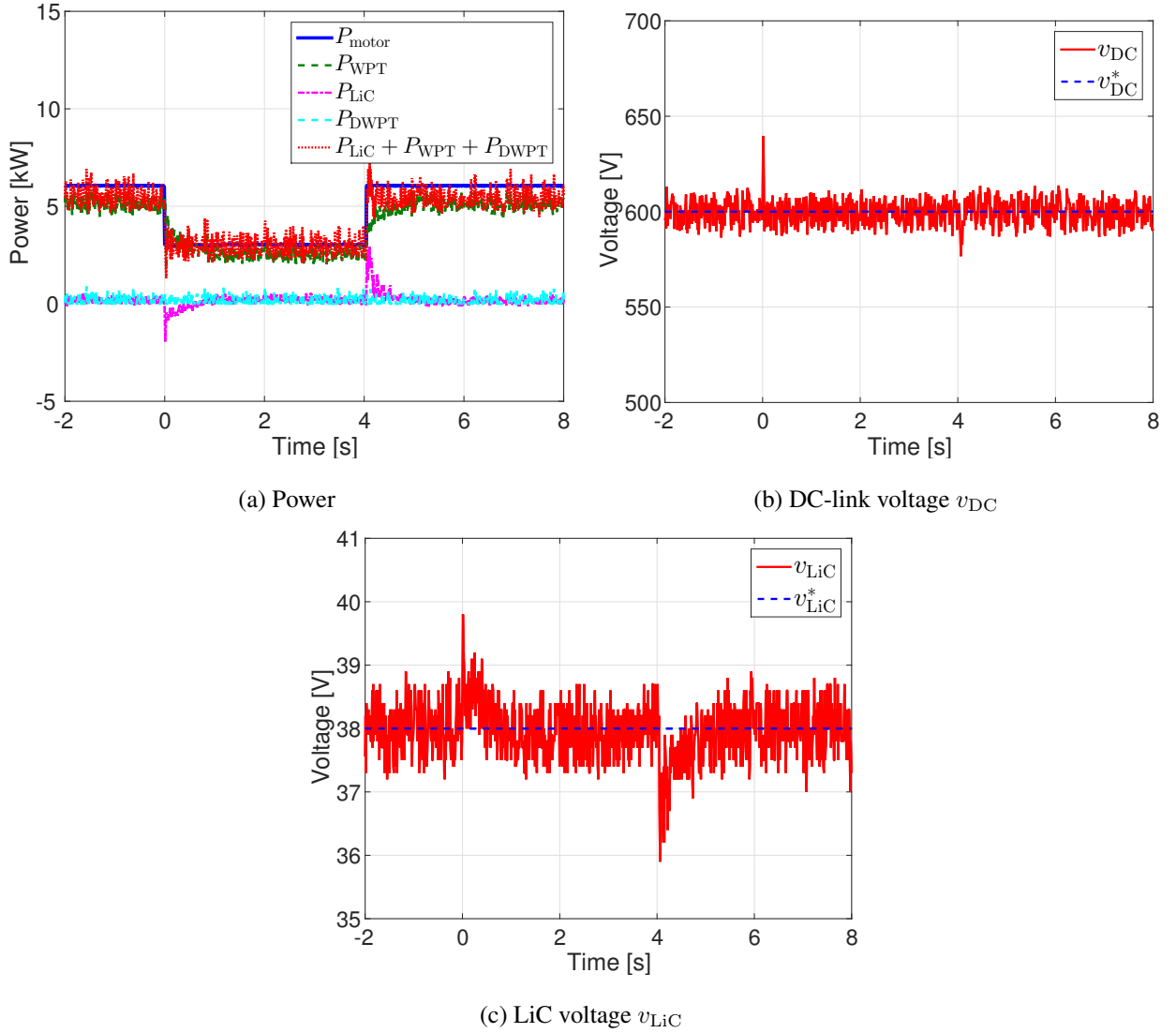


Fig. 55: Motor bench test result with stepwise load fluctuation.

6.3.3 走行中ワイヤレス電力伝送適用時のパワーマネジメント

Fig. 56 に走行中ワイヤレス電力伝送を適用した際のベンチ試験結果を示す。この時、ホイール側 DC リンク電圧指令値を 600 V として、路面側 DC リンク電圧は、250 V とした。負荷速度は 1000rpm として、トルク指令値を $28.9 \text{ N} \cdot \text{m}$ としている。従って、負荷の機械出力 P_{motor} は約 3 kW で力行している状態で路面側からの受電電力 $P_{\text{DWPT}} = 6.0 \text{ kW}$ を受電した場合を仮定している。なお、この時の受電時間は走行中ワイヤレス電力伝送レーンにて想定している車両の走行速度 20 km/h を仮定して決定している。Fig. 56(a) に各電力の実験結果を示す。路面側からの受電前後において電力の収支が一致していることが確認でき、路面側から受電を開始した際には車体側からの受電電力 P_{WPT} が減少して、 P_{DWPT} で負荷出力をまかなっていることが確認できる。また、 P_{DWPT} が負荷に供給された後の余剰分は P_{LiC} として LiC に充電されていることが確認できる。路面側からの受電を終了した際には LiC に蓄えられたエネルギーを用いて負荷を力行し、 P_{WPT} が徐々に増加することで路面側からの電力受電前の状態に推移しているこ

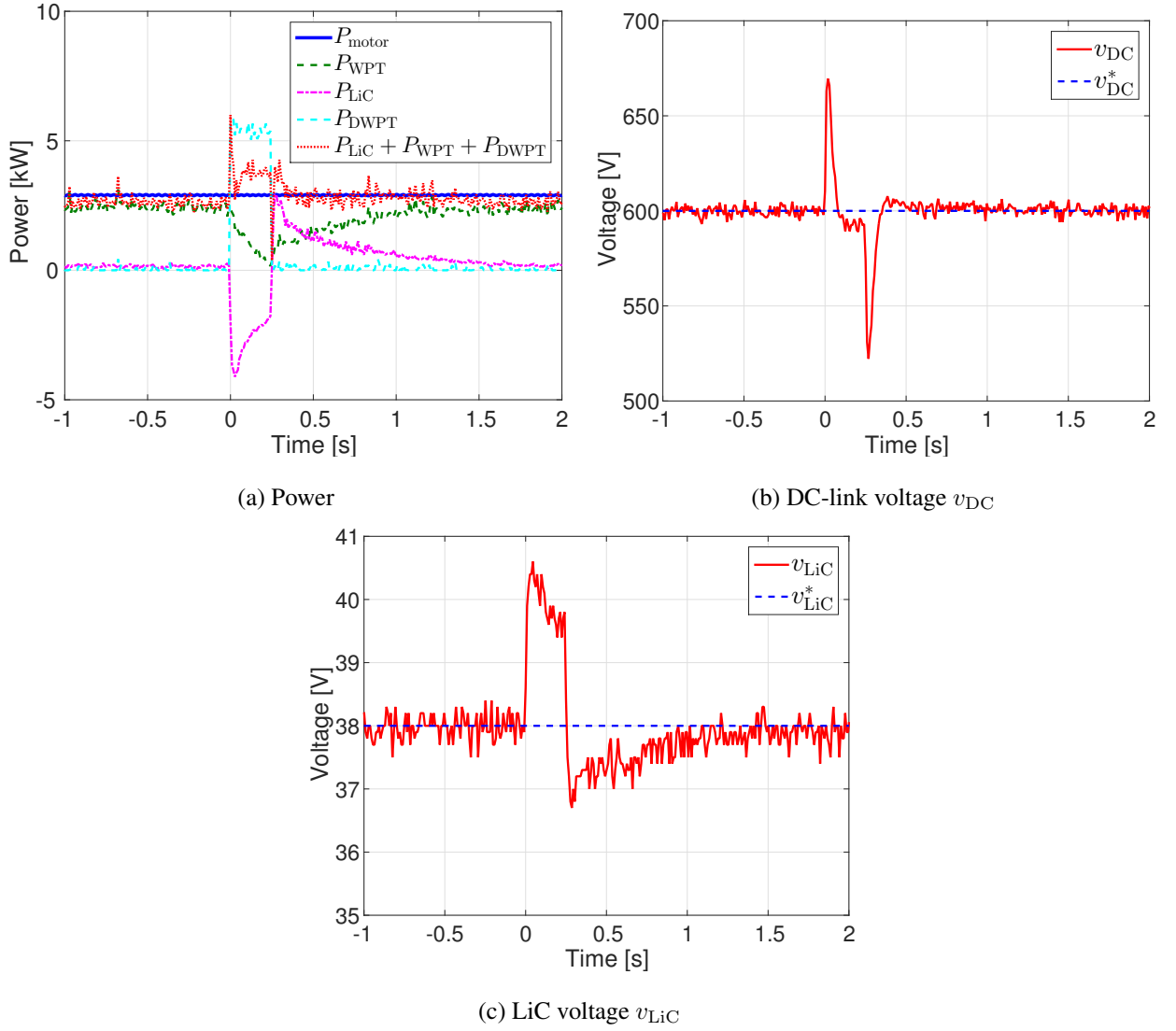


Fig. 56: Motor bench test result with dynamic wireless power transfer.

とが確認できる。Fig. 56(b)はホイール側DCリンク電圧 v_{DC} を表しており、路面側からの受電開始・終了時に大きな電圧変動が生じていることが確認できる。これはホイール側DC/DCコンバータの電圧制御系の応答速度を十分に高めていないことに起因している。一方で、路面側からの電力受電開始・終了時はそれぞれホイール側路面用コイル電流から知ることが出来ることから、受電開始・終了時にホイール側DC/DCコンバータのデューティ比に対してフィードフォワードを行うことで十分に抑制できると考えられる。Fig. 56(c)はLiCの電圧を示しており、路面側からの電力受電によって増加した v_{LiC} が受電終了後に負荷を力行することで一定値に制御されていることが確認できる。

以上から、提案のシステム制御を適用することで走行中ワイヤレス電力伝送を適用した際のパワーマネジメントが成立することが確認された。

6.4 実車試験

本節では、前節のモータベンチ試験を元に実車試験用大電力モデルを実車に搭載した走行試験の実現性について考察する。

前節のベンチ試験結果から、路面側コイルからの電力を受電しない場合であっても一輪あたりの車体-ホイール間の伝送電力で約 10.8 kW，モータ出力で約 8.7 kW を達成しており，東京大学柏キャンパス内の電気自動車実験場にて走行試験を行うには十分な出力を得ることに成功している。また，路面側からは約 8.2 kW の電力伝送に成功しており，走行中ワイヤレス電力伝送用レーンで想定している伝送電力の 9 kW に近い伝送電力を達成できているため，伝送電力の観点からは既に十分な実現性が得られていると考えられる。また，車体-ホイール間でトルク指令値等を通信する際には実車試験で想定しているのと同じ Bluetooth 通信を用いてモータベンチ試験に成功している。以上のことから，既に実車試験の実現に必要な初期検討は，ほぼ全てモータベンチ試験で実行済みであり実車での走行試験の実現性も十分に高いものであると考えられる。また，車載状態で前輪左右輪の右輪のみを駆動させて短い距離を走行する初期検討は既に成功しており，周辺部品の製作を行うことで走行中ワイヤレス電力伝送レーンを含めた実験場全体を使用した走行試験を行うことが出来ると考えられる。

第 7 章

結論

本研究はワイヤレスインホイールモータの更なる効率向上を達成することでインホイールモータの実現性を更に高めることを目的として行われた。

第 2 章では本論文でシステム制御の対象とした複数電力源を搭載したワイヤレスインホイールモータ (W-IWM2) のコンセプトとシステム構成について述べた。該当システムの構成を示し、走行中ワイヤレス電力伝送の適用を考慮した回路構成に関してはホイール側 DC リンクに電力伝送を行う場合と LiC に電力伝送を行う場合の 2 通りを挙げ、より高効率な動作を実現できる DC リンクへの電力伝送をシステム制御によって実現することを述べた。また、ホイール側に LiC を搭載することで回生動作時の効率向上と総合効率の向上が実現されるアルゴリズムについて述べた。これらのシステム構成を採用することでパワーフロー制御が必要となる理由を述べた上で総合効率の向上を達成するためにパワーマネジメントの達成が課題となることを述べた。提案したシステム制御法の実証に用いた実験装置 (W-IWM2 ミニモデル・走行中ワイヤレス電力伝送試験用ベンチ) について述べた。

第 3 章では W-IWM2 のパワーフロー制御について検討を行った。ホイール側の LiC に接続された DC/DC コンバータを用いて DC リンク電圧制御を行うことで、SS 方式のワイヤレス電力伝送を用いて定電力特性を持った負荷の DC リンク電圧安定化を達成し、更にホイール側のパワーフローの収支を一致させることが可能であることを示した。また、ホイール側車体用 AC/DC コンバータに車体側からのワイヤレス電力伝送による受電電力の制御を適用することでホイール側のパワーフローを任意に制御できることを示して、上記 2 つの制御を組み合わせることでホイール側で任意のパワーフロー制御が実現できることをシミュレーションおよび W-IWM2 ミニモデルを用いた実験によって実証した。

第 4 章では W-IWM2 の高効率な動作を実現するパワーマネジメントについて検討を行った。第 3 章で実証したパワーフロー制御を元に回生電力は LiC に充電し、そのエネルギーで負荷を力行するといった動作を自動的に達成するホイール側車体用 AC/DC コンバータによる LiC の SOC 制御を提案した。これにより、負荷変動等に応じた LiC の出入力電力の変化に従って変化する LiC の電圧を一定値に制御し、回生動作等で DC リンクにおいて余剰電力が発生する場合

には車体側からの受電電力を減少させ、逆に負荷電力が増加した際には LiC が出力することで低下した LiC の電圧を一定値に保つために車体側からの受電電力を増加させることで上記のパワーマネジメントが実現出来ることをシミュレーションと W-IWM2 ミニモデルを用いた実験によって実証した。また、走行パターン等に応じて SOC 制御における LiC 電圧の指令値を変化させることで、より高効率な動作が期待できることを示唆した。

第 5 章では走行中ワイヤレス電力伝送の適用について考察した。本研究において対象とする路面側進行方向に伝送用コイルを複数敷設した路面側のシステム構成について紹介し、まずバッテリーを電源としてオンボード式のモータで走行を行う一般的な電気自動車に対する走行中ワイヤレス電力伝送を例として路面側コイル一つ当たりで伝送する必要がある電力を算出する計算法を提案した。これによって路面-車体間の走行中ワイヤレス電力伝送の伝送効率だけでなく各変換器の効率やモータ効率・機械要素の効率等を含めた総合効率を考慮することが可能になり、より現実に近い変換器等の容量やコストを検討することが可能になることを示した。この計算結果を元に W-IWM2 に対する走行中ワイヤレス電力伝送について一般的な電気自動車に対する適用と比較を行い、W-IWM2 に対する路面側のコイル一つ当たりの伝送電力を求めその優位性を示した。更に、第 4 章で提案したパワーマネジメントを適用することで走行中ワイヤレス電力伝送を W-IWM2 に対して適用した場合においてもホイール側のモード切り替え等を必要とせずに適用が可能であることをシミュレーションと W-IWM2 ミニモデルおよび走行中の受電コイルを模擬することが可能である走行中ワイヤレス電力伝送用ベンチ試験装置を用いて実証した。

第 6 章では前章までにミニモデル等を用いて実証したシステム制御の実車試験用大電力モデル (W-IWM2) に対する適用について検討した。実車試験用大電力モデルの構成と実装したシステム制御を示し、W-IWM2 のミニモデルで実証したシステム制御と実車試験用大電力モデルに実装したシステム制御の差異について述べた。W-IWM2 ミニモデルではホイール側のパワーマネジメントの実証に重点を置いて検討を進めたが、実車試験用大電力モデルにおいては車体側への回生動作を含めたパワーマネジメントの検討を行うためにホイール側車体用 AC/DC コンバータに双方向の電力伝送に適した同期式位相シフト方式を適用した。このシステム制御が実車試験用大電力モデルにおいて実現可能であることモータベンチ試験によって実証した。更に、実車試験用大電力モデルを実際に実験車両に搭載し、ベンチ試験結果を元に実車走行が十分に実現可能であることを考察した。

以上を要約すると、ワイヤレスインホイールモータのホイール側モータに対して車体側からのワイヤレス電力伝送、ホイール側 LiC、路面側からの走行中ワイヤレス電力伝送といった複数の電力供給を行うシステムである W-IWM2 の高効率動作が実現可能となるシステム制御を 2 kW 程度の電力を扱うミニモデルを用いて実証した。更に、実車試験用大電力モデルを実際に製作し、モータベンチ試験にて車体-ホイール間の伝送電力が約 10.8 kW に達する大電力でのモータ駆動においてもこのシステム制御でシステムの動作が可能であることを実証した。走行中の車両のモータ駆動に走行中ワイヤレス電力伝送を適用した先行研究は存在せず、本研究はこれをエネルギーデバイスの追加とシステム制御の提案によって実現し、更に回生効率の向上

によってシステム効率の向上を同時に達成した。本論文の検討は、インホイールモータというスペース上の制約が強いアプリケーションに対して行われており、**HESS** を搭載した電気自動車等より一般的なアプリケーションへの適用は比較的容易である。特に、走行中ワイヤレス電力伝送の適用を検討する際には路面側からの伝送電力を高効率に利用する点で大きなアドバンテージがあり、今後の走行中ワイヤレス電力伝送のシステム構成を含め実用に向けた検討に大いに寄与するものである。

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に心よりお礼申し上げます。日々の研究において、工学的な技術課題の捉え方や研究者の本質とは何たるかをご指導いただきました。兼ねてから先生の方で電気自動車に関する研究に従事することを希望しており、それを実現することが出来たこの2年間は私の今後の人生において最も重要な転換点になったと考えております。本研究を主導し、そのシステム制御に関する研究について取り組む機会を頂きました藤本博志准教授に心よりお礼申し上げます。私の提案した手法に対して、技術的な観点から徹底的に議論して下さい、これを良いものに昇華させる様々なご指導と助言を頂きました。この経験は私の修士課程における研究の軸となっただけでなく、生涯の糧になったと考えております。ワイヤレス電力伝送に関する議論を毎日のようにさせて頂きました居村岳広特任講師に心よりお礼申し上げます。ワイヤレス電力伝送に関する研究の第一人者として、世界的な研究動向を鑑みたご意見を頂きましたおかげで自身の研究を常に客観的に見る見ることが出来たと考えております。

I would like to extend my sincere gratitude to Dr. Giuseppe Guidi. His contributions and guidance have been an immeasurable support throughout this project. It was an honor to collaborated with him across borders and timezones.

ワイヤレスインホイールモータ試作二号機の実車試験用大電力モデルの研究・開発に関して多大なご協力を頂きました、東洋電機製造株式会社 大森洋一様、今柳田明夫様、岡本吉弘様、佐藤基様、野村英児様、穂吉啓史様、鶴田祐紀様に深く感謝申し上げます。ワイヤレスインホイールモータにエネルギーストレージの搭載と走行中ワイヤレス電力伝送を適用した本研究は、モータや電力変換器の高度な実装が不可欠であり皆様のご尽力がなければ実現しなかったものと考えております。佐藤様の本研究室博士課程在籍中には、ワイヤレスインホイールモータ試作二号機の実現という同じ志の元、日々真摯な議論をさせて頂きました。お互いに譲れない意見を持ってぶつかり合うことで、結果的に良い成果を生むことが出来たと考えております。本当にありがとうございました。

ワイヤレスインホイールモータ試作二号機の実車試験用大電力モデルに使用した、減速機一体型ハブ軸受けの開発にご尽力いただきました、日本精工株式会社 松田靖之様、郡司大輔様、山本慎様に深く感謝申し上げます。今回新たに設計して頂きました減速機一体型ハブ軸受けはホイール側に複数の変換器を搭載したワイヤレスインホイールモータ試作二号機の小型化に欠かせない要素部品であり、他にも路面側コイルの設計や走行中ワイヤレス電力伝送試験用レー

ンに関するご提案を頂きこれらは本研究を大きく前進させました。郡司様には本研究室在籍中、博士審査を目前に控えているにもかかわらず昼夜を問わず議論させて頂き、本研究を正しい方向に導く重要な知見を与えて頂きました。年代を問わず平等な議論を行い、切磋琢磨する姿勢を心の底から尊敬し、私が目標とする素晴らしい技術者です。本当にありがとうございました。

ワイヤレスインホイールモータ試作二号機の周辺機器製作にご尽力を頂きました，株式会社ブルーヘイズ 鈴木慎一様に深く感謝申し上げます。研究用の様々な技術要求に対応した実車試験用大電力モデルを実験車両に搭載することは容易ではなく，これは鈴木様のご尽力によって成し得たものと考えております。

共に研究生活を過ごした堀・藤本研究室の皆様に深く感謝申し上げます。皆様と共に苦楽を共にした日々は生涯の財産となりました。特に毎日のように議論させて頂き多くの刺激を頂いた **WPT** チームの皆様に心より感謝申し上げます。

最後に，私に大学進学之机をを与えて下さり，修士課程修了までご支援いただきました叔父竹内淳様，祖父 竹内清文様，祖母 竹内歌子様へ深く感謝いたします。そして，父母をはじめとする私の家族に深く感謝いたします。

参考文献

- [1] Y. Hori: "Future Vehicle Driven by Electricity and Control Research on Four Wheel Motored "UOT Electric March II", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol.51, No.5, pp.954–962, (2004).
- [2] Jian Cao and Ali Emadi: "A New Battery / UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.27 No.1, pp.122–132, (2012).
- [3] Junyi Shen and Alireza Khaligh: "A Supervisory Energy Management Control Strategy in a Battery/Ultracapacitor Hybrid Storage System," *IEEE Transaction on Transportation Electrification*, Vol.1, Issue3, pp.223–231, (2015).
- [4] Atsuo Kawamura, Giuseppe Guidi, Yuki Watanabe, Yukinori Tsuruta, Naoki Motoi and Tae-Woong Kim: "Driving Performance Experimental Analysis of Series Chopper Based EV Power Train", *Journal of Power Electronics*, Vol.12, No.6, pp.992–1002, (2013).
- [5] Qiao Zhang, Feng ju, Sumin Zhang, Weiwen Deng, Jian Wu and Chao Gao: "Power Management for Hybrid Energy Storage System of Wlwctric Vehicles Considering Inaccurate Terrain Information," *IEEE Transaction on Automatic Science and Engineering*, Vol.PP, Issue99, (2017).
- [6] Hiroshi Fujimoto and Shingo Harada: "Model-based Range Extension Control System for Electric Vehicles with Front and Ewar Driving-Braking Force Distributions", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, pp.3245–3254, (2015).
- [7] 光用 剛: 「高速用パンタグラフ」, 鉄道技術 来し方行く末, Vol.71, No.6, pp.28–31, (2014).
- [8] 田島孝光・野口渉・有賀友恒: 「高速走行中大電力充電システムによるEV航続距離の無限化」, 自動車技術会 2015 年春季大会, S266, pp. 1383–1388, (2015).
- [9] Andre Kurs, Aristeidis Laralis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher and Marin Soljacic: "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *Science Expression on 7 June 007*, Vol.317, No.5834, pp.83–86, (2007)
- [10] Sipi Li and Chuning Chris Mi: "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications,"

- IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.3, No.1, pp.4–17, (2015).
- [11] Ping Si, Aiguo Patrick Hu, Simon Malpas and david Budgett: “A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices,” *IEEE Transaction on Biomedical Circuits and Systems*, Vol.2, No.1, pp.22–29, (2008).
- [12] 伊藤 淳一・野口健二・折川幸司:「非接触充電システムと電気二重層キャパシタを用いた電動アシスト自転車システムの開発」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.12, pp.1225–1236, (2015).
- [13] John M. Miler, Omer C. Onar, Cliff White, Steven Campbell, Chester Coomer, Larry Seiber, Raymond Sepe and Anton steyerl: “Demonstrating Dynamic Wireless Charging of an Electric Vehicle: The Benefit of Electrochemical Capacitor Smoothing,” *Power Electronics Magazine, IEEE*, pp.12–24, (2014).
- [14] Liang Chen, Ganesh R. Nagendra, John T. Boys and Grant A. Covic: “Double-Couples Systems for IPT Roadway Applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topic in Power Electronics*, Vol.3, No.1, pp.37–49, (2015).
- [15] Jae Hee Kim, Byung–Song Lee, Jun–Ho Lee, Seung–Hwan Lee, Chan–Bae Park, Shin–Myung Jung, Kyunjg–Pyo Yi and Juihoon Baek: “Development of 1-MV Inductive Power Transfer System for a High–Speed Train,” *IEEE Transaction on Industrial electronics*, Vol.62, No.10, (2015).
- [16] Jisepng Kim, Jonghoon Kim, Sunkyu Kong, Hongseok Kim, In–Soo Shu, Nam Pyo Suh, Dong–Ho Cho, Joungho Kim and Seungyong Ahn: “Coil Design and Shielding Methods for a Magnetic Resonant Wireless Power Transfer System,” *Proceeding of the IEEE*, Vol.101, Issue6, (2013).
- [17] 東芝 EV バス用ワイヤレス急速充電システム向けに妨害電波を抑制する技術を開発 : https://www.toshiba.co.jp/rdc/detail/1609_01.htm, 2017 年 1 月 26 日.
- [18] Naoki Sakai, Daiki Itokazu, Yoshiki Suzuki, Sonshu Sakihara and Takashi Ohira, “One-Kilowatt Capacitive Power Transfer via Wheels of a Compact Electric Vehicle,” *Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, (2016).
- [19] Satoshi Murata: “Innovation by in-wheel-motor drive unit, Vehicle System Dynamics,” *International journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, 50:6, pp.807–830, (2012).
- [20] 牧野 智昭・石川 愛子・伊桐 千浪・堺 香代:「自動車用インホイールモータの技術動向」, NTN TECHNICAL REVIEW, No.81, (2013).

- [21] 勝山悦生：「インホイールモータを用いたばね下逆スカイフックダンパ制御による乗り心地の研究」，自動車技術会 2016 年春季大会，S127，pp.674–679，(2016).
- [22] J. Karl Hedrick: “Railway Vehicle Active Suspensions,” *Vehicle System Dynamics*, Vol.10, No.4-5, pp.267–283, (1981).
- [23] H.Eric Tseng and Davor Hrovat: “State of the art survey: active and semi-active suspension control,” *International journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, 53:7, pp.1034–1062, (2015).
- [24] 大野 翔，伊藤 健：「インホイールモータ搭載車両のばね下振動制御の開発」，自動車技術会学術講演会前刷集，No.103–14，pp.21–24，(2014).
- [25] 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，Vol.47，No.2，(2016).
- [26] Toyota Motor Corporation, P2006-240430A, (2006), (in Japanese).
- [27] Daita Kobayashi, Takehiro Imura and Yoichi Hori: “Real-time Coupling Coefficient Estimation and Maximum Efficiency Control on dynamic Wireless Power Transfer Using Secondary DC-DC converter,” *41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp.783–788, (2015).
- [28] Daita Kobayashi, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto and Yoichi Hori: “Sensorless Vehicle Detection Using Voltage Pulses in Dynamic Wireless Power Transfer system,” *Electric Vehicle Symposium & Exhibition 29 – EVS29*, (2016).
- [29] 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「ワイヤレス給電システムにおける受電側情報を用いた 2 変数同時推定法」，平成 28 年電気学会産業応用部門大会，Vo.11，pp.339–344，(2016).
- [30] British Highway Will Recharge Your Batteries as You Drive, *IEEE SPECTRUM*, 14 Aug. 2015,(2015).
- [31] S. Chen, J. Huh, W. Y. Lee W. Lee and C. T. Rem: “New Cross-Segmented Power Supply Rails for Roadway-Powered Electric Vehicles,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.28, No.12, pp.5832–5841, (2013).
- [32] Nicholas Keeling, Grant A. Covic, Frank Hao, Libin George and John T. Boys: “Variable Tuning in LCL Compensated Contactless Power Transfer Pickups,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp.1826–1832, (2009).
- [33] Tianze Kan, Trong-Duy Nguyen, Jeff C. White, Rajesh K. Malhan and Chris Mi: “A New Integration Method for an Electric Vehicle Wireless Charging System Using LCC Compensation Topology : Analysis and Design,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, DOI 10.1109, (2016).

- [34] 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，S268，pp.1395–1398，(2015).
- [35] 遠井敬大・金子裕良・阿部茂：「非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現」，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会，SPC-11-179，MD-11-040，(2011).
- [36] Daisuke Gunji, Takehiro Imura and Hiroshi Fujimoto: “Stability Analysis of Constant Power Load and Load Voltage Control Method for Wireless In-Wheel Motor,” *The 9th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia*, (2015).
- [37] Matthew McDonough: “Integration of Inductively Coupled Power Transfer and Hybrid Energy Storage System: A Multiport Power Electronics Interface for Battery-Powered Electric Vehicles,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.30 No.11, pp.6423–6433, (2015).
- [38] Toshiyuki Hiramatsu, Xiaoliang Huang, Masaki Kato, Takehiro Imura and Yoichi Hori: “Wireless Charging Power Control for HESS through Receiver Side Voltage Control,” *The Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp.1614–1619, (2015).
- [39] Gaku Yamamoto, Takehiro Imura and Hiroshi Fujimoto: “Maximizing Power transfer Efficiency of Wireless In-Wheel Motor by Primary and Load-Side Voltage Control”, *the 1st IEEE International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control*, TT4-2-1, (2015).
- [40] 竹内琢磨・居村岳広・藤本博志・堀洋一・郡司大輔：「複数電力源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法」，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会，SPC-16-004，MD16-004，(2016).
- [41] Swagat Chopra and Pavol Bauer: “Driving Range Extension of EV With on-Road Contactless Power Transfer–A Case Study,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.60, No.1, pp.329–338, (2013).
- [42] Jaegue Shin, Seungypng Shin, Yangsu Kim, Seungyoung Ahn, Seokhwan Lee, Guho Jung, Seong-Jeub Jeon and Dong-Ho 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).
- [43] 居村岳広・堀洋一：「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」，電気学会論文誌 D，Vol.135，No.6，pp.697–710，(2015).
- [44] 廣田幸嗣・小笠原悟司・舟渡寛人・三原輝儀・出口欣高・初田国治：「電気自動車工学 EV 設計とシステムインテグレーションの基礎」，森北出版株式会社，2012 年 7 月 30 日 第 1 版第 3 刷発行.

- [45] 道路運送車両の保安基準の細目を定める告示 [2009.07.30] 別添 42 (軽・中量車排出ガスの測定方法) : http://www.mlit.go.jp/jidosha/kijyun/saimokubetten/saibet_042_00.pdf, 2016 年 5 月 16 日.
- [46] 日産自動車 日産リーフ 主要諸元 : http://ev.nissan.co.jp/LEAF/PDF/leaf_specification.pdf, 2016 年 5 月 10 日.
- [47] Duleepa J. Thrimawithana, Udaya K. Madawala and Michael Neath: “ A Synchronization Technique for Bidirectional IPT Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.60, No.1, pp.301–308, (2013).
- [48] 郡司大輔・居村岳広・藤本博志 : 「磁界共振結合によるワイヤレスインホイールモータの電力変換回路の制御に関する基礎研究」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.3, pp.182–191, (2015).

発表文献

論文誌論文

- [1] 竹内琢磨・郡司大輔・居村岳広・藤本博志・堀洋一
スーパーキャパシタを搭載したワイヤレスインホイールモータのパワーフロー制御
法
電気学会論文誌 D, (査読中)
- [2] Takuma Takeuchi, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto and Yoichi Hori
Power-Management Method for Wireless In-Wheel Motor with Multiple Power Sources
IEEE Transaction on Power Electronics, (To be submitted)

査読のある国際会議の論文

- [3] T.Takeuchi, T. Imura, H.Fujimoto, Y.Hori and D.Gunji
Study on Energy System Configuration of Wireless In-Wheel Motor with Supercapacitor
EVS29, pp.N/A, (2016)
- [4] T.Takeuchi, T. Imura, H.Fujimoto and Y.Hori
Power Management of Wireless In-Wheel Motor by SOC Control of Wheel Side Lithium-
ion Capacitor
42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.4547–4552,
(2016)
- [5] T.Takeuchi, T. Imura, H.Fujimoto and Y.Hori
Power Management of Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer
2016 Asian Wireless Power Transfer Workshop Student Paper Competition, pp.N/A,
(2016)
- [6] T.Takeuchi, T. Imura, H.Fujimoto and Y.Hori
System Control Method on Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power
Transfer
EVS30, (Under review)

国内学会の論文

- [7] 竹内琢磨・居村岳広・藤本博志・堀洋一・郡司大輔
複数電力源を用いるワイヤレスインホイールモータのシステム構成法
平成 27 年度半導体電力変換モータドライブ合同研究会, SPC-16-4, MD-16-4,
pp.19-24, (2016)
- [8] 竹内琢磨・小林大太・居村岳広・堀洋一
Double-LCC を用いた走行中ワイヤレス電力伝送の基礎実験
電子情報通信学会研究会 WPT 研究会, WPT2016-10, pp.5-10, (2016)
- [9] 竹内琢磨・郡司大輔・居村岳広・堀洋一
走行中ワイヤレス電力伝送における必要送電電力の簡易計算法
電子情報通信学会研究会 WPT 研究会, WPT2016-16, pp.33-37, (2016)
- [10] 竹内琢磨・居村岳広・藤本博志・堀洋一
走行中ワイヤレス電力伝送を適用したワイヤレスインホイールモータのシステム制
御に関する基礎研究
平成 28 年度半導体電力変換モータドライブ合同研究会, SPC-17-22, MD-17-22,
pp.1-6, (2017)

共著論文

- [11] 藤本博志・竹内琢磨・佐藤基・郡司大輔・居村岳広
走行中ワイヤレス電力伝送に対応したワイヤレスインホイールモータ 2 号機の開発
自動車技術会 2017 年春季大会学術講演会, (発表予定), (2017)

受賞

- [12] 竹内琢磨
Power Management of Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer
2016 Asian Wireless Power Transfer Workshop Student Paper Competition
2016 年 12 月 16-18 日