

博士論文
Doctoral Dissertation

電気自動車の走行中ワイヤレス給電における
制御設計とシステム構築に関する研究
Study on Control Design and System Implementation for
In-motion Wireless Charging of Electric Vehicles

平成 30 年 6 月 1 日 提出
June 1, 2018

指導教員 堀 洋一 教授
Supervisor Professor Yoichi Hori

東京大学大学院 工学系研究科 電気系工学専攻
Department of Electrical Engineering, Graduate School of Engineering,
The University of Tokyo

37-157285

畑 勝裕
Katsuhiro Hata

概要

本論文は電気自動車を走りながら充電する、走行中のワイヤレス給電技術に関する論文であり、これまでに止まってゆっくりと充電を行っていた停車中のワイヤレス給電システムとはまったく異なった、動的な特性に着目した新しい観点に基づく制御設計およびシステム構築に関する技術の確立を目的としている。走行中ワイヤレス給電技術の実用化は電気自動車の普及を強く後押しし、現在のクルマ社会にパラダイムシフトを起こす画期的な技術と成り得る。本論文では走行中のワイヤレス給電技術に必要な課題について言及し、これらに対して明確なアプローチを示すとともに、実証実験を通してこれらの有効性を明らかにする。また、制御設計で得られた知見をシステム構築というかたちで示すことで、理論から応用までを幅広く取り上げ、本論文が社会への大きな貢献あるいは普及への一歩となることを期待している。

本論文の内容と構成を以下に示す。

第1章では、脱炭素社会に向けたクルマの電動化について取り上げ、現在の高性能電池と急速充電をキー技術とする研究開発ではなく、モータ/キャパシタ/ワイヤレスで描く新たなクルマ社会について示す。ここで、将来のクルマはエンジンではなく応答性に優れた電気モータで走り、リチウムイオン電池ではなく長寿命で高パワーに優れるキャパシタを利用し、急速充電ではなく走りながらだらだらと充電するワイヤレス給電が大きな役割を担う。ワイヤレス給電によってインフラとクルマがつながれば、電池の性能に縛られた一充電航続距離は意味を失い、電気自動車の利便性は飛躍的に向上する。その一方で、高頻度な充放電が求められる蓄電デバイスは寿命の短い化学電池ではなく、物理電池のキャパシタに優位性がある。しかし、全ての道路が電化されることは難しいため、幹線道路から自宅まで帰る程度のエネルギーを貯められる電気二重層キャパシタなどの大容量キャパシタが適している。最後に、電気モータによる先進的な運動制御は安全かつエコな走りを実現するが、本技術は当研究室でも数多くの成果が実証されている。したがって、この新たなクルマ社会を創造するためにはワイヤレス給電技術の確立が必要不可欠であり、ここで特に重要となるのは急速充電を置き換える停車中のワイヤレス給電ではなく、走っているクルマとインフラをつなぐ走行中ワイヤレス給電技術である。なお、走行中に一つの送電器から電力を受け取れるのは長くても数秒から数十秒程度、高速道路などの高速走行時では数秒も受電できないため、ミリ秒オーダーの制御を実現しなければならない。走行中ワイヤレス給電における技術の本質はこの瞬時の電力伝送を実現することであり、かつ、解決すべき課題が多数存在することを明らかにする。本論文では第1章で示した課題に対して、各章で明確なアプローチを提示する。

第2章では、ワイヤレス電力伝送方式の比較を行い、大電力かつ高効率な電力伝送を実現する磁界共振結合方式を採用することにした。また、走行中ワイヤレス給電では送受電コイルの位置関係がクルマの走行に伴って変化するが、共振条件が送受電コイル間の結合に依存せず、大電力用途にも適した S/S 方式の回路トポロジーをもとにシステムを設計することにした。このほか、等価回路解析に基づく定常状態での効率・電力特性について示すとともに、電力変換回路を用いた等価抵抗変換技術や電圧安定化制御などを取り上げ、本論文で着目する理論や制御技術を導入した。

第3章では、システム設計において重要となる電圧仕様と電力要求からワイヤレス給電システムを4つのケースに分類し、それぞれの制約条件に基づいてシステム電圧の設計指針を示した。ここでは定常状態に着目した理論式を応用しているが、送電側あるいは受電側から制御することを想定し、回路パラメータそのものを利用するのではなく、効率・電力特性を支配する一般的なパラメータを導出するとともに、システム電圧の設計手法に応用した。また、負荷の電力要求に応じて、電力伝送効率を最大化する最大効率動作・負荷への安定した電力供給を優先する電力優先動作・安定動作を実現することが難しい再設計領域の3つに区分し、それぞれの条件におけるシステム電圧の設計法を示した。

第4章では、送電側の路面設備が道路上を行き交う不特定多数のクルマとそれぞれ無線通信を行い、高速な制御信号のやり取りをしながら緻密に送電制御を行うことが難しいことを懸念し、送受電間の通信を用いない受電側制御手法を提案した。ここでは、路面設備に設計制約を課さないことで、設備の簡単化に基づく低コスト化・メンテナンスフリー化を目的とし、受電側情報だけに基いて電力伝送効率を最大化する手法を示した。受電側の制御目標値は2つの一般化変数から導出でき、受電側電力変換回路の動作モードに着目した2変数同時推定法を提案することで、送受電間の通信を用いることなく、電力伝送効率を最大化することに成功した。

第5章では、送受電間の通信を用いないという制約を課しながらも、送電側にインテリジェンスを少し追加した場合について検討し、送電側と受電側の協調制御によって負荷の電力要求を満たしながら、電力伝送効率を最大化する手法を示した。ここでは、第4章と同様に受電側電力変換回路の動作モードに着目し、それぞれの回路動作における送電側電流を測定することで送受電間の通信を用いることなく、送電側の制御目標値を導出することに成功した。また、送電側の効率制御と受電側の電力制御が協調して動作できることを実験によって検証し、有効性を示した。

第6章では、走行中のクルマに搭載された受電器の位置に応じて変化するワイヤレス給電システムの入力インピーダンスに着目し、送電側インバータと路面コイルを利用したセンサレス車両検知手法を提案した。本手法によって送電コイル上にクルマが存在する場合にのみ送電することが可能となり、それ以外の場合には送電 OFF とすることで、システム効率の改善に貢献した。また、送電 ON/OFF するタイミングは路面コイルに流れる電流値としきい値を比較することで判断するが、すべてのクルマで同一のしきい値を利用するために受電側電力変換回路を用いた待機モードを導入し、路面側の設計手法を簡略化した。さらに、車両検出時に電力伝送時よりも細かいパルス群（サーチパルス）を利用することで、サーチ時の待機電力を削減する手

法を示した。なお、本手法を用いることで従来のワイヤレス給電システムと同じ構成であっても追加のセンサを用いることなく、送電側電流を測定するだけで車両検知と送電制御が可能になったため、走行中ワイヤレス給電の実現に向けた大きな一歩となった。

第7章では、走行中ワイヤレス給電の送電開始時における過渡特性の改善を目的とし、入出力電流のオーバーシュートを抑制するソフトスタート動作を用いた送電制御手法を提案した。ここで、ソフトスタート動作の設計はワイヤレス給電システムの過渡解析に基づいており、本論文ではシステムの送電部・結合部・受電部・負荷部をそれぞれ分離した伝達関数からブロック線図の合成によってモデル化する手法を示した。また、提案手法によって導出した伝達関数モデルは送受電器の共振周波数、各 Q 値、結合係数によって記述されることを明らかにし、これまで煩雑なパラメータの掛け合わせであったモデルを一般的なパラメータを用いて特徴づけた。本モデルは送電制御だけでなく、他のアプリケーションにも利用可能であると考えられ、今後とも検討を続けていく。

第8章では、これまでの検討で得られた理論および知見をもとに基礎実験に向けた走行中ワイヤレス給電システムの立上げと実車走行試験に向けたワイヤレスインホイールモータのシステム構築について示した。これまで、ワイヤレス給電システムでは送受電コイルの位置が大きく変化したり、負荷が急峻に変動したりするアプリケーションは少なかったが、自動車応用を想定した場合にはこれらの外乱に対しても安定した動作を実現する制御系設計がきわめて重要であり、本論文で設計例を示した意義も大きい。走行中ワイヤレス給電のように移動体への給電では再現性のある実験装置による基礎実験がまだ重要な段階である一方で、大電力に対応した実車試験用ユニットを構築する技術もまた重要である。

第9章では、東京大学柏キャンパス電気自動車実験場に構築した走行中ワイヤレス給電設備と実験車両を用いた実車走行試験について示した。ここでは、インフラ側やクルマ側のシステムをそれぞれ個別に設計するのではなく、これらを包括的に実証可能なシステムとして作り上げたのは大きな成果といえる。電力系統から路面設備の電力バスを構築し、この電力を利用して走行する実験車両にワイヤレス給電を行った。ここでは、第6章で示したセンサレス車両検知手法、第7章で示したソフトスタート動作による送電制御などを実装しており、理論だけでなく応用についてもきちんと示すに至った。このほか、走行レーンの設計や付帯設備の構築など、本来の研究領域である電気電子工学、制御工学、パワーエレクトロニクスなどの学問体系からは大きく離れた分野の技術についても経験し、今後はより一層の横断的な研究が必要であることも実証した。

第10章では、本論文で示した電気自動車の走行中ワイヤレス給電における制御設計およびシステム構築について振り返り、本論文のまとめとした。このほか、本文中にまとめきれなかった内容は付録として示しているが、本文中で着目した入力インピーダンスの変化やパラメータの一般化などを利用したものである。本論文を通して、電気自動車の走行中ワイヤレス給電技術の確立に大きく貢献できる成果が得られた。

目次

1 序論	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 モビリティの電動化	1
1.1.2 電気自動車の課題と解決策	5
1.1.3 電気自動車のワイヤレス給電	15
1.1.4 走行中ワイヤレス給電の課題	19
1.2 研究目的	22
1.3 本論文の構成	23
2 磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送	26
2.1 はじめに	26
2.2 ワイヤレス電力伝送の方式	27
2.3 磁界共振結合方式の特徴	29
2.4 S/S 方式の磁界共振結合ワイヤレス電力伝送	32
2.4.1 等価回路による解析	32
2.4.2 定電圧負荷へのワイヤレス給電	34
2.4.3 電力変換回路を用いた等価抵抗変換	36
2.4.4 定電力負荷へのワイヤレス給電	39
2.4.5 電力変換回路を用いた電圧安定化	40
2.5 まとめ	47
3 システム電圧の設計指針	48
3.1 はじめに	48
3.2 最大効率動作における関係式の導出	49
3.2.1 設計目標と前提条件	49
3.2.2 kQ 積を利用した関係式	49
3.2.3 最大効率 η_{\max} を利用した関係式	50
3.3 電圧比 A_V に着目した関係式の導出	50
3.3.1 等価負荷抵抗 R_L と電圧比 A_V の対応	51

3.3.2	伝送効率 η と受電電力 P の特性	52
3.4	システム電圧の設計法	53
3.4.1	CASE A: V_1 固定, V_2 固定のとき	53
3.4.2	CASE B: V_1 固定, V_2 可変のとき	55
3.4.3	CASE C: V_1 可変, V_2 固定のとき	56
3.4.4	CASE D: V_1 可変, V_2 可変のとき	57
3.5	実験検証	59
3.6	まとめ	65
4	送受電間の通信を用いない受電側制御	66
4.1	はじめに	66
4.2	受電側制御に用いる状態変数の一般化	67
4.2.1	システム構成と前提条件	67
4.2.2	回路解析による制御目標値	68
4.2.3	一般化変数を用いた制御目標値	68
4.3	受電側情報に基づく2変数同時推定	70
4.3.1	受電側電流の理論式	70
4.3.2	受電側電流の測定実験	71
4.3.3	2つの一般化変数の同時推定	73
4.4	シミュレーションおよび実験	73
4.4.1	シミュレーション・実験条件	73
4.4.2	2つの一般化変数の同時推定	74
4.4.3	2つの一般化変数に基づく制御目標値の計算	76
4.4.4	2つの一般化変数に基づく伝送効率最大化	77
4.5	まとめ	79
5	送受電間の通信を用いない協調制御	81
5.1	はじめに	81
5.2	送電側と受電側の協調制御への応用	82
5.2.1	システム構成と前提条件	82
5.2.2	送電側電圧制御による伝送効率最大化	83
5.2.3	送電側電流測定に基づく制御目標値の計算	83
5.3	シミュレーションおよび実験	85
5.3.1	シミュレーション・実験条件	85
5.3.2	送電側電圧制御が与える受電側電力制御への影響	87
5.3.3	送電側電流測定に基づく制御目標値の計算	88
5.3.4	送電側電流測定に基づく伝送効率最大化	90

5.4	まとめ	92
6	センサレス車両検知による送電制御	93
6.1	はじめに	93
6.2	車両検知手法の必要性	94
6.3	入力インピーダンスに基づく車両検知	95
6.3.1	システム構成と前提条件	95
6.3.2	入力インピーダンスの解析	97
6.3.3	受電器短絡による待機モードの導入	97
6.3.4	サーチパルスを用いた待機電力の削減	99
6.4	センサレス車両検知による送電制御	99
6.4.1	送電側電流に基づく送電制御	99
6.4.2	フローチャート	100
6.5	実験検証	101
6.6	まとめ	107
7	過渡特性を考慮した送電制御応用	108
7.1	はじめに	108
7.2	送電制御における過渡特性の重要性	109
7.3	回路方程式に基づく伝達関数の導出（従来法）	111
7.3.1	システム構成と前提条件	111
7.3.2	伝達関数の導出	112
7.4	各要素に分けた伝達関数の導出（提案法）	112
7.4.1	各要素における伝達関数	112
7.4.2	ブロック線図とその合成	113
7.5	周波数応答の過渡解析	115
7.5.1	過渡応答と定常応答	115
7.5.2	ワーストケースにおける整定時間	116
7.6	シミュレーションおよび実験	117
7.7	まとめ	121
8	自動車応用を想定したシステム構築	123
8.1	はじめに	123
8.2	走行中ワイヤレス給電の模擬装置	124
8.2.1	システム構成	124
8.2.2	実車スケールへの対応	126
8.3	第1世代ワイヤレスインホイールモータ	129
8.3.1	研究背景	129

8.3.2	システム構成	132
8.3.3	制御系設計	135
8.3.4	一次試作ユニットの製作	140
8.3.5	ベンチ試験による特性評価	147
8.3.6	実験車両を用いた走行試験	152
8.4	まとめ	156
9	走行中給電設備の構築と実車走行試験	157
9.1	はじめに	157
9.2	新しい走行中給電のかたち	158
9.3	第2世代ワイヤレスインホイールモータ	161
9.3.1	研究背景	161
9.3.2	システム構成	162
9.3.3	制御系設計	164
9.3.4	走行時の動作状態例	167
9.3.5	蓄電デバイスの容量設計	170
9.3.6	実車試験ユニットの製作	172
9.3.7	路面側装置の製作	176
9.3.8	ベンチ試験による効率評価	182
9.4	実車走行試験に向けた基礎実験	186
9.4.1	コイル位置に対する結合係数測定	187
9.4.2	伝送効率 η および受電電力 P の評価	188
9.4.3	送電側電流値の計算と車両検知への応用	189
9.5	走行中給電設備の構築	190
9.5.1	走行中給電レーンの建設	190
9.5.2	電源設備の構築	193
9.5.3	路面設備の構成	194
9.6	実験車両を用いた走行試験	195
9.7	まとめ	200
10	結論	201
10.1	本論文のまとめ	201
10.2	今後の展望	203
	謝辞	207
A 1	ポート測定系を利用したkQ積の同定法	208
A.1	はじめに	208

A.2	磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送	209
A.2.1	S/S 方式のシステム構成	209
A.2.2	WPT システムの効率特性	209
A.2.3	ショート型コイルとオープン型コイル	210
A.3	結合係数および Q 値の測定法	211
A.3.1	ショート型コイルの場合	212
A.3.2	オープン型コイルの場合	214
A.4	入力インピーダンスに基づく kQ 積の同定法	216
A.4.1	T 型等価回路と入力インピーダンス	217
A.4.2	短絡負荷における入力インピーダンス	218
A.4.3	開放負荷における入力インピーダンス	219
A.5	実験	220
A.5.1	実験条件	220
A.5.2	kQ 積の同定結果と最大伝送効率の評価	221
A.5.3	kQ 積の制御応用による伝送効率最大化	221
A.6	まとめ	222
	参考文献	223
	発表文献	233

目 次

1	運輸部門における二酸化炭素排出量	2
2	輸送量当たりの二酸化炭素排出量	2
3	パリ協定の2度目標に向けた車両販売予測	3
4	パワートレインごとの二酸化炭素排出量とエネルギー消費量	3
5	2030年度の電力需要および電源構成	4
6	電気自動車の航続距離をのばす3つの方法	5
7	テスラ・ギガファクトリーの完成予想図	6
8	高出力かつ高エネルギーを併せ持つ全固体電池の特性	7
9	ABB社の350 kW ハイパワー急速充電器	8
10	新幹線のフルパワーに匹敵するガソリン車の給油	9
11	燃料電池車トヨタ MIRAI	10
12	接触式走行中給電技術の実証例	11
13	欧州プロジェクト FABRIC の実証実験	12
14	欧州プロジェクト FABRIC のコンソーシアム	13
15	北米プロジェクト SELECT の枠組みと研究分野	14
16	北米プロジェクト SELECT に参画する大学・企業	14
17	駐車場におけるワイヤレス給電	16
18	交差点付近におけるワイヤレス給電	16
19	複数負荷への一括ワイヤレス給電	17
20	クルマとインフラをつなぐ走行中ワイヤレス給電	17
21	モータ／キャパシタ／ワイヤレスの概念	18
22	走行中ワイヤレス給電システムの構成例	19
23	センサおよび通信を用いた車両検知の課題	20
24	不特定多数のクルマが行き交う道路	21
25	クルマの走行速度に応じた給電時間	22
26	本論文の構成	23
27	ワイヤレス電力伝送方式の模式図	27
28	磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送	28
29	共振コンデンサの接続方式	30

30	S/S 方式ワイヤレス電力伝送の T 型等価回路	32
31	等価負荷抵抗 R_L に対する伝送効率 η および受電電力 P	33
32	定電圧負荷へのワイヤレス給電回路	34
33	定電圧負荷へのワイヤレス給電時における電圧・電流波形	35
34	電力変換回路による等価負荷変換	37
35	定電力負荷へのワイヤレス電力伝送の簡略化モデル	39
36	ハーフアクティブ整流器の動作モード	41
37	ハーフアクティブ整流器を用いた電圧安定化	42
38	ワイヤレス電力伝送の実験回路	43
39	ワイヤレス電力伝送の実験装置	43
40	ハーフアクティブ整流器を用いた電圧安定化制御のシミュレーション結果	45
41	ハーフアクティブ整流器を用いた電圧安定化制御の実験結果	46
42	S/S 方式ワイヤレス電力伝送のシステム構成	49
43	等価負荷抵抗 R_L に対する電圧比 A_V	51
44	電圧比 A_V に対する伝送効率 η および受電電力 P	52
45	CASE A におけるシステム電圧の設計指針	54
46	CASE B におけるシステム電圧の設計指針	55
47	CASE C におけるシステム電圧の設計指針	56
48	CASE D におけるシステム電圧の設計指針	57
49	CASE D におけるシステム電圧の最適設計法	58
50	ワイヤレス電力伝送の実験回路	59
51	ワイヤレス電力伝送の実験装置	60
52	CASE A における電圧設計の実験結果	61
53	CASE B における電圧設計の実験結果	62
54	CASE C における電圧設計の実験結果	63
55	CASE D における電圧設計の実験結果	64
56	ワイヤレス電力伝送の回路構成	67
57	ハーフアクティブ整流器の動作モード	67
58	受電側電圧 V_2 に対する伝送効率 η および給電電力 P	69
59	ハーフアクティブ整流器の各動作モードにおける受電側電流 I_2	70
60	ワイヤレス電力伝送の実験装置	71
61	受電側電流 I_2 の測定結果	72
62	2つの一般化変数の同時推定におけるシミュレーション結果	74
63	2つの一般化変数の同時推定における実験結果	75
64	シミュレーション結果に基づく制御目標値の計算結果	76
65	実験結果に基づく制御目標値の計算結果	77
66	制御目標値の計算結果を用いた伝送効率最大化のシミュレーション結果	78

67	制御目標値の計算結果を用いた伝送効率最大化の実験結果	79
68	ワイヤレス電力伝送の回路構成	82
69	ハーフアクティブ整流器の動作モード	83
70	ハーフアクティブ整流器の各動作モードにおける送電側電流 I_1	84
71	ワイヤレス電力伝送の実験回路	85
72	ワイヤレス電力伝送の実験装置	86
73	送電側制御時における受電側電力制御のシミュレーション結果	88
74	送電側制御時における受電側電力制御の実験結果	88
75	シミュレーション結果に基づく制御目標値の計算結果	89
76	実験結果に基づく制御目標値の計算結果	89
77	制御目標値の計算結果を用いた伝送効率最大化のシミュレーション結果	90
78	制御目標値の計算結果を用いた伝送効率最大化の実験結果	91
79	走行中ワイヤレス給電における車両検知の必要性	94
80	走行中ワイヤレス給電の回路構成	95
81	ワイヤレス電力伝送システムの入力インピーダンス	96
82	ハーフアクティブ整流器を用いた待機モードの導入	97
83	受電側待機モード時における入力インピーダンス	98
84	送電側インバータの3レベル電圧出力を用いたサーチパルス	99
85	センサレス車両検知手法による送電制御のコンセプト	100
86	センサレス車両検知による送電制御のフローチャート	101
87	走行中ワイヤレス給電の実験回路	102
88	走行中ワイヤレス給電の実験装置	103
89	サーチモードにおける送電側の電圧・電流波形	104
90	送電モードにおける送電側の電圧・電流波形	105
91	10 km/h 走行時における送電側の電圧・電流波形	106
92	センサレス車両検知による送電制御の動作モード切り替え	107
93	走行中ワイヤレス給電における過渡応答の重要性	109
94	S/S 方式ワイヤレス電力伝送のT型等価回路	110
95	送電開始時における過渡応答のシミュレーション結果	110
96	ランプ軌道を用いたソフトスタート動作	111
97	S/S 方式ワイヤレス電力伝送の誘導起電力を用いた等価回路	113
98	S/S 方式ワイヤレス電力伝送のブロック線図	114
99	伝達関数 $G_{II}(s)$ の支配極（実部）	116
100	ソフトスタート動作の評価項目	117
101	ソフトスタート動作のシミュレーション結果 ($T_r = 0.5 T_s$)	118
102	ソフトスタート動作のシミュレーション結果 ($T_r = T_s$)	118
103	ソフトスタート動作のシミュレーション結果 ($T_r = 2 T_s$)	118

104	ソフトスタート動作の実験回路	119
105	送電側インバータのデューティ比	119
106	ソフトスタート動作の実験装置	120
107	ソフトスタート動作を行わない場合のシミュレーション・実験結果	121
108	ソフトスタート動作のシミュレーション・実験結果 ($T_r = 0.5 T_s$)	121
109	ソフトスタート動作のシミュレーション・実験結果 ($T_r = T_s$)	122
110	ソフトスタート動作のシミュレーション・実験結果 ($T_r = 2 T_s$)	122
111	走行中ワイヤレス給電の模擬実験装置	124
112	走行中ワイヤレス給電システムの回路構成	125
113	半導体素子による送電側インバータの出力波形変化	126
114	実車スケールに対応した走行中ワイヤレス給電の模擬装置	127
115	第2世代ワイヤレスインホイールモータの模擬実験回路	128
116	第2世代ワイヤレスインホイールモータの模擬実験装置	128
117	電気自動車の駆動方式	130
118	インホイールモータ方式の課題	131
119	第1世代ワイヤレスインホイールモータのコンセプト	132
120	第1世代ワイヤレスインホイールモータのシステム構成	133
121	双方向ワイヤレス電力伝送による力行・回生動作の実現	134
122	受電コイルを搭載した第1世代ワイヤレスインホイールモータ	134
123	第1世代ワイヤレスインホイールモータのxEV応用	135
124	第1世代ワイヤレスインホイールモータの制御系設計	136
125	送電側電力変換回路の制御方式	138
126	受電側電力変換回路による同期整流制御	139
127	実験用電気自動車 FPEV4-Sawyer	140
128	駆動ユニット交換方式	141
129	一次試作ユニットの3D CAD図	142
130	製作した一次試作ユニット	142
131	送受電コイルの構造	143
132	製作した送受電コイル	143
133	S/S方式ワイヤレス電力伝送のT型等価回路	144
134	各パラメータ変化による伝送効率特性	145
135	製作した車体側電力変換回路	146
136	製作した機電一体構造のインホイールモータ	147
137	減速機内蔵ハブ軸受ユニット	147
138	ベンチ試験装置の外観	148
139	第1世代ワイヤレスインホイールモータの回路構成	148
140	送電側フィードフォワード制御を用いたベンチ試験結果	149

141	力行動作および回生動作のベンチ試験結果	150
142	ベンチ試験による伝送効率評価	151
143	135 rpm 時における各変換器効率の測定結果	151
144	最大出力時における各変換器効率の測定結果	152
145	各変換器の高効率化による総合効率の改善（最大出力時）	152
146	第 1 世代ワイヤレスインホイールモータを搭載した FPEV4-Sawyer	153
147	右後輪 1 輪駆動による走行試験の結果	154
148	後輪 2 輪駆動による走行試験の結果	155
149	後輪 2 輪駆動による走行試験の結果（回生動作時を拡大）	155
150	これまでの走行中ワイヤレス給電の研究例	158
151	新しい走行中ワイヤレス給電のかたち	159
152	道路の凹凸や乗車人数によるギャップの変化	160
153	第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの構成	161
154	第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの模式図	162
155	第 1 世代および第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの回路構成	163
156	ホイール側の直流リンクにおける電力の流れ	164
157	第 2 世代ワイヤレスインホイールモータのブロック線図	167
158	走行中給電があるときの動作例	168
159	走行中給電がないときの動作例	169
160	ブレーキするときの動作例	169
161	JC08 モード走行時における LiC の充放電電力	170
162	製作した送受電コイル	172
163	送受電コイルの構造	173
164	操舵時における送受電コイルの位置ずれ	174
165	製作した車体側およびホイール側の電力変換回路	175
166	オフセット軸減速機内蔵ハブ軸受ユニット	176
167	走行中ワイヤレス給電に用いる路面コイルの設計	177
168	走行レーンに配置する路面コイルの防水性能試験	177
169	走行レーンに配置する路面コイルの強度性能試験	178
170	一次製作した路面コイルと共振コンデンサ	178
171	一次試作した路面コイルにおける放電現象	179
172	路面コイルと共振コンデンサの一体化に向けた検討	179
173	共振コンデンサを一体化した路面コイル	180
174	走行中ワイヤレス給電に用いる路面インバータ	181
175	ベンチ試験装置の外観	181
176	ベンチ試験における受電コイル位置	182
177	ベンチ試験による効率評価	182

178	大電力・高効率動作時における入出力電力	183
179	ベンチ試験の構成	184
180	ベンチ試験における効率測定結果	185
181	結合係数測定に向けた構成	186
182	コイル位置に対する結合係数 k の測定結果	187
183	最大伝送効率 η_{\max} の試算値	188
184	コイル位置に応じた受電電力 P_2 の理論計算	189
185	コイル位置に応じた路面コイル電流 I_1 の理論計算	190
186	走行中ワイヤレス給電設備の構成	191
187	実験車両を用いた走行中ワイヤレス給電の周回試験	191
188	走行レーンに配置する U 字溝が路面コイルに与える影響の検証	192
189	東京大学柏キャンパスに構築した走行中ワイヤレス給電設備	193
190	走行中ワイヤレス給電システムの全体像	194
191	第 2 世代ワイヤレスインホイールモータを搭載した FPEV4-Sawyer	195
192	実車走行試験における走行中ワイヤレス給電設備の構成	196
193	実車走行試験における路面コイルの配置	196
194	実車走行試験の測定結果	198
195	雨天時の走行中ワイヤレス給電実験	199
196	第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの記者会見の様子	200
197	走行中ワイヤレス給電が築く未来のクルマ社会	204
198	各充電方式の電力インフラとの親和性	206
199	S/S 方式ワイヤレス電力伝送のシステム構成	209
200	kQ 積に対する最大伝送効率 η_{\max}	210
201	ショート型コイルとオープン型コイルの構造	211
202	ショート型コイルとオープン型コイルの等価回路	211
203	製作した送受電コイル	211
204	ショート型コイルにおける Q 値の測定	213
205	相互インダクタンス L_m の測定法	213
206	結合係数 k の測定法	214
207	オープン型コイルにおける Q 値の測定	214
208	オープン型コイルのリアクタンス周波数特性	215
209	リアクタンス周波数特性の測定結果	215
210	ワイヤレス電力伝送システムの等価回路と入力インピーダンス	217
211	等価負荷抵抗 R_L に対する入力インピーダンス Z_{in}	218
212	kQ 積の同定に用いる測定回路	219
213	kQ 積の同定実験	220

表 目 次

1	ワイヤレス電力伝送方式の特徴	29
2	磁界共振結合の回路方式における最適負荷および共振条件	31
3	送受電コイルのパラメータ	33
4	電力変換回路を用いた等価負荷変換の動作可能範囲	38
5	シミュレーションおよび実験条件	44
6	送受電コイルのパラメータ	51
7	電圧仕様と電力要求に基づくワイヤレス電力伝送システムの分類	53
8	システム電圧設計の実験条件	59
9	送受電コイルのパラメータ	69
10	送受電コイルのパラメータ	86
11	シミュレーションおよび実験条件	87
12	送受電コイルのパラメータ	98
13	実験装置のパラメータ	102
14	送受電コイルのパラメータ	111
15	ソフトスタート動作のシミュレーション結果	119
16	ソフトスタート動作の実験結果	121
17	車載モータ方式とインホイールモータ方式の比較	131
18	同期式の制御に用いる受電側コンバータの動作モード	139
19	第1世代ワイヤレスインホイールモータの目標性能と一次試作仕様	141
20	伝送効率の特性評価に用いたパラメータ	144
21	製作した送受電コイルのパラメータ	145
22	第2世代ワイヤレスインホイールモータのLiC容量設計値	171
23	第2世代ワイヤレスインホイールモータの性能仕様	172
24	第2世代ワイヤレスインホイールモータの相互インダクタンス測定	174
25	大電力・高効率動作時における測定結果	183
26	ベンチ試験における効率測定結果（最大出力時）	185
27	送受電コイルのパラメータ	186
28	走行中ワイヤレス給電システムの設計値	194
29	ショート型コイルのパラメータ	212

30	オープン型コイルのパラメータ	212
31	オープン型コイルの Q 値の同定結果	216
32	オープン型コイルの kQ 積の同定結果（従来法）	216
33	オープン型コイルの kQ 積の同定結果（提案法）	220
34	kQ 積の同定結果に基づく最大伝送効率の計算値と実測値	221
35	kQ 積の同定結果に基づく最適負荷値の計算結果と伝送効率最大化の検討	221

第 1 章

序論

1.1 研究背景

1.1.1 モビリティの電動化

脱炭素社会に向けた EV の役割

地球温暖化を含む環境問題に対する各国の関心は年々高まってきており，日本でも二酸化炭素（CO₂）の排出削減に向けた脱炭素社会の実現が話題となっている。電気自動車（Electric Vehicle : EV）は環境に優しい，エコなイメージが定着してきたが，果たしてそれは本当なのだろうか。本節ではクルマの電動化が社会の必然であり，その上でどのような取り組みをしていかなければならないのか，未来のクルマ社会に向けた研究開発について紹介する。

まず，日本における運輸部門の CO₂ 排出量を図 1 に示す。2016 年度では運輸部門が日本全体における CO₂ 排出量の 17.9 %，さらには自動車全体で運輸部門の 86.2 %（日本全体の 15.4 %）を占めている [1]。また，図 2 が示す通り，自家用車は輸送量当たりの CO₂ 排出量がバスや鉄道より大きく劣っていることから，人やモノを運ぶ手段としてのクルマの利用はエネルギー効率が悪いことが分かる。そのため，運輸部門における CO₂ を削減するためには，クルマのハードと使い方の両方を変えていかなければならない。

新たな温室効果ガスの排出削減目標

2015 年 7 月 17 日，2020 年以降の新たな温室効果ガス排出削減目標を定めた「日本の約束草案」が提出され，エネルギー起源の CO₂ 排出量を 2013 年度比で 25.0 %削減する目標が掲げられた [2]。目標年度は 2030 年度であり，実施期間は 2021 年 4 月 1 日から 2031 年 3 月 31 日までである。その中で，運輸部門における CO₂ 排出量は 2013 年度比で 27.6 %も削減しなければならず，早急な対応が求められている。

当然のことながら，従来のガソリン車におけるエンジンや駆動系の高効率化だけでは対処で

運輸部門における二酸化炭素排出量(2016年度)

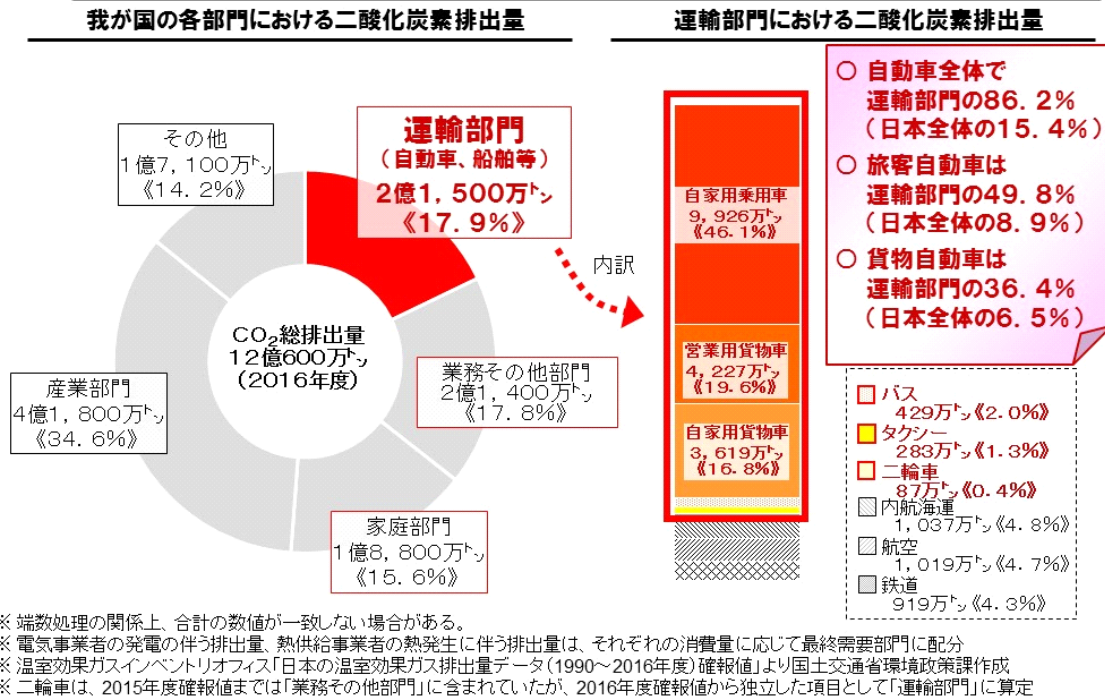


図 1: 運輸部門における二酸化炭素排出量 [1]

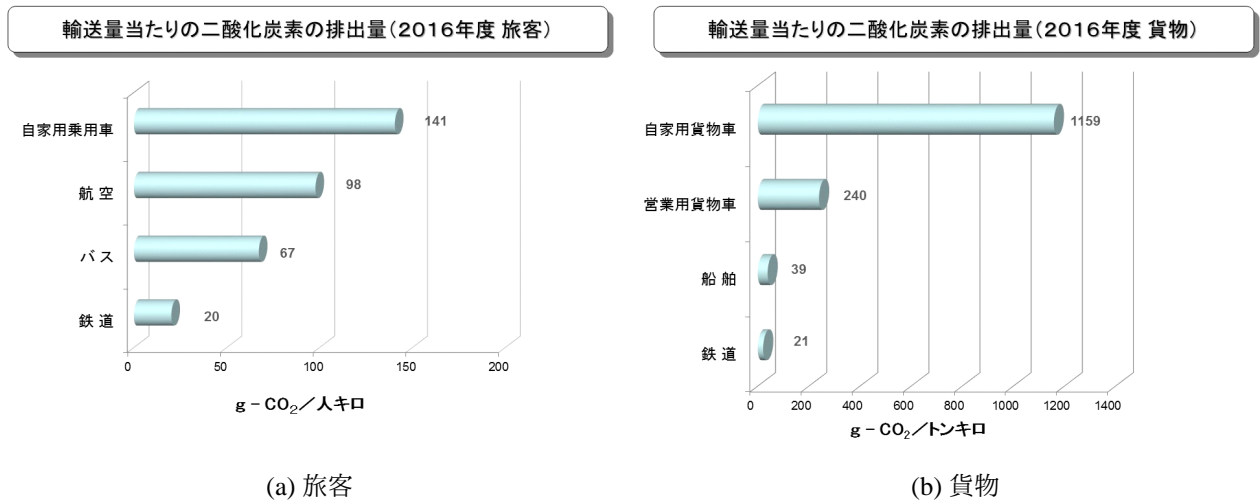


図 2: 輸送量当たりの二酸化炭素排出量 [2]

きないため、ガソリン車やディーゼル車といった内燃機関車から、EV などの電動車両へとシフトする「電動化」がキー技術となる。世界各国でも 2030 年あるいは 2040 年までにガソリン車及びディーゼル車の販売を停止し、EV 等への転換を促す政策が発表されており、電動車両の普及を推し進める姿勢が伺える [3]。

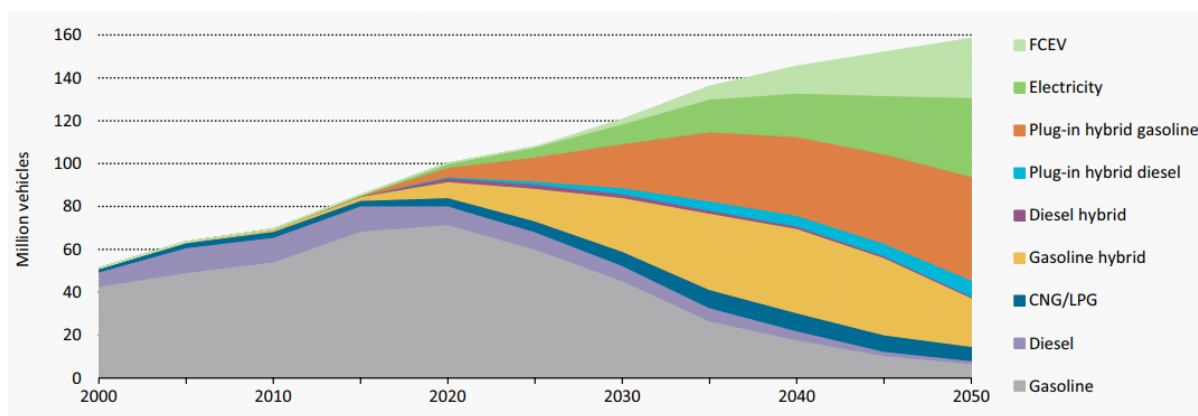


図 3: パリ協定の 2 度目標達成に向けた世界の車両販売予測 [5]

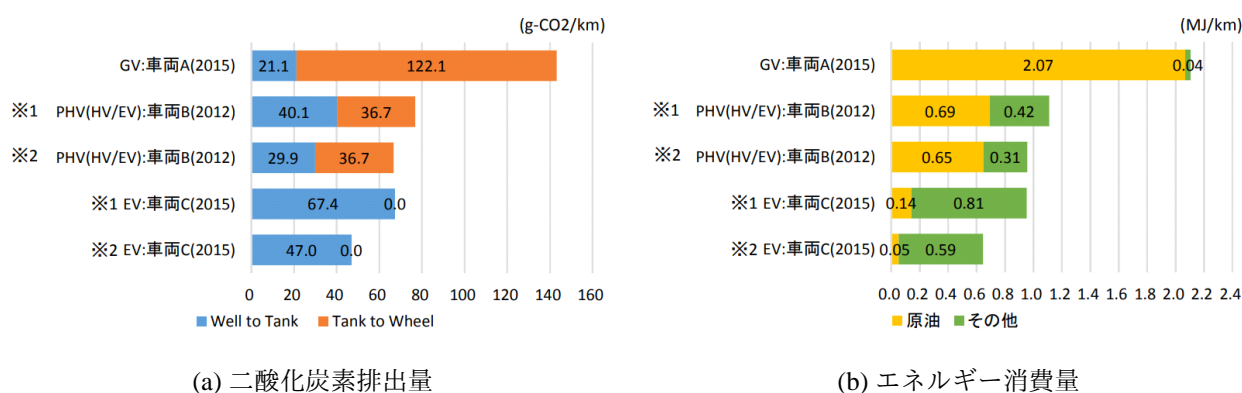


図 4: パワートレインごとの二酸化炭素排出量とエネルギー消費量 [6]

パリ協定の 2 度目標に向けた電動化の流れ

このような世界的な電動化の背景の 1 つとして、2015 年に採択、2016 年に発行されたパリ協定がある。今世紀末時点で世界の平均気温の上昇幅を産業革命以前から 2 度未満に抑える、2 度目標が定められた [4]。国際エネルギー機関（International Energy Agency : IEA）は 2 度目標の達成に向けた世界の車両販売予測（図 3）を示しており、運輸部門の「電動化」がキーになることを示唆する、ハイブリッド車（Hybrid Electric Vehicle : HEV）、プラグインハイブリッド車（Plug-in Hybrid Electric Vehicle : PHEV）、EV といった電動車両の普及を予測している [5]。

図 4 はパワートレインごとの CO₂ 排出量とエネルギー消費量を示し、Well to Tank は一次エネルギーの採掘からクルマに供給するまで、Tank to Wheel はクルマに搭載してから走行するまで、すなわち走行時の CO₂ 排出量を意味している。ここでは、同程度の車格の車両（排気量・車両重量等）を比較しており、PHEV（図 4 では PHV）は EV 走行を 50 %、HEV 走行を 50 % として示している。（）内は車両の販売年であり、※ 1 は 2014 年度の電源構成、※ 2 は 2030 年度の電源構成に基づいて算出している。

これより、EV では走行時の CO₂ 排出量がゼロであり、このことからゼロエミッション車（Zero Emission Vehicle : ZEV）と呼ばれる。しかし、ここで重要なのは Well to Tank も含めた Well to Wheel の CO₂ 排出量であるが、それでも EV はガソリン車を大きく上回る性能を示している。

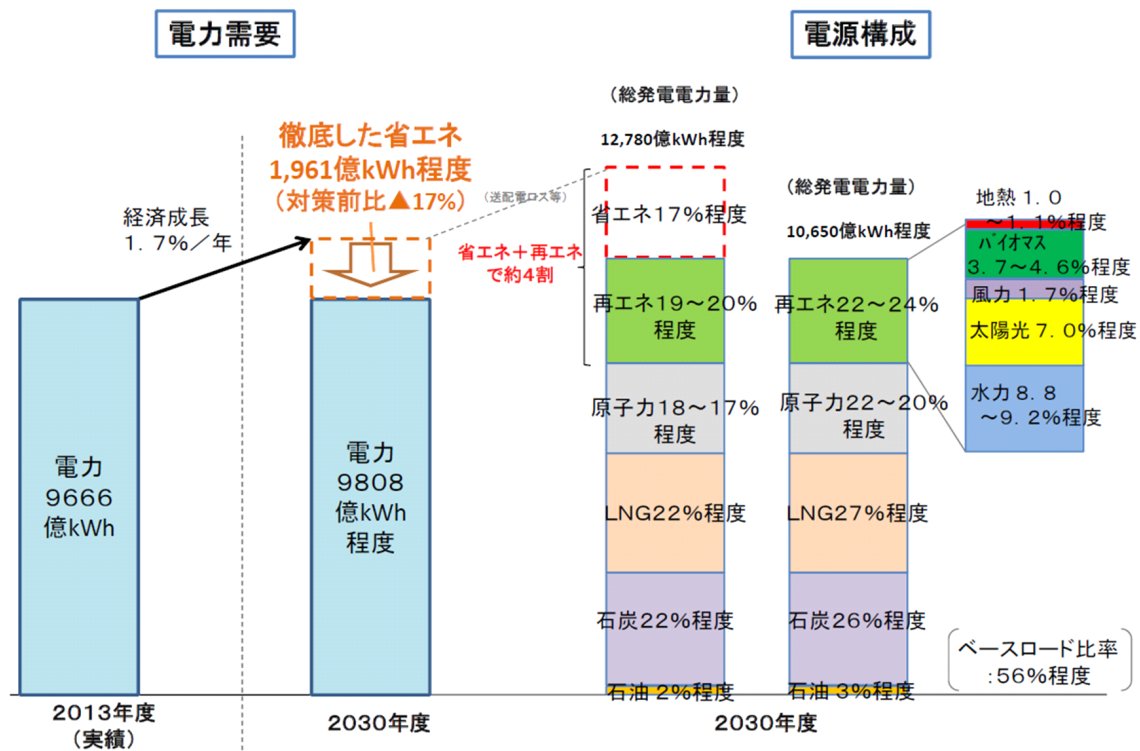


図 5: 2030 年度の電力需要および電源構成 [7]

また、2014 年度の電源構成では PHEV と EV の両者はほぼ同じ性能であるが、2030 年度の電源構成（図 5）を適用することで、EV はさらに CO₂ 排出量を削減できる可能性が示されている。

従来のガソリン車ではエネルギー源であるガソリンの製造過程はほぼ決まっており、エンジンでの効率改善の余地も小さくなっている。一方で、EV のエネルギー源である電気は多種多様な方法で電源を利用でき、再生可能エネルギーの導入などによる電源構成の改善がクルマに反映されやすい。従って、クルマの電動化は必然の流れであり、これに合わせて電源構成を改善することによって持続可能な脱炭素社会にふさわしいモビリティを実現できる。

先進的な運動制御で安全かつエコな走りを実現

EV は優れた環境性能と回生ブレーキによる制動時のエネルギー回収が大きなメリットとして挙げられるが、EV の利点はこれだけではない。ガソリン車の動力源であるエンジンを電気モータに置き換えることで、クルマの運動特性に対してもさまざまな利点が得られる。

まず、モータはエンジンと比較して 10 倍以上もトルク応答が早く、従来のガソリン車では実現できない高度な車両運動制御が可能となる [8,9]。これに加えて、モータに流れる電流から出力トルクを正確に検知できるため、路面状況や走行状況をいち早く把握でき、安全で高効率な走行を実現できる [10,11]。このように、電気モータによる先進的な運動制御は安全かつエコな走りを実現し、本技術は当研究室でも数多くの成果が実証されている。

本論文ではモビリティの電動化が社会の必然でありながら、いまだ EV が広く普及していない現状について言及し、真に取り組むべき課題について示す。

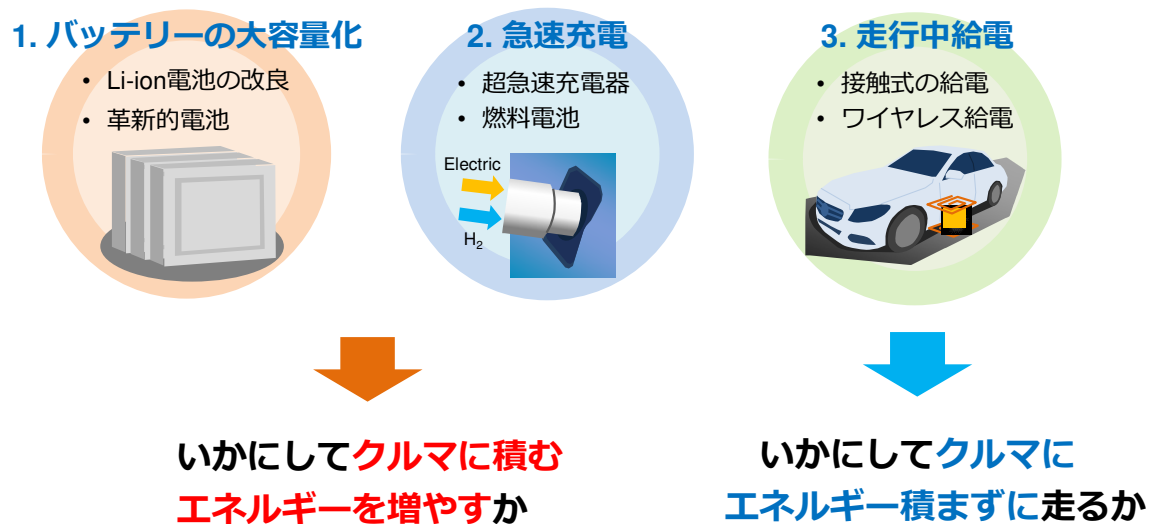


図 6: 電気自動車の航続距離をのばす 3 つの方法 [12]

1.1.2 電気自動車の課題と解決策

前述の通り、EV は多くのメリットを有するが、日本では量産 EV が市販されてから、予測ほどの普及は実現されていない。このことから、利用者は EV に対してまだ抵抗があり、性能に不足があると感じているのが現状といえる。クルマはあくまで交通手段であるため、効率的なエネルギー利用以上に快適な移動を提供しなければならない。

これより、現状の EV が普及しない最も大きな要因は短い航続距離と長い充電時間にあると考えられ、ここではこれらの解決策について述べる。

航続距離をのばす 3 つの方策 [12]

これまでの EV 開発は高性能電池と急速充電をキー技術とした研究開発ばかりが先行されてきたが、近年では下記に示す 3 つの方策が主に検討されている（図 6）。

- 1) バッテリーの大容量化
- 2) 急速充電の充実
- 3) 走行中給電

これらの 3 つの方法について、それぞれの課題と世界的な動向について紹介する。

バッテリーの大容量化

当然のことながら、EV に搭載するバッテリーを増やせば航続距離も長くなるが、同じ性能のバッテリーを 2 倍積んでも航続距離は単純に 2 倍とはならない。車重の増加によって走行抵抗が増加し、電費（燃費）の低下を招く。そのため、同じ重量でも大きなバッテリー容量を実現する次世代電池の開発が重要である。



図 7: テスラ・ギガファクトリーの完成予想図 [14]

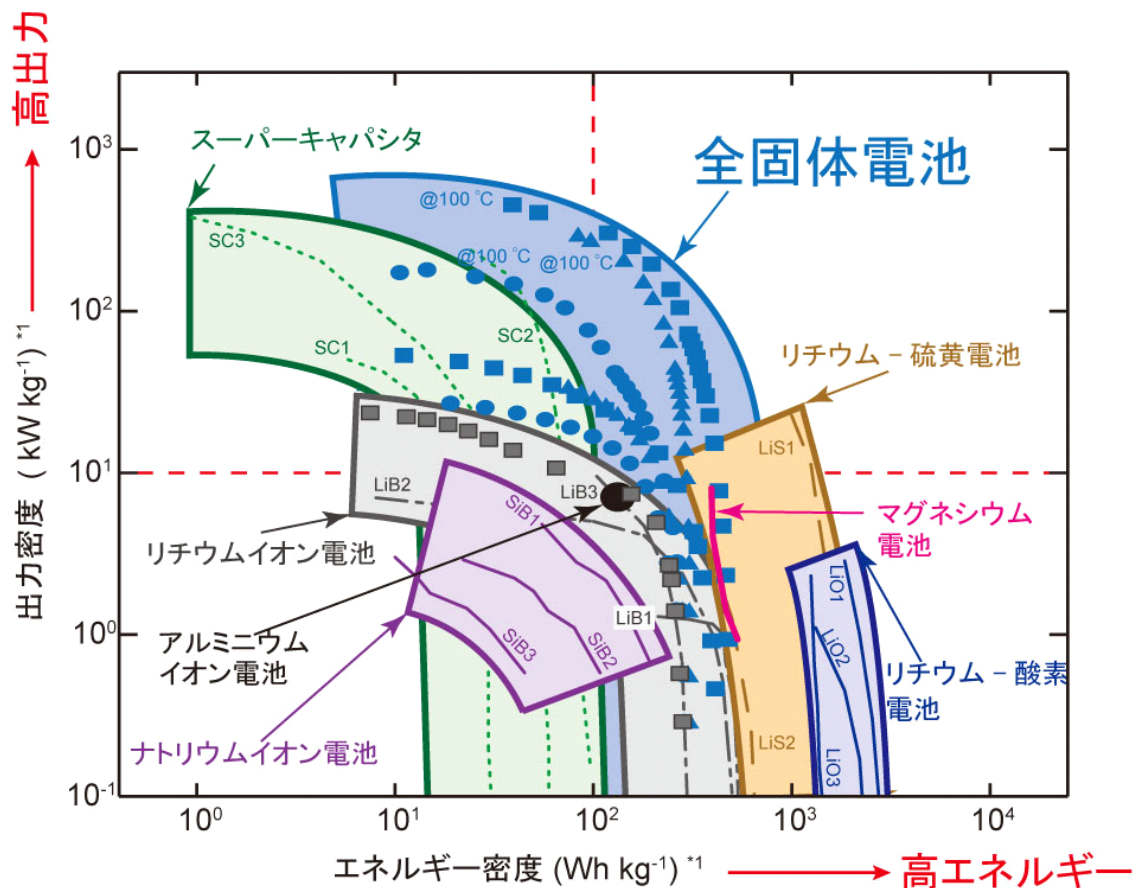
これまで量産EVとして市販されている日産リーフのバッテリー容量は24 kWh（2010年）→30 kWh（2015年）→40 kWh（2017年）と急速な大容量化を達成してきた [13]。このとき、バッテリーモジュールの大きさはほとんど変わっていないため、バッテリーの性能は近年急速に成長していることが分かる。しかし、それだけですべての問題が解決するほど簡単ではない。

バッテリー生産の課題

まず、バッテリーが化学電池である以上は寿命の課題が挙げられる。長寿命化も研究開発の対象となるが、大容量・高出力・長寿命のすべてを兼ね備えたバッテリーの開発はきわめて難しい。また、高性能バッテリーをたくさん積むことで車両購入時の初期コストが増加するだけでなく、数年後に訪れるバッテリー交換までを考えると、利用者への負担はかなり重くなってしまう。更には、大量の使用済バッテリーのリサイクル・リユースも重大な課題となる。

以上は使う際あるいは使った後の課題であるが、それ以前にバッテリー生産における課題を考えなければならない。世界的な電動化の流れを受ければ、新車用・交換用のバッテリーはその量が膨大になり、高性能・高品質のバッテリーをいかに大量に製造・供給するのか、きわめて重要な課題である。例えば、世界の年間生産台数の約20%に相当する2000万台のクルマが40 kWhのバッテリーを搭載すると、年間800 GWhものバッテリーが必要になる。これは2016年の市場規模の17倍に相当し、図7に示すテスラのギガファクトリ（年間生産能力35 GWh）が23個分も必要となる。さらに交換用のバッテリーが加わるため、これだけの供給力を確保することはきわめて難しい。

さらに、昨今のバッテリー需要の急増からリチウム、コバルトなどのレアメタルはその希少性が増している。これらの資源は採掘できる国が限られているため、安定確保が難しく、資源調達リスクについても考えなければならない [15]。特に、コバルトは埋蔵量自体が少ないため [16]、バッテリー生産における重要課題といえる。



*1: 活物質重さあたり

図 8: 高出力かつ高エネルギーを併せ持つ全固体電池の特性 [17]

革新的な次世代電池の開発

現在のバッテリー開発は多岐にわたっており、レアメタルをなるべく必要としない次世代電池や新たな電池技術として全固体電池も検討が進められている。バッテリーの性能が飛躍的に向上すれば、レアメタル資源の必要量自体も削減でき、新たな使い方が見つかるかもしれない。

ここでは一例として、全固体電池の特性について取り上げる。全固体電池であっても、高出力密度を重視したものや大容量に特化したものなど、その特性は研究開発の方向性によってさまざまであるが、図 8 に示す東工大・菅野教授らの研究グループが発表した全固体電池の特性は高出力・大容量を併せ持ち [17]、キャパシタのような超急速充電にも対応できる革新的なバッテリーが実現されるかもしれない。

しかし、現在の全固体電池は研究開発の段階にあって、コスト・品質などを考えて量産するまでには時間が必要である。リチウムイオン電池も基本的な理論体系ができてから、EV などに応用されるまでに長い年月がかかっている。しかし、このような革新的な研究開発の成果によって、未来の EV は大きくかたちを変えるかもしれない。



図 9: ABB 社の 350 kW ハイパワー急速充電器 [18]

急速充電器の更なる大電力化

EV が持つ課題の中で特に重要となるのが充電の問題である。短い航続距離をバッテリーの大容量化で解決する場合にはその分長い時間をかけて充電しなければならず、充電時間の課題が特に重大となる。

現在の EV 充電器は普通充電で数 kW 程度、急速充電でも 50 kW のものが主流であり、テスラのスーパーチャージャーでは 120 kW の急速充電に対応している。しかし、数分のうちにバッテリーを満充電にすることは難しく、ガソリン車と同じような使い方はできない。

世界的な動向として、急速充電器をさらに高出力化する流れも見られ、最近では 350 kW 出力の超急速充電器（図 9）なども開発されている。しかし、これ以上の大電力化はケーブルの冷却問題や安全性、電源の確保などの課題があるため、極端な大電力化は難しい。また、電力系統に与える影響もきわめて大きく、あまり広範囲に普及させることは難しいことが想定される。

次に、従来のガソリン車における給油時のエネルギーの流れを数値的に示す。ガソリン 1 L あたりのエネルギーは約 34 MJ であり、1 L 給油するのに約 2.5 秒かかるため、エネルギーの流れは約 13600 kW として換算できる図 10。これは JR 東日本 E4 系新幹線（8 両編成 × 2）の出力：約 13400 kW（25000 V × 530 A）とほぼ等しく、高圧電線からパンタグラフ 4 個で受電している新幹線に対して、数百 A 程度が限度の充電ケーブルではとても取り回せない。

以上の検討より、EV がガソリン車と同じように充電することはほぼ不可能であり、EV ならではの新たな使い方を考えなければならない。

充電式電気自動車の用途適否の考え



ガソリン給油
ガソリン34MJ／1L、1L給油／2.5s
→13600kWのエネルギーの流れ

JR東日本E4系新幹線
(8両編成×2)の出力:約13400kW
→25000V×530A
(パンタグラフ4個、1個あたり130A程度、
銅製ケーブルは数百Aが実用限度)

基本スペックの一つが3～4桁違う

➞ ガソリン車と同様の使い方はできない？

図 10: 新幹線のフルパワーに匹敵するガソリン車の給油 [19]

燃料電池車の可能性

EV の一つの形態として図 11 に示す燃料電池車 (Fuel Cell Vehicle : FCV) があるが、エネルギーの急速充填という観点では FCV も同じ枠組みで議論できる。FCV の水素充填は数分程度で完了するため、これまでのガソリン車と同じような使い方は可能である。しかし、この議論は水素ステーションが隅々まで整備されていることが前提である。日本国内の水素ステーションは世界に先駆けてすでに 100 か所が整備されているが [20], 給油所は 3 万か所以上も存在しており [21], 十分に普及している状況とは言い難い。

このことから、FCV はあくまでクルマの電動化における一つの選択肢であって、すべてのクルマを FCV に置き換えることは難しい。また、水素の製造・貯蔵自体にも課題がある上、インフラの負担も大きい。しかし、エネルギーの急速充填は FCV 特有の大きなメリットであり、用途を適切に選べば優れた性能を発揮すると考えられる。そのため、FCV にはガソリン車や純粋な EV とは違った、FCV ならではの使い方があり、それをうまく見極めて利用すべきである。

クルマが持ち運ぶべきエネルギー量

これまでに述べたバッテリーの大容量化と急速充電 (急速充填) の技術はいずれも長距離走行を実現するために、いかにクルマに積むエネルギーを増やすか、という議論に終始していた。しかし、大量のエネルギーを持ち運ぶことが必ずしも最適ではない。電気は作ったらすぐに使っ



図 11: 燃料電池車トヨタ MIRAI [22]

た方が賢く、貯めておいて後で使うのは効率的ではない。そのため、強固な電力網を築いてきた歴史があり、EVにおいても持ち運ぶべきエネルギーを今一度立ち返って検討すべきである。

今のクルマは搭載できるエネルギー量に応じて航続距離が決まり、EVであれば搭載するバッテリー容量が航続距離を定めてしまう。しかし、自分自身でエネルギーを持ち運ばない電車の航続距離は無限大あるいはゼロともいえ、明確に議論することはできない。すなわち、インフラからエネルギーを供給すれば、モビリティ自身が持つ航続距離の概念は意味を失い、バッテリー容量とクルマの航続距離が強くリンクされることもない。クルマも電車と同じように、自分自身が持ち運ぶエネルギーのみに囚われず、インフラから受け取るエネルギーも考慮に入れば、バッテリー容量に縛られない新たな使い方を創造できるはずである。

走りながら充電 — EV ならではの使い方

ここで、インフラから走っているクルマにエネルギーを送る、走行中給電技術がきわめて重要になる。特に、クルマの場合は電車などとは異なり、ある程度自由に走行できる利便性を持っていなければならない。従って、電車のように常にインフラとつながっているのではなく、必要ときだけインフラから電気を受け取って、それ以外はインフラから離れて、自分自身が持ち運ぶエネルギーを使って走行する必要がある。

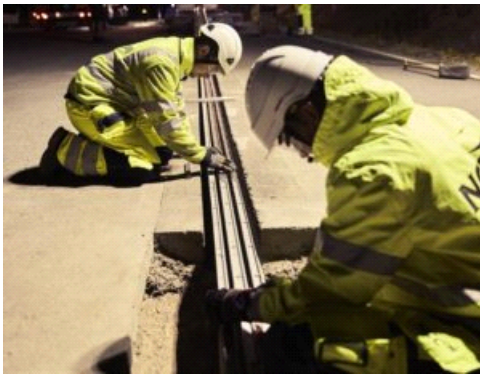
ここでは技術的な詳細について議論する前に、走行中給電技術に関する世界的な研究動向を紹介する。走行中給電を実現する手法は接触式と非接触式に大きく分けられ、これらの特徴と現在進められている主要なプロジェクトについて取り上げる。

大電力かつ高効率な接触式

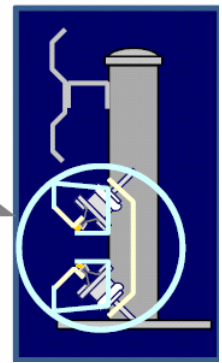
はじめに、接触式の走行中給電技術について示す。接触式では、電車と同じようにインフラとクルマの集電機構を利用し、接点を介してエネルギーを送るため、大電力化しやすいのが最大のメリットといえる。特に、大電力給電が必要な大型車両などに採用する利点が大きく、合わせて高効率化も達成しやすい方式である。



(a) パンタグラフ式（車両上部）[23]



(b) 道路埋込式（車両下部）[24]



(c) 集電アーム式（車体側部）[26]

図 12: 接触式走行中給電技術の実証例

考慮すべき点としては、走行中に給電部を接触させなければならないため、その接触力の取り扱いが挙げられる。また、特定の車両のみが走行する鉄道とは異なり、不特定多数のクルマが行き交う道路では走行中給電路の設置方法や安全性についても検討しなければならない。

世界的に進む電化道路の開発

すでに接触式の走行中給電技術は多くの実証実験が行われており、特に、スウェーデンでは図 12(a), (b) に示すような電化道路が公道に敷設され始めている。また、The Research and Innovation Platform for Electric Roads [24] という枠組みの中で数多くの技術が検証されているほか、The 2nd International Conference on Electric Road Systems (ERS) という国際会議を 2018 年 5 月にストックホルムで開催するなど、精力的な活動が見て取れる。

このほか、シーメンスがアメリカ・カリフォルニア州でもパンタグラフ式の接触式走行中給電を実証しており [25]、日本では図 12(c) に示す本田技術研究所の集電アーム式の実証実験が行われている [26]。このように方式は多岐に渡るが、接触式の走行中給電技術は世界的に開発が進められている。



(a) 仏ヴェルサイユ近郊の走行中給電路



(b) クアルコム・ハロが提供する送電ユニット群

図 13: 欧州プロジェクト FABRIC の実証実験 [27]

自由度が高い非接触式（ワイヤレス給電）

一方で、非接触式では給電時に集電機構を接触させる必要がないため、クルマの運転操作はこれまでと変わらず、ヒューマンマシンインターフェースなどにあまり大きな影響を与えずに設計できる。また、クルマの走行による位置ずれを許容しやすくしたり、伝送方式を含めて多様なシステムを構築できたりする点は非接触式ならではの利点といえる。

しかし、インフラからクルマまで接触部を介さずに給電しなければならないため、高効率な電力伝送を実現することに加えて、漏洩電磁界などによって他の機器やシステムに影響を与えないことが課題となる。さらに、現状では設置コストが高価になってしまうため、システムの簡単化や低コスト化が望まれる。

Consortium



図 14: 欧州プロジェクト FABRIC のコンソーシアム [28]

欧州プロジェクト：FABRIC [28]

走行中給電技術に関するプロジェクトとして、欧州の Feasibility analysis and development of on-road charging solutions for future electric vehicles (FABRIC) がこれまでに発表した実証実験は世界的に大きなインパクトを与えている。テストサイトはフランス、イタリア、スウェーデンなどの各国に散らばっており、停車中から走行中までのワイヤレス給電技術、さらには図 12(a), (b) で示した接触式走行中給電にも関わっている。

仏ヴェルサイユ近郊のテストコースでは、クアルコム・ハロのワイヤレス給電技術を利用し、100 km/h で走行する EV に 20 kW もの電力を送る技術を開発している（図 13）[27]。また、他のテストサイトでもさまざまな実証実験を行っており、その技術力は世界の最先端といえる。

FABRIC は9ヶ国 25 企業が参加するコンソーシアム（図 14）を母体として、総額予算は9 億ユーロにも及ぶ大規模プロジェクトである。このほか、多くの企業がプロジェクトに参画しており、実質的な規模はきわめて膨大である。また、研究開発のスピードも速いため、欧州の走行中給電技術に関する動向は常にチェックしておかなければならない。

北米プロジェクト：SELECT [29]

北米のプロジェクトでは米ユタ州立大学などを中心として、Sustainable Electrified Transportation (SELECT) Research Center を立ち上げており、走行中給電技術だけでなく、自動運転や系統連系などの幅広い技術分野を対象とした研究開発を行っている（図 15）。学術的な研究要素が大きいですが、企業などのサポートを受けながら産業応用までを見据えた開発を進めている。

大学以外には図 16 に示すような企業も参画しており、欧州と同様に大規模なプロジェクトといえる。また、2018 年 2 月に The 5th Annual Conference on Electric Roads and Vehicles (CERV) という国際会議を米ユタ州立大学で開催し、走行中給電施設のテストコースを公開するなど、活発的な活動を行っている。

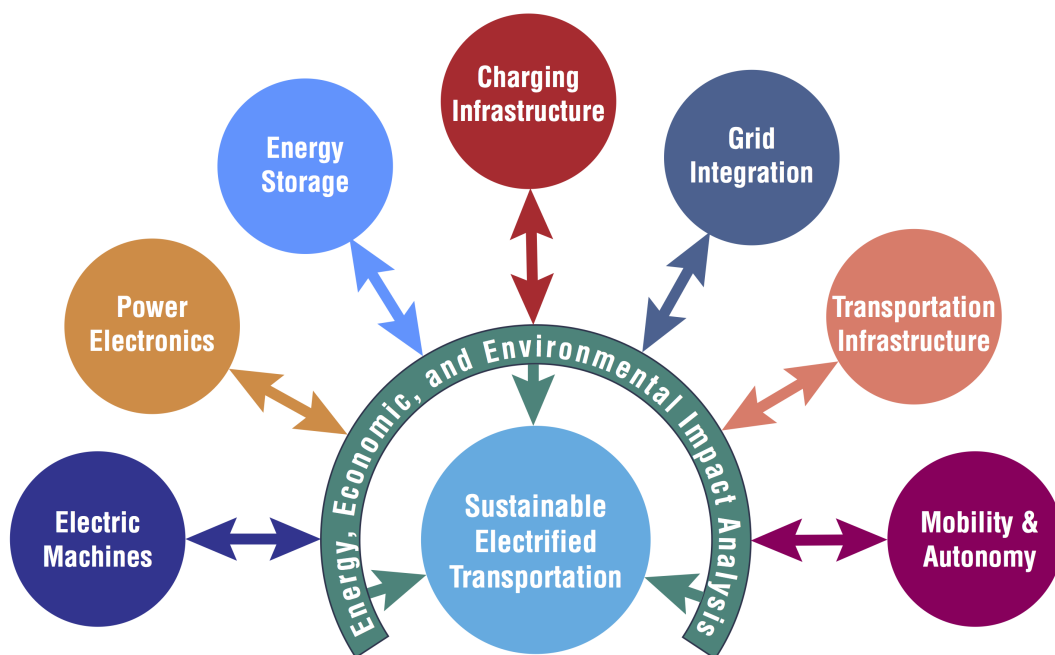


図 15: 北米プロジェクト SELECT の枠組みと研究分野 [29]



図 16: 北米プロジェクト SELECT に参画する大学・企業 [29]

韓国や中国も進める技術開発

欧州・北米では大規模なプロジェクトが現在も稼働しているが、アジアでは今のところ、各国独自の開発が進められている。世界に先駆けて走行中給電技術に取り組んだ韓国の Korea Advanced

Institute of Science and Technology (KAIST) では、電磁誘導方式の走行中ワイヤレス給電を用いた On-Line Electric Vehicle (OLEV) の開発が行われている。

また、中国でも大学等の多くの研究機関が実証実験までを含めた研究開発を行っており、最近では太陽電池も組み合わせた電化道路の構築に向けて、国家主導の動きも見受けられる。中国は市場規模もきわめて大きいため、彼らの動向は注視しておかなければならない。

走行中給電が EV 社会のキー技術

これまで示したように、走行中給電技術は世界各国で検討が進められており、それぞれ的方式は違っても、「走行中の EV にインフラからエネルギーを供給する」という同じコンセプトをもとに、実用化・普及に向けた動きが見て取れる。これらの技術が導入されれば、EV は大量のエネルギーを持ち運ぶ必要がなくなり、小さなバッテリー容量であってもインフラからのエネルギー供給でカバーしながら、これまでとは比べ物にならない長距離走行を実現できる。

バッテリーの搭載量が少なくなれば、EV は軽く・エコになり、生産コストも抑えられる。また、電気モータの優れた運動制御も合わせれば、EV は未来のクルマにふさわしいモビリティといえる。走行中給電技術に基づく EV 開発はこれまでのガソリン車に不可能な全く新しい使い方を提案し、EV の新たな価値を創造する可能性を持っている。

EV 社会に適した組み合わせ

前述した通り、走行中給電技術はクルマの電動化さらには EV 化を推し進める上で重要なキー技術になると考えられるが、すべての道路を電化して、津々浦々どこでもクルマとインフラがつながることは考えにくい。また、長距離輸送と街中走行ではクルマの使い方が大きく異なり、交通量の多い主要な幹線道路と山間部の細く長い道路ではインフラ構築にかかるコストや設備の利用率も異なる。

従って、クルマの用途や地域性、導入シナリオなども考慮に入れば、これまでに挙げた 3 つの方法からどれか 1 つの手段を選ぶのではなく、適切な組み合わせを検討していくべきである。また、インフラが切り替わる過渡期にはさまざまな技術が必要なため、多面的に研究開発すべきであり、真に必要な技術をきちんと見極めることが重要である。

1.1.3 電気自動車のワイヤレス給電

EV のワイヤレス給電技術は停車中給電に限れば、実用化・商用化の兆しがみえてきているが、異物検知や人体防護といった技術課題に加えて、互換性の確保や標準化に向けた動きなどが十分ではなく、いまだ広く普及するには至っていない。

ここではワイヤレス給電技術が与えるメリットについて再度取り上げるとともに、実用化あるいは普及に向けた課題を示す。また、近年発展が目覚ましいクルマの新技术とワイヤレス給電の融合によって新たなクルマ社会を創造し、EV ならではの使い方を示す。

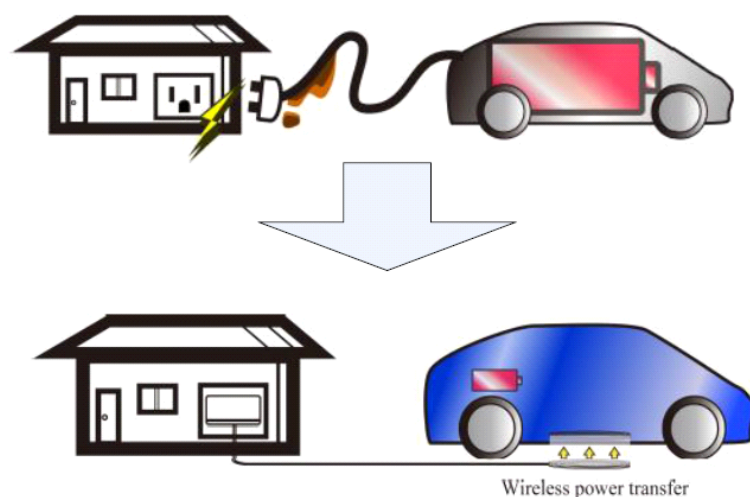


図 17: 駐車場におけるワイヤレス給電

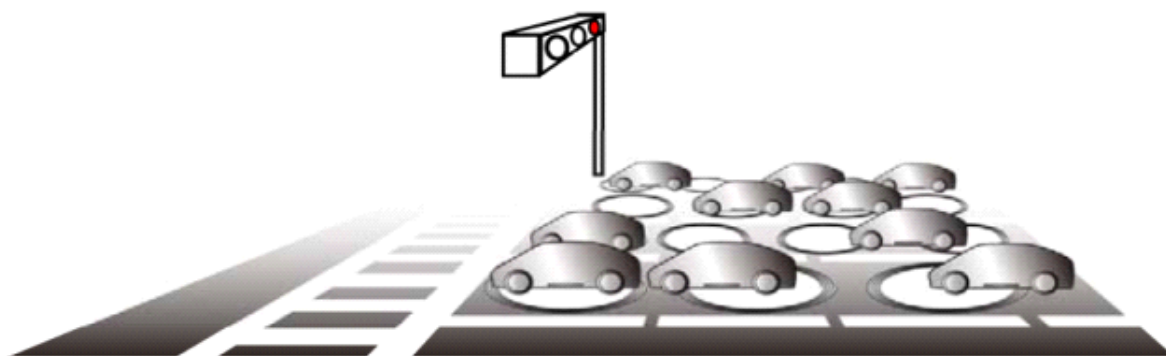


図 18: 交差点付近におけるワイヤレス給電

ワイヤレス給電によって変わる未来のクルマ

まず、これまでの充電ケーブルがワイヤレス給電に代わることのメリットを示す。図 17 のように、充電プラグの取り回しが不要になれば、手を汚さずに簡単に充電できるだけでなく、雨や汚れによる感電のリスクを下げられる。また、充電の手間がなくなることによって、こまめに充電することが許容されれば、バッテリー容量が小さくても街中走行であれば十分に運用できるはずである。

図 18 のように公差点などにワイヤレス給電設備が敷設されれば、信号待ちなどのちょっとした停車時間（数秒～数十秒程度）であっても EV への給電が可能になる。さらには、図 19 が示すように交差点などに設置された 1 つの送電器から複数の負荷（将来的には EV）への同時給電も実現できるかもしれない。このような給電ポイントが増えていけば、バッテリー容量の少ない EV であっても高頻度に給電する「ちょこちょこ給電」によって、より遠くまで走行できるクルマとなり、きわめて高い利便性を提供できる。

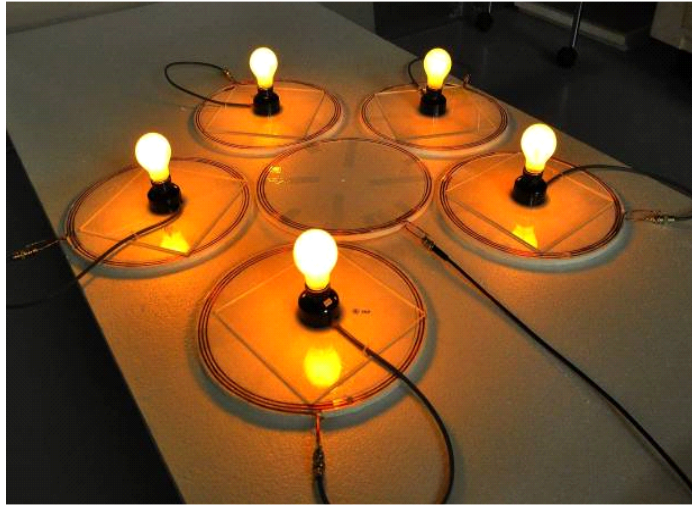


図 19: 複数負荷への一括ワイヤレス給電



図 20: クルマとインフラをつなぐ走行中ワイヤレス給電

走行中給電による新しいパラダイム

さらに走行中ワイヤレス給電技術によって、EV とインフラが繋がることで走行中にだらだらと給電すれば、バッテリー容量によらない長距離走行が可能である（図 20）。ガソリンを空気中に噴霧して、それを吸いながら走り続けることは不可能であるが、EV であれば実質的に同じことが実現できる。これはガソリン車にはできない EV 特有のメリットであり、EV はこれまでのクルマと異なる、まったく新しいモビリティに成り得る。

電車のようにインフラが必要なエネルギーを供給するとき、一充電航続距離は給電エリアから離れても安心して走行できる距離に相当し、インフラが十分に整えば、EV は自力で数十 km を走れる程度のエネルギーさえ持ち運べば良い。従って、電気二重層キャパシタなどの大容量キャパシタでもカバーできるようになり、蓄電装置も大きく変わっていくと考えられる。

このように、未来のクルマは高性能電池をたくさん積んで、超急速充電をキー技術とするのではなく、電気モータによる先進的モーション制御、長寿命・高パワーのキャパシタ蓄電装置、これらを成立させる走行中ワイヤレス給電をキー技術とした、モータ/キャパシタ/ワイヤレスによる新しいパラダイムを築くかもしれない（図 21）[30]。

クルマの新技术とワイヤレス給電

また、EV のワイヤレス給電は最近注目を集めている自動運転技術やカーシェアリングなどとも相性がよく、これらの技術の融合によって新しいクルマの使い方を創造できる。

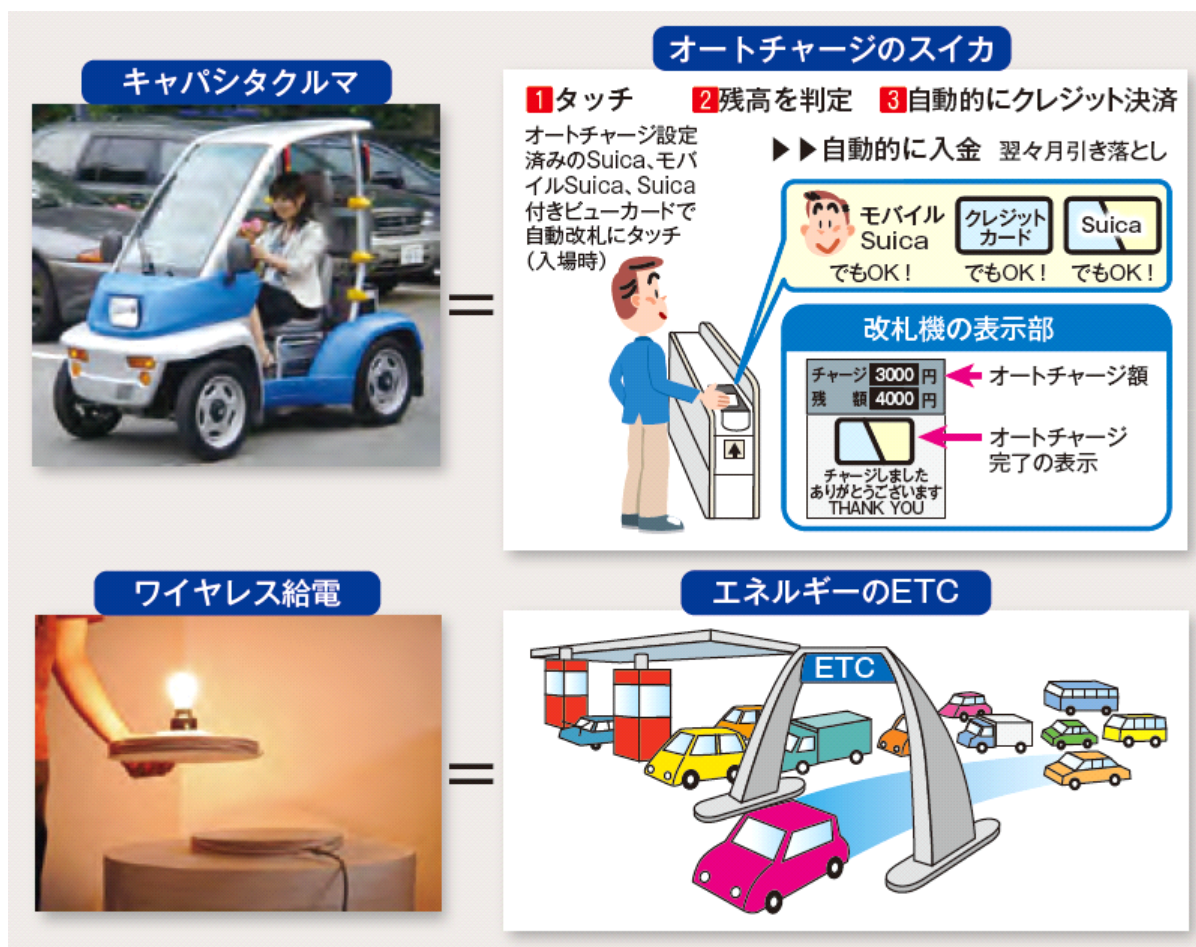


図 21: モータ／キャパシタ／ワイヤレスの概念 [30]

例えば、自動運転時代では個人がクルマを所有しなくても、EV タクシーをスマートフォンで呼び出し、目的地まで辿り着いたら、EV 自身が受け入れ可能なタクシープールまで自動で戻る世界になるかもしれない。このとき、目的地まで行くために電池残量が不足して充電ステーションを経由したり、給油や充電作業のために人が介入するシステムはあまりスマートではない。さらに、充電に多くの待ち時間が必要となれば、ユーザーに苦痛を強いることになる。一方で、ワイヤレス給電技術を組み合わせれば、EV は待機中に自動給電しておき、目的地までは走行中給電を利用することで、電池残量を気にしないで送り届けることができる。

このように先進的な技術を組み合わせることで、EV は多くの優位性を持つことができ、クルマの電動化に大きく貢献できると考えられる。

ワイヤレス給電技術の課題

ワイヤレス給電技術はEV の利便性を大きく向上させられるが、実用化および普及に至るまでには多くの課題を解決しなければならない。

まず、高効率なエネルギー変換技術が挙げられる。接触式の充電プラグではほとんど損失が生じないが、ワイヤレス給電では期待される付加価値と比較した上で許容できる程度の高効率

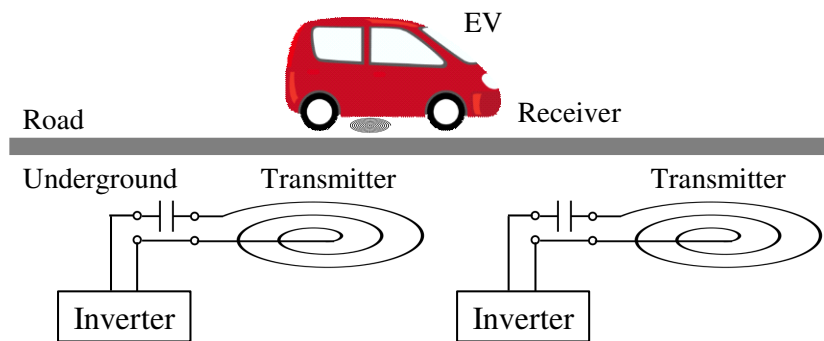


図 22: 走行中ワイヤレス給電システムの構成例

動作を実現しなければならない。また、EV の最低地上高（9 cm）を上回る長距離伝送と車高の違いに対してロバストな電力伝送技術が望まれる。さらに、駐車アシスト機能がないクルマでは送電器と受電器の位置合わせが難しく、送受電器の位置ずれに対するロバスト性も確保しなければならない。

このほか、EV の充電では普通充電であっても数 kW、急速充電では数十 kW 程度もの出力が必要となる。これまで市販されてきた電気機器用のワイヤレス給電では数～数十 W 程度の出力でよかったため、EV 用のワイヤレス給電では仕様が大きく異なる。従って、EV のワイヤレス給電では kW クラスの大電力を扱いながら、高効率なエネルギー変換と電力伝送技術を実現しなければならない。

停車中のワイヤレス給電では研究機関や企業等による研究開発の成果もあって、十分な性能を満たすレベルまで来ているが、金属異物の検知や大電力化による漏洩磁界の低減など、製品化・実用化に向けた課題もまだ存在する。さらに、走行中のワイヤレス給電技術はこれらと異なる技術要求があり、基礎研究から真剣に取り組まなければならない。

1.1.4 走行中ワイヤレス給電の課題

ここでは走行中ワイヤレス給電における特有の課題について取り上げ、停車中のワイヤレス給電との違いや必要となる技術について明らかにする。

路面設備の簡単化

まず、図 22 に走行中ワイヤレス給電のシステム構成例を示す。EV はインフラからエネルギーを受け取るために受電器と制御回路を搭載し、送電側はインバータによって駆動される送電器が地中または路面に設置される。ここで、送電設備は道路の電化区間全てにわたって設置されるために高コストなシステムは許容できず、路面側の送電設備はできる限り簡単化しなければならない。また、路面設備は劣悪な環境に設置されることも想定されるため、優れた保守性も要求される。

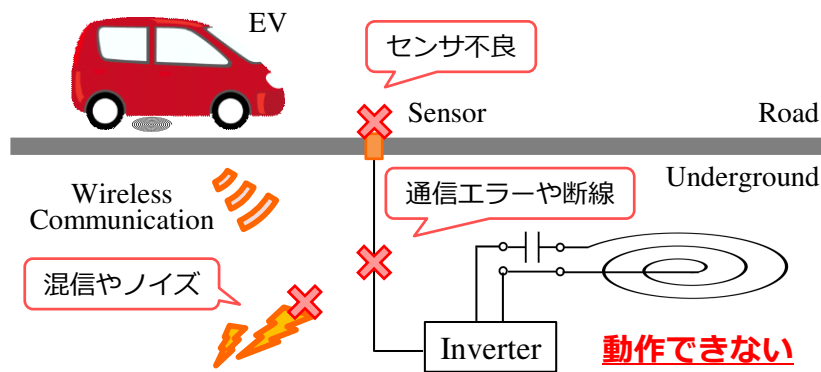


図 23: センサおよび通信を用いた車両検知の課題

一方で、高効率な電力伝送と安定した電力供給が求められるが、下記の点に注意してシステムを設計しなければならない。

- 1) 通信やセンサによる車両検知ができない場合、設置した給電区間を有効に利用できない
- 2) 路面設備と不特定多数のクルマが走行中に高速な制御信号をやりとりすることは難しい
- 3) 走行中のクルマが送電器上で受電できる時間は短く、瞬時の電力伝送が必要である

ここでは上記の課題について図示するとともに、走行中ワイヤレス給電に必要な技術について説明する。

通信やセンサによる信頼性の低下

車両検知に通信や付加的なセンサを用いた送電設備の構成を図 23 に示す。走行中ワイヤレス給電では大電力をワイヤレスで送るため、インバータ自身もノイズ源であるとともに他の機器からのノイズや混信によって、車両からの信号を正常に取得できない可能性がある。また、付加的なセンサを用いるとコスト増になるだけでなく、センサの動作不良や通信エラーなどによって車両を検知できない恐れがある。

これらの要因によって車両検知ができなかった場合、その給電区間ではその他の電化されていない区間と同様に、EV はインフラからエネルギーを受け取れないため、車両検知の信頼性を確保することは重要である。そのため、付加的なセンサや通信を用いることなく、インバータや送電器といった走行中ワイヤレス給電に必要な送電設備の機能を利用した車両検知手法が好ましい。

不特定多数のクルマ

次に、走行中ワイヤレス給電設備が設置された道路の交通状況の一例を図 24 に示す。一般的な道路では不特定多数のクルマが行き交い、その車種や走行速度、EV であれば電池残量など

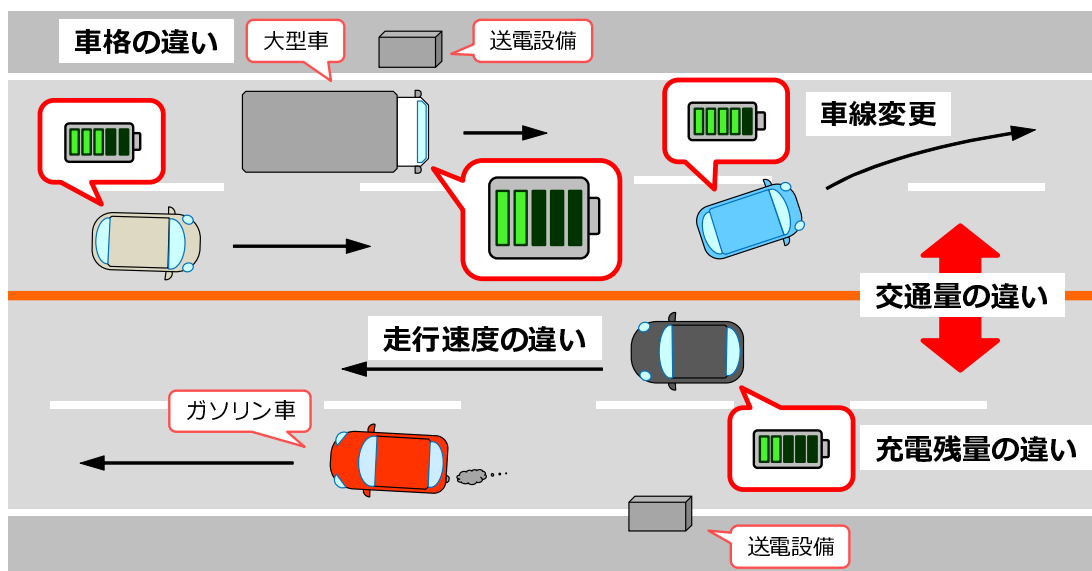


図 24: 不特定多数のクルマが行き交う道路

の違いがあり、それぞれのクルマと送電設備が高速な制御信号を無線通信などでやりとりすることは非現実的である。

また、全てのクルマが電化されるまではEVだけでなくガソリン車も走行するため、単純に車両を検知するのではなく、走行中ワイヤレス給電に対応した受電器を搭載するEVのみを検出しなければならない。さらに、車線変更時や満充電時などにEV側で充電の可否を選択できるシステムが必要である。

短い充電時間

次に、クルマの走行速度に応じて給電可能な時間を図 25 に示す。ここで、送電器の長さは比較的長い 5 m とし、クルマは一定速度で走行すると仮定する。18 km/h といった低速で走行した場合、クルマに搭載された受電器が送電器上に進入してから通過するまでの時間は約 1 秒ときわめて短い。また、90 km/h の高速走行時にはたったの 0.2 秒で送電器上を通過してしまうため、走行中ワイヤレス給電では ms オーダの車両検知および送電制御が必要であり、瞬時の電力伝送を実現しなければならない。

停車中のワイヤレス給電では数十分から数時間程度の給電時間を確保できるため、送電開始までに数秒かかっても、充電できるエネルギー量は大きく変化しない。そのため、送電側と受電側が通信によって相手の存在を確認し、電力伝送をゆっくりと立ち上げる動作が可能である。しかし、走行中ワイヤレス給電では車両検知から送電開始までに 1 秒以上かかる場合、EV は送電器上から走り去ってしまい、どの給電区間においてもまともに給電できなくなってしまう。

通信を用いない高応答な制御設計

以上の検討より、走行中ワイヤレス給電では路面設備とEVの間で通信は行わず、それぞれを独立して動作させるべきであり、高速かつ正確な車両検知と瞬時の電力伝送技術が必要であ

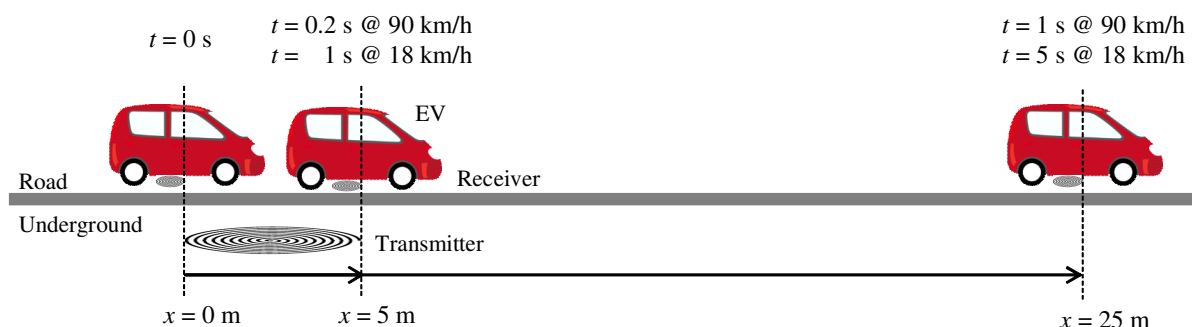


図 25: クルマの走行速度に応じた給電時間

る。また、EV 側において制御実装をする場合には数 ms オーダでの追従が可能な高応答な制御設計が不可欠となる。従って、これらの制御系は独立して動作しながらも、協調できるような仕組み（システム）を構築しなければ、走行中ワイヤレス給電の実現は難しいといえる。

なお、本論文で取り上げる路面設備と EV 間の相互通信は電力制御などに用いる制御信号のやり取りについて言及しており、認証（Authentication）・認可（Authorization）・課金（Accounting）などの情報通信については別途検討が必要である。これらの通信では必ずしもリアルタイム性が重視されるわけではなく、その実施手段や実現可能なシステム構成は多岐にわたり、多くの可能性が考えられる。そのため、本論文ではあくまで走行中の電力伝送を実現する制御技術とシステム構築に着目し、上記の AAA の実施等を行う情報通信技術については今後の課題とする。

1.2 研究目的

これまで述べたように EV の走行中ワイヤレス給電はクルマ社会を大きく変えるキー技術であり、モータ/キャパシタ/ワイヤレスによる新たなパラダイムを生み出す画期的な技術と成り得る。しかし、走行中ワイヤレス給電はこれまでの停車中のワイヤレス給電とは技術課題が大きく異なり、特に高速かつ正確な車両検知と瞬時の電力伝送技術、さらにはこれらを適切に動作させる制御設計とシステム構築に関する技術がきわめて重要となる。そのため、これまでの停車中のワイヤレス給電をつなぎ合わせただけでは決してまともな走行中ワイヤレス給電システムとならず、たとえ一区間におけるデモンストレーションが成功したとしても、それはまやかに過ぎない。従って、本研究では真に将来につながる走行中ワイヤレス給電システムの実現を目指し、基礎研究から実証実験に至るまで一貫した研究開発に取り組む。

本論文では前述した走行中ワイヤレス給電の技術課題に対して明確なアプローチを示すとともに、実証実験を通してこれらの有効性を明らかにする。特に、これまでの停車中ワイヤレス給電とは異なる、走行中ワイヤレス給電ならではの動的な特性に着目し、新たな観点に基づく制御設計を示す。また、制御設計で得られた知見をシステム構築というかたちで示すことで、理論から応用までを幅広く取り上げ、EV の走行中ワイヤレス給電に関する技術の確立を目的とする。

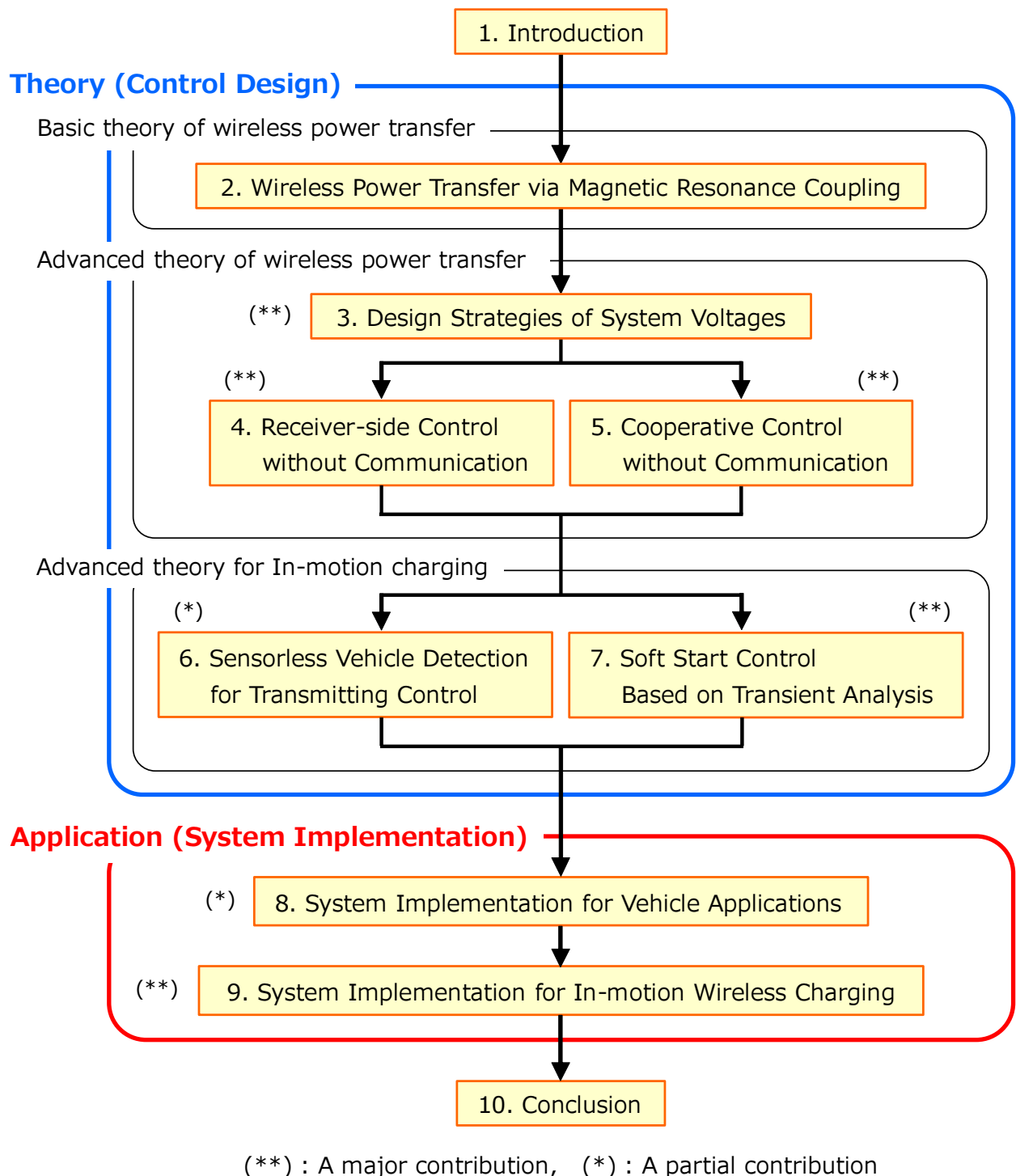


図 26: 本論文の構成

1.3 本論文の構成

本論文の構成を図 26 に示す。

第 2 章では、ワイヤレス電力伝送方式の比較を行い、大電力かつ高効率な電力伝送を実現する方式について検討する。また、走行中ワイヤレス給電ではクルマの走行によって送受電器の位置関係が変化するため、設計条件が送受電コイル間の結合状態に依存せず、大電力用途にも

適した回路トポロジーを選択する。このほか、等価回路解析に基づく伝送効率および受電電力の特性について示すとともに、電力変換回路を用いた等価抵抗変換や電圧安定化制御などを取り上げ、本論文で着目する理論や制御技術を導入する。

第3章では、システム設計において重要となる電圧仕様と電力要求からワイヤレス給電システムを4つのケースに分類し、それぞれの制約条件に基づいてシステム電圧の設計指針を示す。ここでは定常状態に着目した理論式を利用するが、送電側あるいは受電側から制御することを想定し、回路パラメータそのものを利用するのではなく、効率・電力特性を支配する一般的なパラメータを導出するとともに、システム電圧の設計手法に応用する。また、負荷の電力要求に応じて、電力伝送効率を最大化する最大効率動作・負荷への安定した電力供給を優先する電力優先動作・安定動作を実現することが難しい再設計領域の3つに区分し、それぞれの条件におけるシステム電圧の設計法を示す。

第4章では、送電側の路面設備が道路上を行き交う不特定多数のクルマとそれぞれ無線通信を行い、高速な制御信号のやり取りをしながら緻密に送電制御を行うことが難しいことを懸念し、送受電間の通信を用いない受電側制御手法を提案する。ここでは、路面設備に設計制約を課さないことで、設備の簡単化に基づく低コスト化・メンテナンスフリー化を目的とし、受電側情報だけに基いて電力伝送効率を最大化する手法を示す。また、受電側の制御目標値は2つの一般化変数を用いて導出でき、受電側電力変換回路の動作モードに着目した2変数同時推定法を提案することで、送受電間の通信を用いることなく、電力伝送効率を最大化できることを実証する。

第5章では、送受電間の通信を用いないという制約を課しながらも、送電側にインテリジェンスを少しだけ追加した場合について検討し、送電側と受電側の協調制御によって負荷の電力要求を満たしながら、電力伝送効率を最大化する手法を示す。ここでは、第4章と同様に受電側電力変換回路の動作モードに着目し、それぞれの回路動作における送電側電流を測定することで送受電間の通信を用いることなく、送電側の制御目標値を導出する。また、送電側の効率制御と受電側の電力制御が協調して動作できることを実験によって検証し、有効性を示す。

第6章では、走行中のクルマに搭載された受電器の位置に応じて変化するワイヤレス給電システムの入力インピーダンスに着目し、送電側インバータと路面コイルを利用したセンサレス車両検知手法を提案する。本手法によって送電コイル上にクルマが存在する場合にのみ送電することが可能となり、それ以外の場合には送電 OFF とすることで、システム効率を改善することを目的とする。また、送電 ON/OFF するタイミングは路面コイルに流れる電流値としきい値を比較することで判断するが、すべてのクルマで同一のしきい値を利用するために受電側電力変換回路を用いた待機モードを導入し、路面側における設計を簡略化する手法を示す。さらに、車両検出時に電力伝送時よりも細かいパルス群（サーチパルス）を利用することで、サーチ時の待機電力を削減する手法を示す。なお、本手法を用いることで従来のワイヤレス給電システムと同じ構成であっても追加のセンサを用いることなく、送電側電流を測定するだけで車両検知と送電制御が可能になる。

第7章では、走行中ワイヤレス給電の送電開始時における過渡特性の改善を目的とし、入出

力電流のオーバーシュートを抑制するソフトスタート動作を用いた送電制御手法を提案する。ここで、ソフトスタート動作はワイヤレス給電システムの過渡解析に基づいて設計し、本論文ではシステムの送電部・結合部・受電部・負荷部をそれぞれ分離した伝達関数からブロック線図の合成によってモデル化する手法を示す。また、提案手法によって導出した伝達関数モデルは送受電器の共振周波数、各 Q 値、結合係数によって記述されることを明らかにし、これまで煩雑なパラメータの掛け合わせであったモデルを一般的なパラメータを用いて特徴づける。本モデルは送電制御だけでなく、他のアプリケーションにも利用可能であると考えられ、今後の展望についても議論する。

第8章では、これまでの検討で得られた理論および知見をもとに基礎実験に向けた走行中ワイヤレス給電システムの立上げと実車走行試験に向けたワイヤレスインホイールモータのシステム構築について示す。これまで、ワイヤレス給電システムでは送受電コイルの位置が大きく変化したり、負荷が急峻に変動したりするアプリケーションは少なかったが、自動車応用を想定した場合にはこれらの外乱に対しても安定した動作を実現する制御系設計がきわめて重要であり、本論文で設計例を示す意義は大きい。走行中ワイヤレス給電のように移動体への給電では再現性のある実験装置による基礎実験がまだ重要な段階である一方で、大電力に対応した実車試験用ユニットを構築する技術もまた重要である。

第9章では、東京大学柏キャンパス電気自動車実験場に構築した走行中ワイヤレス給電設備と実験車両を用いた実車走行試験について示す。ここでは、インフラ側やクルマ側のシステムをそれぞれ個別に設計するのではなく、これらを包括的に実証可能なシステムとして作り上げたのは大きな成果である。ここでは、第6章で示したセンサレス車両検知手法および第7章で示したソフトスタート動作による送電制御などを実装しており、理論だけでなくこれらの応用についても言及する。このほか、走行レーンの設計や付帯設備の構築など、本来の研究領域である電気電子工学、制御工学、パワーエレクトロニクスなどの学問体系からは大きく離れた分野の技術についても示し、今後はより一層の横断的な研究が必要であることも実証する。

第10章では、本論文で示した電気自動車の走行中ワイヤレス給電における制御設計およびシステム構築について振り返り、本論文の成果についてまとめる。このほか、本文中にまとめきれなかった内容は付録として示しているが、本文中で着目した入力インピーダンスの変化やパラメータの一般化などを利用したものである。

第 2 章

磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送

2.1 はじめに

近年、ワイヤレス電力伝送（Wireless Power Transfer : WPT）に関する研究は大きな注目を集めているが、その起源は 19 世紀の電磁誘導現象の発見にまで遡る。電磁誘導を用いた電力伝送（Inductive Power Transfer : IPT）は多くのアプリケーションへの適用が期待され、産業分野では工場の自動化（Factory Automation : FA）を目的とした無人搬送車（Automatic Guided Vehicle : AGV）や電気機器への給電 [31–34]、輸送分野では EV や電動バスのワイヤレス給電 [35, 36]、医療分野ではインプラント機器への電力伝送 [37, 38] などが研究されてきた。

また、機械的な接点がなく、摺動部を持たない WPT は回転機のメンテナンスフリー化 [39] やクリーンルームへの応用 [40] が可能なだけでなく、導線などによる位置の制約がないため、ロボットマニピュレータや移動ロボットへの応用なども検討されている [41, 42]。EV の走行中ワイヤレス給電もまた WPT 技術の一つのアプリケーションであり、EV のバッテリー容量によらない長距離走行や蓄電装置の小型化などが期待されている [43, 44]。走行中ワイヤレス給電の着想自体は古くから提案されており、1894 年にアメリカで最初の特許が出願されている [45]。当時は実現に至らなかったが、1970 年代のオイルショック以降に改めて注目を集め [46]、近年では多くの研究機関から多種多様な方式が提案され、実用化・普及に向けた検討が進められている [47–50]。

本章では EV の走行中ワイヤレス給電に適した電力伝送方式を比較・検討するとともに、本論文で利用する制御技術について導入する。2.2 節では主に検討されている 3 つの電力伝送方式を紹介し、磁界共振結合方式が EV 応用に適していることを示す。2.3 節では磁界共振結合方式を用いた WPT における回路トポロジーの比較と走行中ワイヤレス給電に適したシステム構成について述べる。2.4 節では S/S 方式の磁界共振結合 WPT における等価回路解析より、電力伝送効率および受電電力の特性について示す。また、受電側に定電圧負荷あるいは定電力負荷を接続する場合のシステムの振る舞いについて言及し、電力変換回路を用いた等価抵抗変換および電圧安定化制御について紹介する。最後に、2.5 節で本章のまとめを述べる。

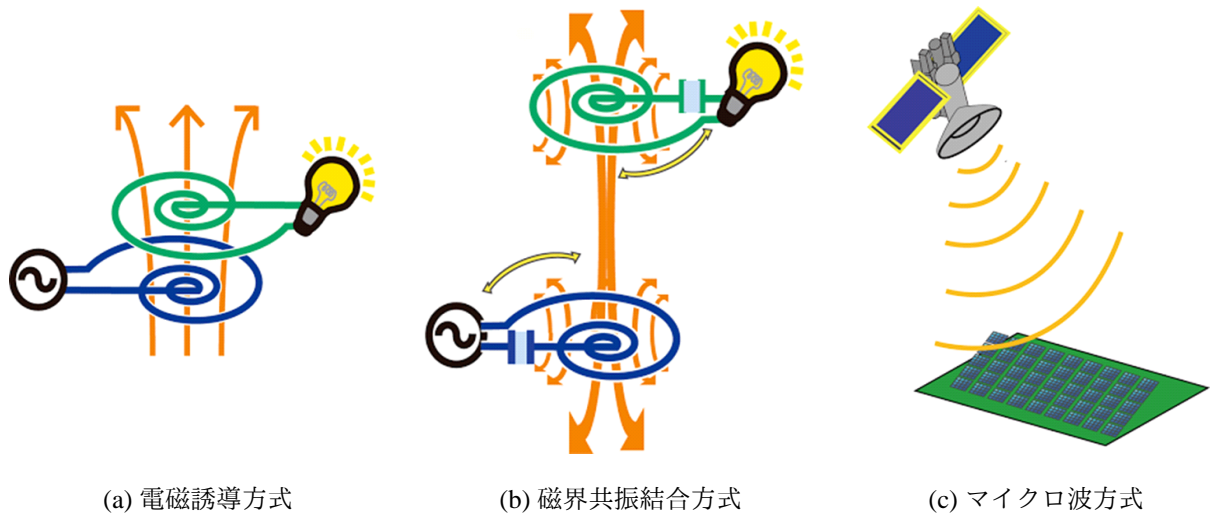


図 27: ワイヤレス電力伝送方式の模式図

2.2 ワイヤレス電力伝送の方式

ワイヤレスで電力を送るためには

ケーブルを使うことなく電気を送るためには、空間中を通してエネルギーを伝える必要があるため、電気エネルギーから異なる媒体にエネルギー形態を変換する、エネルギー変換技術が重要になる。電力伝送には導線に流れる伝導電流を利用するほか、コイル間に生じる磁界や空間中に放射される電磁波、電極間に生じる変位電流など、さまざまな方法でエネルギー伝送を実現でき、これらを受電側で利用可能な電気エネルギーに再度変換すればよい。

これまでに実用上利用できる方式は数多く提案されているが、本論文では図 27 に示す 3 つの方式について紹介する。

電磁誘導方式

ワイヤレス電力伝送は電界や磁界などの場のエネルギーを利用する非放射型と電磁波などに代表される空間中の放射エネルギーを利用する放射型に大別できる。非放射型として最も理解しやすいのが電磁誘導方式であり、送電コイルが発生させた磁界によって受電コイルに誘導起電力を生じさせ、電力を伝送する。

この方式はすでに「Qi」などの国際標準規格が定められており、電気機器用のワイヤレス給電装置として製品化もされている。しかし、数 cm 以上の長距離伝送や大きな位置ずれが生じる場合の効率低下が許容できず、EV の走行中ワイヤレス給電への適用は難しいと考えられる。

磁界共振結合方式

磁界共振結合方式は 2007 年に Massachusetts Institute of Technology (MIT) によって提案されたもので [54,55]、電磁誘導方式と同様に磁界を使って電力伝送を行うが、送電器と受電器に共



図 28: 磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送

振現象を利用していることが大きな特徴である。具体的には送受電コイルと共振コンデンサの LC 共振によって、高効率で大ギャップ、位置ずれに強いといった特性を持つ（図 28）[51,52]。電磁誘導方式でも力率補償用のコンデンサを利用する例もあるが、磁界共振結合方式は送電側と受電側の共振条件を満たすように設計されたものであり、これらは統一的に解釈できる [53]。

磁界共振結合方式の発表は WPT 技術を大きく発展させ、2007 年以降に多くの特許が出願されるなど、産業界にも大きなインパクトを与えた [56,57]。元々は ISM バンドの一つである 13.56 MHz で使われることが多かったが、kHz 帯や GHz 帯でも実装できることが明らかになり [58]、現在の EV 応用では 85 kHz 帯が主に利用されている [59]。

マイクロ波方式

マイクロ波方式は電磁波を用いた電力伝送の一つであり、空間中の放射エネルギーを利用する。そのため、非放射型の電磁誘導方式や磁界共振結合方式と比較して長距離の電力伝送に適しているが、放射損やインピーダンス整合などを考慮しなければならない。また、2.45 GHz や 5.8 GHz などの比較的に高周波帯を利用しなければならないため、高効率な電力変換技術の実現にはまだ課題があるといえる。しかし、離島間での電力伝送や宇宙太陽光発電における地球への送電など、現在も盛んに研究されている [60]。

このほか、放射型の WPT 方式として光（電磁波の一種）を利用したレーザー方式なども検討されているが、マイクロ波方式と同様に長距離伝送が必要なアプリケーションに適しており、EV 応用のためには電力変換効率の課題を解決しなければならない。

各方式の比較・検討

それぞれの方式の特徴を表 1 に示す。EV のワイヤレス給電では伝送距離が数～数十 cm 程度であるため、この場合における伝送効率は磁界共振結合方式に優位性がある。また、WPT システムの総合効率は電力変換効率にも影響されるため、動作周波数として高周波帯を利用するこ

表 1: ワイヤレス電力伝送方式の特徴

方式	電磁誘導	電磁誘導	マイクロ波
伝送距離	～数 cm	～数 m	km
動作周波数	kHz～MHz	kHz～GHz	GHz
伝送効率	○	◎	△
位置ずれ	×	○	△

とは難しい。高効率な電力変換動作を実現するパワーエレクトロニクスの分野では SiC や GaN といったワイドバンドギャップ半導体の利用が注目を集めているが、これらの大電力かつ高速動作が可能なデバイスを用いたとしても、現在検討が進められている 85 kHz 帯の利用は適切であると考えられる。

そのため、本論文では磁界共振結合方式を採用し、本方式で利用されている回路設計および制御技術に着目する。なお、本論文で示す走行中ワイヤレス給電システムはあくまで一つの構成例であり、その他の方式や制御技術を否定するものではないことを注記したい。現段階ではどの方式が最適であるか議論することは難しく、多種多様なシステムについて検討を重ね、走行中ワイヤレス給電技術をより一層発展させていかなければならない。

2.3 磁界共振結合方式の特徴

共振コンデンサを用いた補償回路

磁界共振結合方式では送電器および受電器でそれぞれ LC 共振を利用するが、共振コンデンサを接続する補償回路の構成は複数存在する。本論文では送電側および受電側に共振コンデンサを 1 つずつ使用する回路トポロジーを示し、それぞれの特性について述べる。なお、LC 共振には直列共振と並列共振が存在するため、実現できる回路構成は図 29 に示す 4 つの方式が考えられる。

このほか、さらにコンデンサ（C 成分）やインダクタ（L 成分）を追加することで回路特性を変更あるいは調整でき、LCL 補償回路 [61] や LCC 補償回路 [62] などが提案されている。しかし、素子数の増加に応じて共振条件および設計指針も複雑となるため、本論文では図 29 の 4 方式のみを扱い、それらの特性から走行中ワイヤレス給電に適した回路方式を選択する。

磁界共振結合方式における理論最大効率

EV のワイヤレス給電では大電力伝送が要求されるため、損失による発熱を抑制するために高効率動作を実現しなければならない。しかし、磁界共振結合を用いた WPT では共振条件を満たす限り、4 つの回路方式における伝送効率の理論最大値 η_{\max} はいずれも同じ値となり、

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

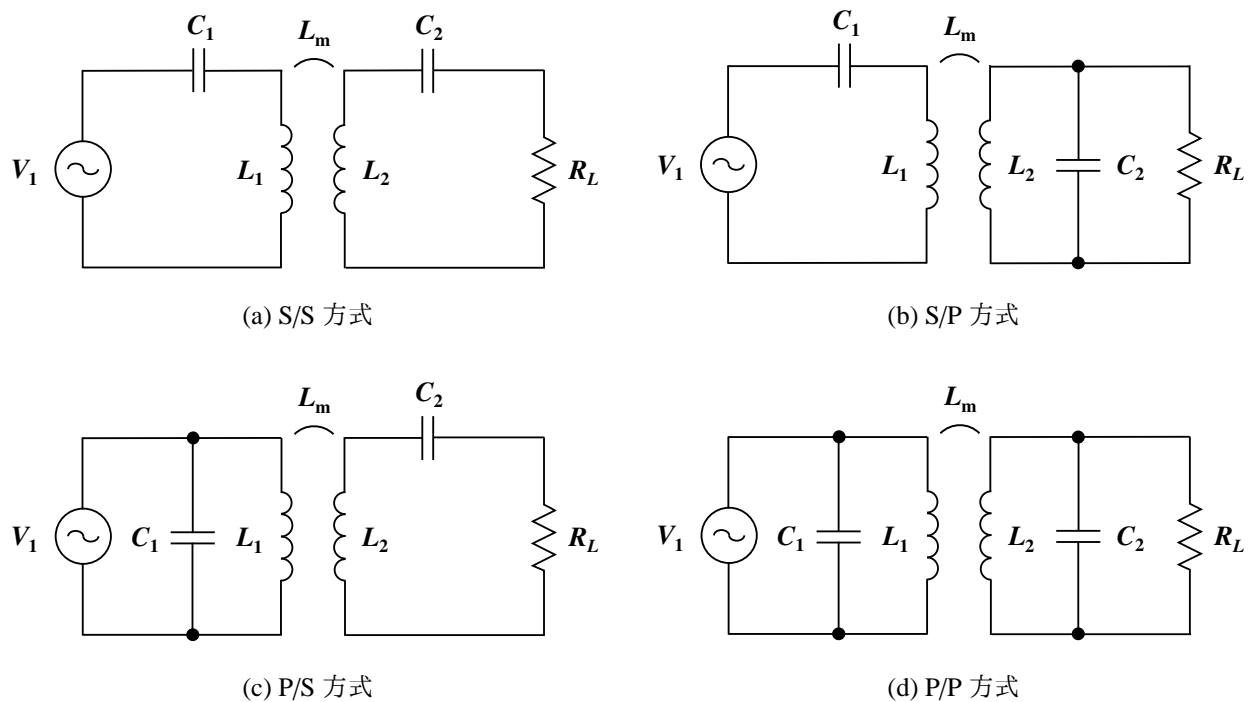


図 29: 共振コンデンサの接続方式

で与えられることが知られている [36]。ここで、 k は送受電コイルの結合係数、 Q_i ($i=1, 2$) は送受電コイルの Q 値であり、

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

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

で表される。各パラメータは図 29 に示す通りであり、 ω_0 は電源の動作角周波数である。 k および Q_i が大きい程、WPT システムは高効率動作を実現できるため、これらを大きくするように送受電コイルを設計することが重要である。

送受電コイルの Q 値

ここでは各回路方式について言及する前に、磁界共振結合方式の最大効率を定める送受電コイルの結合係数と Q 値について述べる。

EV のワイヤレス給電では伝送距離が長く、結合係数 k を大きくとることが難しいため、送受電コイルの Q 値を高めることで高効率化を図ることが一般的である。 Q_i の分母である送受電コイルの内部抵抗 R_i は直流抵抗ではなく交流抵抗であるため、表皮効果や近接効果による抵抗成分を含む。そのため、 R_i は動作周波数の増加とともに増加し、高周波領域では特に急増する。また、 Q_i の分子におけるインダクタンス成分に周波数依存性はなく、動作周波数の増加に伴ってインピーダンスは線形増加するため、 Q 値はある周波数でピークを持つ特性となる。

一般的にこのピークは 85 kHz よりも高い周波数帯で現れることが多く、パワーエレクトロニクス技術の発展による高周波化が実現されれば、更なる高効率化も期待できる。しかし、シス

表 2: 磁界共振結合の回路方式における最適負荷および共振条件

	S/S 方式	S/P 方式	P/S 方式	P/P 方式
最適負荷	数～数十 Ω	数～数十 $k\Omega$	数～数十 Ω	数～数十 $k\Omega$
共振条件	k によらない	k に依存	k に依存	k に依存

テムの動作周波数は電力変換回路の変換効率も含めて総合的に判断しなければならない、また高 Q 値なシステムはダンピング作用が少なく、いつまで経っても定常状態とならない、非常に制御しにくいシステムとなってしまう。そのため、高効率化だけでなく制御性などの観点も取り入れた送受電コイルの最適設計は今後の課題といえる。

最大効率を得るための最適負荷

図 29 に示す 4 つの回路方式の最大効率が一致することは示したが、最大効率を満たす条件は各方式で異なるため、具体的な動作条件に応じて回路方式を選択する。磁界共振結合方式における伝送効率は送受電器の回路パラメータだけでなく、負荷の条件によって大きく変化する。最大効率を得るためには最適な等価抵抗値となる最適負荷を接続しなければならない、この値がアプリケーションに対して適していなければならない。

EV のワイヤレス給電では大電力伝送が要求される一方で、安全性を考慮するとあまり高い電圧（例えば直流で 750 V、交流で 600 V 以上の高圧）を使用することは難しく、現在の EV の仕様を考えてもこの範囲での運用が適切と考えられる。従って、大電力を得るためには大電流を扱う必要があり、数 k ～数十 kW の電力要求を満たすときの等価的な負荷抵抗値は数～数十 Ω 程度となる。

各方式における最適負荷の大きさは表 2 に示す通りである。送受電器の回路パラメータによって多少変動するが、傾向は概ね一致する。また、後述する電力変換回路を用いた等価抵抗変換も利用できるが、変換比が大きくなると電力変換回路の効率が低下するため、なるべく負荷の等価抵抗値と最適負荷値に近い方式を選ぶべきである。EV のワイヤレス給電では数～数十 Ω 付近で動作させるため、S/S 方式または P/S 方式であれば最大効率を得やすい。

走行中ワイヤレス給電への適用

次に、各回路方式の共振条件に着目する。磁界共振結合方式の高効率かつ大電力伝送が可能な特性を維持するためには、共振条件はできる限り満たす必要がある。しかし、送受電コイルは形状や送受電間の結合係数、 Q 値の高さなどから設計するため、システムの動作周波数と送受電器の共振周波数を一致させるためには共振コンデンサの静電容量を適切に設計しなければならない。

走行中ワイヤレス給電では送電コイルと受電コイルの位置関係が常に変化するため、送受電コイル間の結合係数 k は一定値とならず、クルマの走行に応じて変化する。このとき、設計すべき共振コンデンサの静電容量が結合係数 k によって変化してしまうと、可変コンデンサある

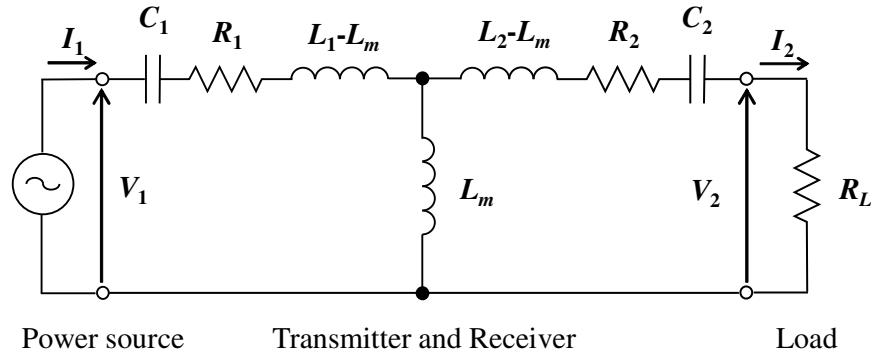


図 30: S/S 方式ワイヤレス電力伝送の T 型等価回路

いは切替回路を用いなければならず、システムは煩雑となってしまふ。しかし、S/S 方式の共振条件は k に依存せずに設計でき、

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2-4)$$

で与えられる。このとき、各共振コンデンサの静電容量 C_1, C_2 は送受電コイルの自己インダクタンス L_1, L_2 から設計できるため、S/S 方式の磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送が最もシンプルで使いやすいといえる。

2.4 S/S 方式の磁界共振結合ワイヤレス電力伝送

2.4.1 等価回路による解析

S/S 方式の磁界共振結合 WPT における基本的な回路特性を理解するため、図 30 に示す T 型等価回路を利用する [63]。送受電コイルの自己インダクタンス L_1, L_2 、各共振コンデンサの静電容量 C_1, C_2 は (2-4) 式を満たすように設計するため、電源の動作周波数を送受電器の共振周波数に一致させた場合、回路解析に寄与するパラメータは送受電コイルの抵抗 R_1, R_2 、送受電コイルの相互インダクタンス L_m 、等価負荷抵抗値 R_L のみとなる。ここで、鉄損の影響は十分に小さいとして無視している。

電源は電圧源あるいは電流源のいずれかを選択できるが、本論文ではより簡易的に実現できる電圧源を利用する。なお、回路特性としても電圧源を使用した方がよく、本特性については 2.4.2 の定電圧負荷へのワイヤレス給電において後述する。また、ここでは負荷を純抵抗として解析するが、定常特性の解析であれば実用上問題とならない。

ここで、送電側および受電側の電圧・電流の大きさ（実効値）だけでなく、位相についても検討するためにフェーザ表示を利用し、送電側電圧 \dot{V}_1 を基準として回路解析を行う。なお、フェーザ表示を用いた解析であることから、本節で扱えるのは定常状態の回路特性のみであり、過渡特性については別途議論しなければならない。過渡特性については第 7 章にて後述する。

表 3: 送受電コイルのパラメータ

	Transmitter	Receiver
Resistance R_1, R_2	1.00 Ω	1.05 Ω
Inductance L_1, L_2	617 μH	617 μH
Capacitance C_1, C_2	4000 pF	4000 pF
Resonance frequency f_1, f_2	101.3 kHz	101.3 kHz
Mutual inductance L_m	37.3 μH	
Coupling coefficient k	0.060	
Transmitting gap	300 mm	
Outer diameter	440 mm	
Number of turns	50 turns	

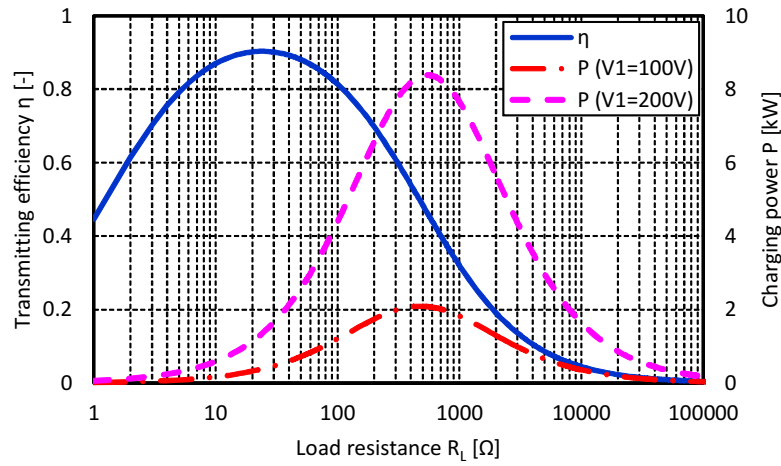


図 31: 等価負荷抵抗 R_L に対する伝送効率 η および受電電力 P

回路解析より，送受電間の電圧比 \dot{A}_V および電流比 \dot{A}_I は

$$\dot{A}_V = \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = j \frac{\omega_0 L_m R_L}{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2} \quad (2-5)$$

$$\dot{A}_I = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = j \frac{\omega_0 L_m}{R_2 + R_L} \quad (2-6)$$

と計算でき，送電側と受電側で電圧・電流の位相が 90 度ずれることがわかる。また，伝送効率 η と受電電力 P は

$$\eta = \dot{A}_V \overline{\dot{A}_I} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L)\{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}} \quad (2-7)$$

$$P = \dot{V}_2 \overline{\dot{I}_2} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{\{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_1^2 \quad (2-8)$$

として与えられる。

本章では表 3 に示す送受電コイルのパラメータを用いて伝送効率 η および受電電力 P の特性を示す。 η および P は等価負荷抵抗 R_L によって変化し，これらの特性を図 31 に示す。ここで，

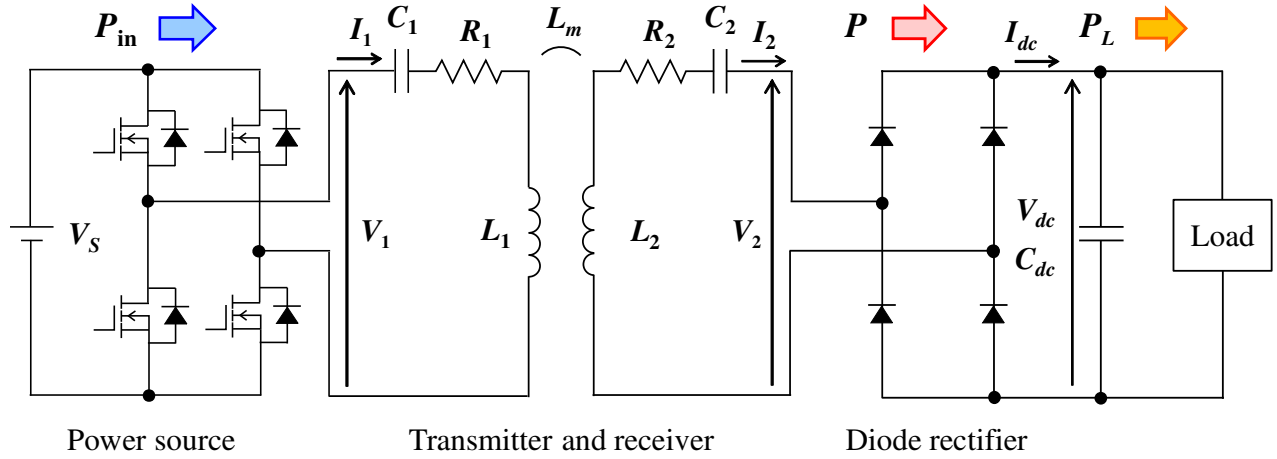


図 32: 定電圧負荷へのワイヤレス給電回路

ある等価負荷抵抗 $R_{L\eta_{\max}}$ によって最大効率 η_{\max} が得られ,

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

を満たすことで最大効率動作を実現できる [64]。

しかし、最適負荷抵抗 $R_{L\eta_{\max}}$ を満たすように受電側電圧 \dot{V}_2 と受電側電流 \dot{I}_2 の比を見ながら制御するのは煩雑であるため、 \dot{V}_2 だけを見ながら制御する手法を示す。送受電間の電圧比 \dot{A}_V は送電側電圧 \dot{V}_1 と受電側電圧 \dot{V}_2 の比であり、(2-9) 式を (2-5) 式に代入すれば伝送効率を最大化する受電側電圧 $\dot{V}_{2\eta_{\max}}$ は

$$\dot{V}_{2\eta_{\max}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{j\omega_0 L_m \dot{V}_1}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1 R_2}} \quad (2-10)$$

と求められる [65]。ここで、(2-10) 式は位相条件を含むが、実際にはダイオード整流器を使用するだけで位相条件を受動的に満たせ、整流後の直流リンク電圧だけを適切に制御すれば最適負荷を実現でき、伝送効率も最大化できることを後述する。

2.4.2 定電圧負荷へのワイヤレス給電

実際のアプリケーションにおいて抵抗負荷を使うことはほとんどなく、EV のワイヤレス給電であれば最終的な負荷はバッテリーとなることが多い。走行中ワイヤレス給電では駆動用モータや車載用アクセサリなども接続されるため、負荷の振る舞いはさらに複雑になるが、外部回路によって電圧を安定化する場合には定電圧負荷として解析すればよい。ここではインバータやダイオード整流器といった電力変換回路も含めた回路構成を検討し、定電圧負荷が接続された場合の送電側および受電側の電圧・電流波形について確認する。

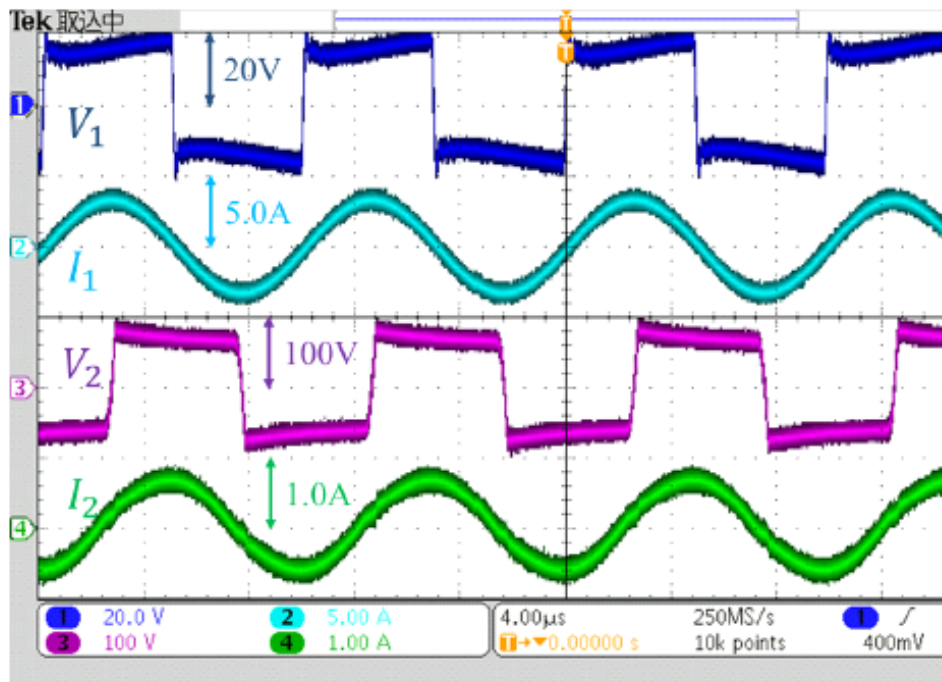


図 33: 定電圧負荷へのワイヤレス給電時における電圧・電流波形 [66]

動作波形の確認実験

まず，動作確認に使用した回路図を図 32 に示す。送電側のインバータは矩形波電圧駆動させ，動作周波数は送受電器の共振周波数に一致させる。受電側ではダイオード整流器によって受電電力を直流に変換し，定電圧負荷を接続する。整流後の直流リンク電圧 V_{dc} は外部回路によって制御する場合には可変であり，最適負荷を満たすように制御することも可能である。

定電圧負荷にワイヤレス電力伝送したときの送電側および受電側の電圧・電流波形を図 33 に示す。送電側電圧と受電側電圧はそれぞれ矩形波となっており，送電側電流と受電側電流はほぼ正弦波となっていることが確認できる。また，送電側と受電側では電圧・電流の位相がそれぞれ 90 度ずれており，ここでは定電圧負荷へのワイヤレス給電動作がこのような振る舞うことについて解説する。

S/S 方式の動作解析

まず，WPT 回路を一種の共振フィルタとして検討する。S/S 方式では送電側および受電側で直列共振回路を構成しているため，送受電器の共振周波数成分のみを通過させるバンドパスフィルタと考えられる [67]。特に，磁界共振結合方式では高効率化のために送受電コイルの Q 値を高めているため，送電側から印加した矩形波電圧によって生じる送電側および受電側の電流はいずれも高調波成分が小さく，ほぼ基本波成分のみを考慮した正弦波として近似できる。

次に，S/S 方式の磁界共振結合 WPT が持つイミタンス変換特性に着目する [68]。ここでは送電側を定電圧駆動させているため，受電側は定電流源のように振る舞う。このとき，ダイオー

ド整流器の導通状態は受電側電流の極性によって決定され、電流が正のときには $+V_{dc}$ 、電流が負のときには $-V_{dc}$ が受電側電圧として出力される。ここで、 V_{dc} の変動が無視できるほど小さいとすれば、受電側電圧の波形は矩形波とみなせる。また、受電側電圧と受電側電流は同相となるため、基本波成分のみを考慮すれば純抵抗として近似でき、図 30 の負荷抵抗を用いて解析した場合と同様な位相条件を満たす。

位相条件に関する検討

定電圧負荷へのワイヤレス給電であっても図 30 に示した等価回路で解析できることから、磁界共振結合による WPT では電力伝送に寄与しているのは基本波成分だけであり、これらに着目して解析すればよい。送電側電圧は V_S を振幅とし、受電側電圧は V_{dc} を振幅とする矩形波であるため、フーリエ級数展開から送電側電圧および受電側電圧の基本波成分 \dot{V}_1, \dot{V}_2 は

$$\dot{V}_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_S \quad (2-11)$$

$$\dot{V}_2 = j \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (2-12)$$

と表せる。ここで、 \dot{V}_1 をフェーザ表示の基準とし、 \dot{V}_2 は \dot{V}_1 に対して位相が 90 度ずれることに注意して定義している。

(2-10), (2-11), (2-12) 式より、最適負荷を満たす整流後の直流リンク電圧 $V_{dc\eta\max}$ は

$$V_{dc\eta\max} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m V_S}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1 R_2}} \quad (2-13)$$

となるため、整流後の直流リンク電圧 V_{dc} さえ適切に制御すれば最大効率動作を実現できる。ここで、(2-13) 式は位相条件を含まず、その振幅のみを制御すればよいことが分かる。

従って、受電側にダイオード整流器を用いる場合には位相条件を受動的に満たせ、また、受電側の整流回路をアクティブに動作させる場合であっても、受電側電流に同期させて制御する方式であれば位相条件を満たしながら制御することが可能である。そのため、これ以降は位相条件については言及せず、それぞれの大きさのみに着目して理論展開を行う。

2.4.3 電力変換回路を用いた等価抵抗変換

インピーダンス変換の実現手段

WPT システムの伝送効率を最大化するためには (2-9) 式に示した最適負荷 $R_{L\eta\max}$ を実現しなければならないが、EV の走行中ワイヤレス給電では実際の負荷が大きく変動するため、負荷のインピーダンスが最適に見えるように制御しなければならない。このとき、インピーダンス変換を実現するためにはさまざまな手法が考えられる。

まず、可変抵抗や可変コンデンサなどを用いて直接的に素子値を変える手法も可能であるが、不要な損失が増えてしまうだけでなく、切替回路の動作時間やアクチュエータの機械的な時定

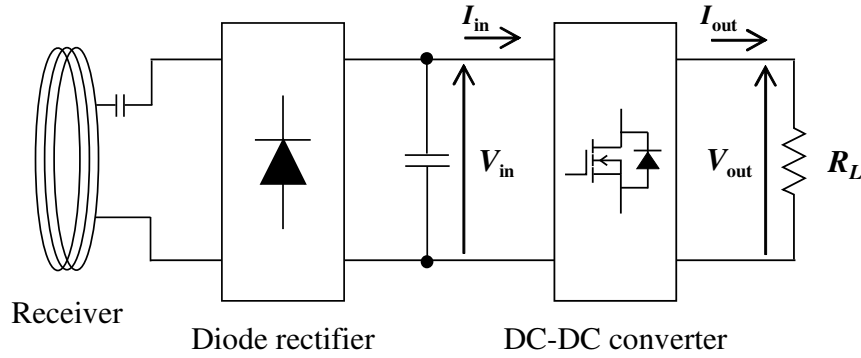


図 34: 電力変換回路による等価負荷変換

数などを考慮すれば、高速かつ高精度に制御することは難しい。一方で、電力変換回路は機械的な動作を介さずに、電気的な特性である負荷のインピーダンスを制御できる。従って、機械系の時定数に制限されることなく、高速かつ高精度な制御を実現できる。

電力変換回路の種類と動作範囲

電力変換回路を用いたインピーダンス変換は整流回路の後段に DC-DC コンバータを用いる手法がこれまでに提案されている（図 34）[69,70]。DC-DC コンバータは入力電圧と出力電圧の関係から昇圧コンバータ、降圧コンバータ、昇降圧コンバータに分類でき、各コンバータの動作からインピーダンスを変換可能な動作範囲について説明する。

まず、昇圧コンバータを用いた場合の動作について示す。DC-DC コンバータの損失を無視すれば、エネルギー保存則から

$$V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out} \quad (2-14)$$

が成り立つため、昇圧した場合には出力電流は入力電流に対して小さくなる。このとき、DC-DC コンバータの出力として接続される等価負荷抵抗 R_L は

$$R_L = \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (2-15)$$

となり、DC-DC コンバータの入力から見たインピーダンス R_L' は

$$R_L' = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (2-16)$$

と記述できる。ここで、昇圧コンバータを用いた場合には出力電圧は入力電圧より大きく、出力電流は入力電流よりも小さくなるため、

$$\frac{V_{in}}{I_{in}} \leq \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (2-17)$$

が成り立ち、WPT システムの整流回路に接続されるインピーダンス R_L' は

$$R_L' \leq R_L \quad (2-18)$$

表 4: 電力変換回路を用いた等価負荷変換の動作可能範囲

電力変換回路	昇圧コンバータ	降圧コンバータ	昇降圧コンバータ
入出力電圧比	1 以上	1 以下	1 をまたいで制御可能
変換可能範囲	$0 < R_L' < R_L$	$R_L < R_L' < \infty$	$0 < R_L' < \infty$

となる。従って、電力変換回路を用いたインピーダンス変換によって、WPT システムに接続される負荷インピーダンス R_L' は実際の負荷抵抗値 R_L よりも小さく見せることができる。

ここで、最適負荷抵抗 $R_{L\eta\max}$ が実際の等価負荷抵抗 R_L より小さい場合、昇圧コンバータの入出力電圧比を制御することで最適負荷を実現できる。同様に、降圧コンバータおよび昇降圧コンバータについてもインピーダンス変換を実現でき、それぞれの動作可能範囲は表 4 に示す通りである [69]。ただし、昇圧動作として入出力電圧比を ∞ まで上げることは不可能であるため、実用上動作可能な範囲内で利用しなければならない。

以上の検討より、実際の等価負荷抵抗 R_L が最適負荷抵抗 $R_{L\eta\max}$ より大きければ昇圧コンバータ、 $R_{L\eta\max}$ より小さければ降圧コンバータ、 R_L が $R_{L\eta\max}$ をまたいで大きく変化する場合には昇降圧コンバータを用いればよい。

システム構成の選択

インピーダンス変換に用いる電力変換回路の種類によって実現できる見かけの負荷インピーダンスは制限されるため、アプリケーションに応じて適切に回路構成を選択しなければならない。昇降圧コンバータは理論的に全範囲をカバーできるが、不要な動作範囲を確保するために回路を複雑化させたり、電力変換効率を低下させることは望ましくない。ここでは、実現できるインピーダンスの代わりに電力変換回路の入出力電圧に着目して回路方式を選択する例を示す。

まず、最適負荷を満たす整流後の直流リンク電圧 $V_{dc\eta\max}$ は (2-13) 式で表されるため、最大効率動作を実現するためには図 34 における DC-DC コンバータの入力電圧 V_{in} が (2-13) 式に一致するように制御すればよい。ここで、DC-DC コンバータの出力電圧 V_{out} を入力電圧 V_{in} と比較して大きく設計すべきか否かによってシステム構成および電力変換回路を選択する。

例えば、電力変換回路の出力端に EV の蓄電装置が接続される場合、 V_{out} を V_{in} よりも小さくするようにシステムを設計して降圧コンバータを利用すれば、蓄電装置の直列セル数を減らしたり、電気二重層キャパシタなどの大容量キャパシタを利用したりする際に適している。また、蓄電装置に充電するだけであれば単方向動作の電力変換回路でも問題ないが、放電動作も利用する場合には双方向動作が可能な電力変換回路を選ばなければならない。このほか、入出力電圧の変換比が大きい場合や絶縁が必要となるような場合には絶縁型コンバータを利用した方がよい場合もあるため、仕様に応じて回路構成を適切に設計していけばよい。

なお、等価抵抗変換を実現できる電力変換回路は DC-DC コンバータに限らず、受電側の AC-DC コンバータを利用する手法も考えられる [71]。しかし、いずれの電力変換回路を用いたとしても、(2-9) 式に示した最適負荷抵抗 $R_{L\eta\max}$ を満たすように各回路を適切に動作させればよい。

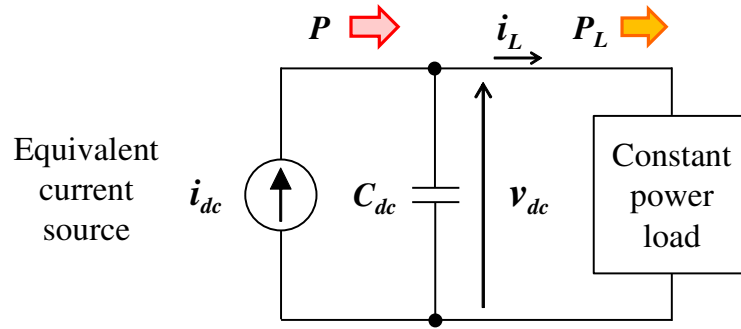


図 35: 定電力負荷へのワイヤレス電力伝送の簡略化モデル

2.4.4 定電力負荷へのワイヤレス給電

次に，S/S 方式の磁界共振結合 WPT に定電力負荷が接続された場合の安定性について議論する。特に，インバータ制御されるモータ負荷や充電制御されるバッテリー負荷などが該当し，ワイヤレス給電の EV 応用ではこれらの負荷が接続されるシーンは多く想定され，きわめて重要な課題である。なお，負荷の定電力性はこれらの制御帯域によって決まり，概ね電流制御の帯域から数 ms オーダで定電力性が保たれることが一般的である。

これまでに解析した抵抗負荷および定電圧負荷では WPT システムは常に安定動作が可能であったが，定電力負荷を接続した場合には受電側の直流リンク電圧が不安定となることが知られている [72]。ここでは，WPT システムの簡略化モデルに基づく安定性解析について示し，受電側における電圧安定化制御を実装する重要性について述べる。

簡略化モデルと安定性解析 [72]

2.4.2 の定電圧負荷へのワイヤレス給電でも述べたように，S/S 方式の磁界共振結合 WPT ではイミタンス特性を持つため，送電側インバータを定電圧駆動するときに受電側は定電流源のように振る舞う [68]。そのため，送電側の電源から受電側の整流回路までを等価電流源として表現した図 35 の簡略化モデルを利用して解析を行う。

まず，図 35 の回路方程式より，

$$i_L = i_{dc} - C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (2-19)$$

が得られ，負荷電流 i_L は負荷の定電力性より，

$$i_L = \frac{P_L}{v_{dc}} \quad (2-20)$$

と記述できる。このとき，(2-20) 式を (2-19) 式に代入すると

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{P_L}{C_{dc}v_{dc}} + \frac{i_{dc}}{C_{dc}} \quad (2-21)$$

が得られる。

ここで、(2-21) 式は非線形であるため、動作点（平衡点）のまわりで線形化すると

$$\frac{d\Delta v_{dc}}{dt} = \frac{P_L \Delta v_{dc}}{C_{dc} V_{dc}^2} + \frac{\Delta i_{dc}}{C_{dc}} \quad (2-22)$$

$$v_{dc} := V_{dc} + \Delta v_{dc}$$

$$i_{dc} := I_{dc} + \Delta i_{dc}$$

と表現できる。 V_{dc} は直流リンク電圧の動作点、 I_{dc} は直流リンクに流入する電流の動作点を示している。 Δi_{dc} から Δv_{dc} までの伝達関数 $P_{\Delta}(s)$ は (2-22) 式のラプラス変換より、

$$P_{\Delta}(s) = \frac{\Delta v_{dc}(s)}{\Delta i_{dc}(s)} = \frac{1}{C_{dc} \left(s - \frac{P_L}{C_{dc} V_{dc}^2} \right)} \quad (2-23)$$

として求められる。従って、 $P_{\Delta}(s)$ の極 p は

$$p = \frac{P_L}{C_{dc} V_{dc}^2} \quad (2-24)$$

であり、負荷電力 $P_L > 0$ かつ直流リンク電圧 $V_{dc} > 0$ であるため、 $P_{\Delta}(s)$ の極は常に $p > 0$ となる。すなわち、 $P_{\Delta}(s)$ は不安定なシステムであり、定電力負荷への S/S 方式を用いた磁界共振結合 WPT では受電側の直流リンク電圧が不安定となることが示された。また、(2-24) 式より、極の速さについて下記の考察が得られる。

- 負荷電力 P_L が大きいほど p は速くなる
- 直流リンクコンデンサ容量 C_{dc} が小さいほど p は速くなる
- 直流リンク電圧の平衡点 V_{dc} が小さいほど p は速くなる

従って、直流リンクコンデンサ容量 C_{dc} は電圧・電流リプルの観点だけでなく、受電側における電力制御の安定性を考慮して設計しなければならない。

2.4.5 電力変換回路を用いた電圧安定化

これまでの検討より、S/S 方式の磁界共振結合 WPT を利用して定電力負荷に電力供給するためには受電側の直流リンク電圧を適切に安定化しなければならない。ここで、送電側と受電側の間で無線通信を行って送電側で制御するようなシステム構成では、無線通信の遅れなどによって受電側電圧を安定化することは難しい。そのため、受電側の安定化制御は受電側の電力変換回路を用いて、高速なフィードバック制御系を構築しなければならない。

ここで、前述した DC-DC コンバータを利用すれば受電側の直流リンク電圧を安定化することは可能であるが、安定化制御のために蓄電装置を別途準備するか、バッテリーの充電制御を諦めなければならない。ここでは、WPT システムを構成する受電側の整流回路を安定化制御に利用することを目的とし、ハーフアクティブ整流器（Half Active Rectifier : HAR）を用いた電圧安定化制御について示す。

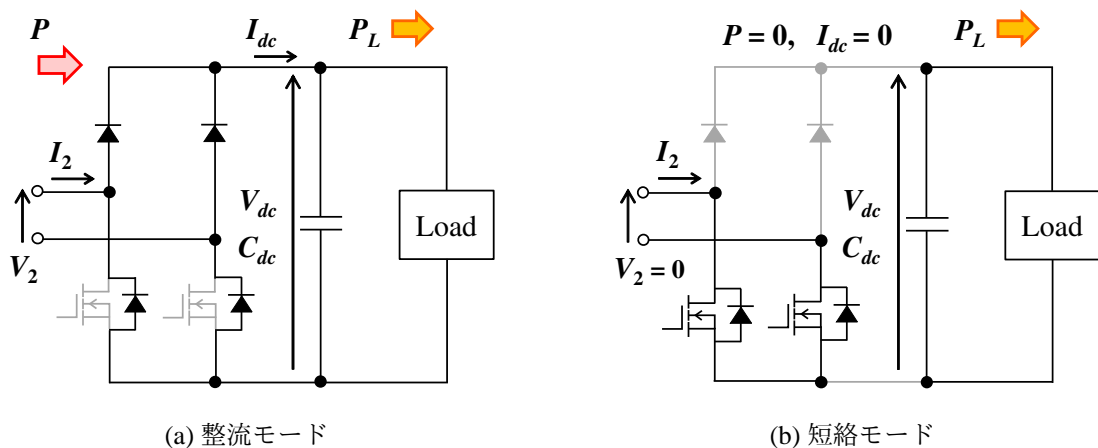


図 36: ハーフアクティブ整流器の動作モード

ハーフアクティブ整流器の制御動作

HAR の回路構成および安定化制御に利用する動作モードを図 36 に示す。HAR は上アームをダイオード、下アームをスイッチング素子としたフルブリッジ整流回路であり、下アームのゲート信号を ON/OFF することで受電電力の整流動作と短絡動作を実現する。ここで、S/S 方式の磁界共振結合 WPT 回路はイミタンス変換特性を持つため [68]、送電側インバータを定電圧駆動させる場合に受電側は定電流特性となるが、HAR の制御では受電側の電流経路を常に確保しているため、電力伝送時であっても問題なく動作モードを切り替えることが可能である。

HAR を用いた安定化制御における直流リンク電圧 V_{dc} の振る舞いを図 37 に示す。図 36(a) の整流モードでは下アームを OFF 状態としてダイオード整流回路と同じ動作を行う。このとき、受電側電流が直流リンクに流入して負荷に電力が供給される。ここで、受電電力 P が負荷電力 P_L より大きければ余剰電力が直流リンクのコンデンサに供給されるため、 V_{dc} は増加する。一方で、図 36(b) の短絡モードでは HAR の下アームを ON 状態として受電器の短絡動作を行う。このとき、交流側の受電側電圧は 0 となり、受電側電流は受電器で還流して直流リンクには流入しない。そのため、受電電力 P は負荷に供給されず、負荷電力 P_L は直流リンクのコンデンサから供給され、 V_{dc} が減少する。

このように HAR の 2 つの動作モードを適切に利用すれば、受電側の直流リンク電圧 V_{dc} の安定化制御に応用できる。HAR を用いた安定化制御には 2 つの手法が提案されており、制御周期を固定して整流モードと短絡モードの割合（デューティ比）を操作する制御方式 [72] と直流リンク電圧の目標値 V_{dc}^* に対してヒステリシスコンパレータを用いる制御方式 [73] が存在する。なお、これらの制御手法は WPT システムの動作周波数に同期して動作させる必要はなく、HAR の制御周期は独立して設計できる。ここでは EV 応用として WPT システムを 85 kHz 帯で動作させ、HAR の制御周期はこれよりも一桁程度遅い数 ms として設計する。

このほか、受電側の整流回路に PWM コンバータを用いて、WPT システムの受電側電流に同期させて整流動作を制御する手法 [74, 75] も提案されているが、本章では非同期式の制御手法についてのみ提示し、同期式の制御手法については第 8 章で後述する。

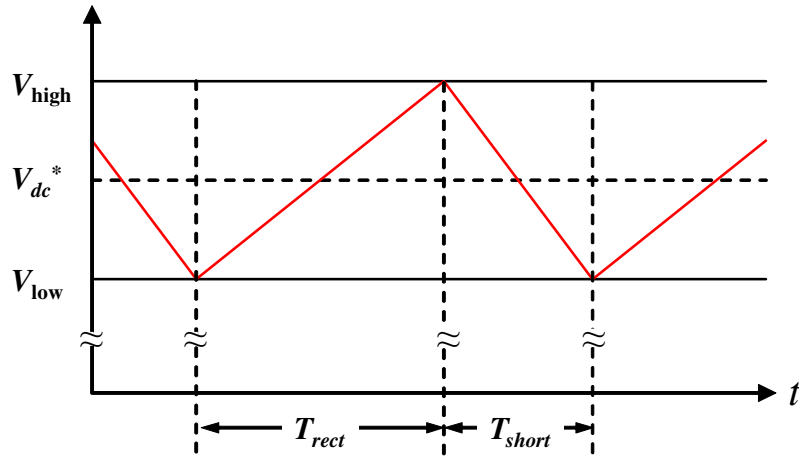


図 37: ハーフアクティブ整流器を用いた電圧安定化

2 モード方式とヒステリシスコンパレータ方式

ここでは、制御周期を定める 2 モード方式と電圧リプル幅を定めるヒステリシスコンパレータ方式の 2 つの制御手法について紹介する。

2 モード方式の制御手法では図 37 に示す制御周期 $T (= T_{rect} + T_{short})$ を一定として、整流モードの期間 T_{rect} と短絡モードの期間 T_{short} の割合（デューティ比）を操作して受電電力の平均値 \bar{P} を制御する。ここで、制御対象（プラント）のモデル化誤差や負荷変動などの外乱に対応するためにフィードバック制御器を設計する必要があるが、2 モード方式では制御周期を事前に設計しているため、モデル化および制御器設計の際に線形制御理論を適用しやすく、応答性や安定性といった制御性能も比較的解析しやすい方式である。

ヒステリシスコンパレータ方式の制御手法では図 37 に示す直流リンク電圧の目標値 V_{dc}^* に対して上側しきい値 V_{high} と下側しきい値 V_{low} を定義し、これらの値と V_{dc} の測定値を比較して HAR の動作モードを切り替える。 V_{high} および V_{low} は個別に設計することも可能であるが、本論文ではヒステリシス幅を ΔV として

$$V_{high} = V_{dc}^* + \Delta V \quad (2-25)$$

$$V_{low} = V_{dc}^* - \Delta V \quad (2-26)$$

と定める。本方式では V_{dc} が増加して V_{high} に達した場合は HAR を短絡モードに、 V_{dc} が低下して V_{low} に達した場合は整流モードに切り替える。この動作を繰り返すことで V_{dc} をヒステリシス幅の範囲内に制御でき、フィードバック制御系も V_{dc} の測定値と 2 つのしきい値を比較するだけでよいため、2 モード方式よりも簡便に実装できる。

ここで、2 モード方式では制御周期 T を一定としたが、ヒステリシスコンパレータ方式では負荷電力などのパラメータに応じて制御周期が変化するため、直流リンクのコンデンサ容量やヒステリシス幅を適切に設計しなければならない。しかし、 V_{dc} のリプル幅を陽に設計できる利点もあるため、システムの仕様や設計のしやすさなどからそれぞれの制御手法を選択すべきである。

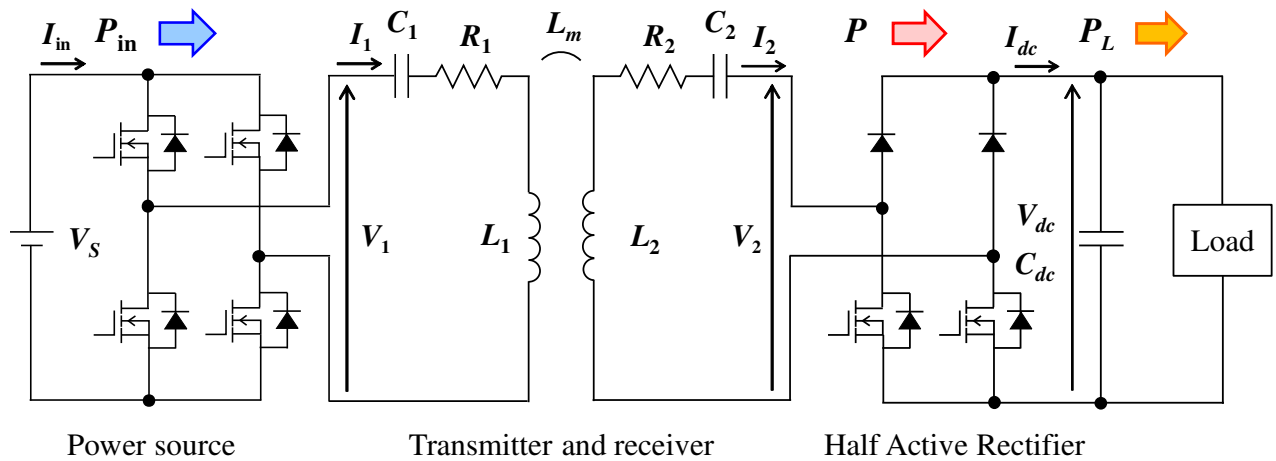
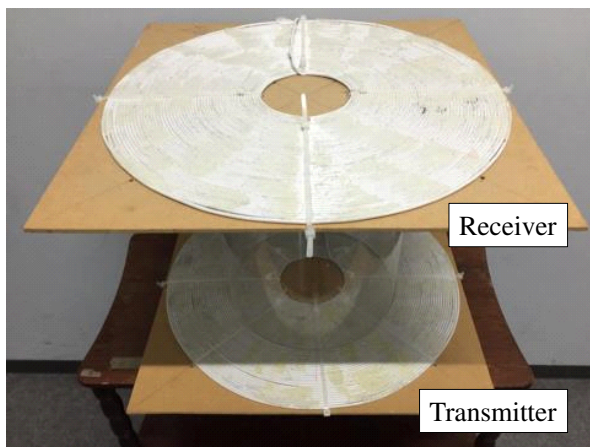
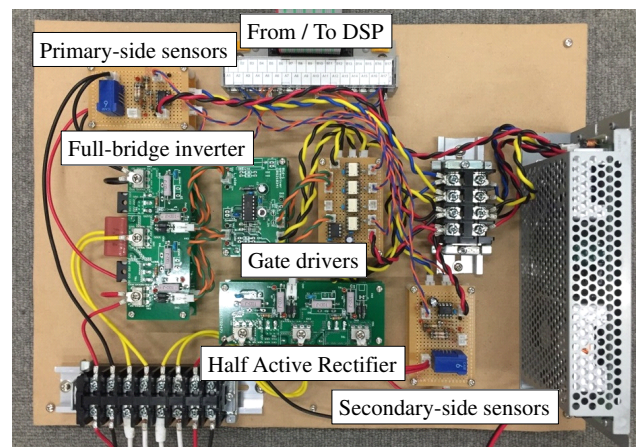


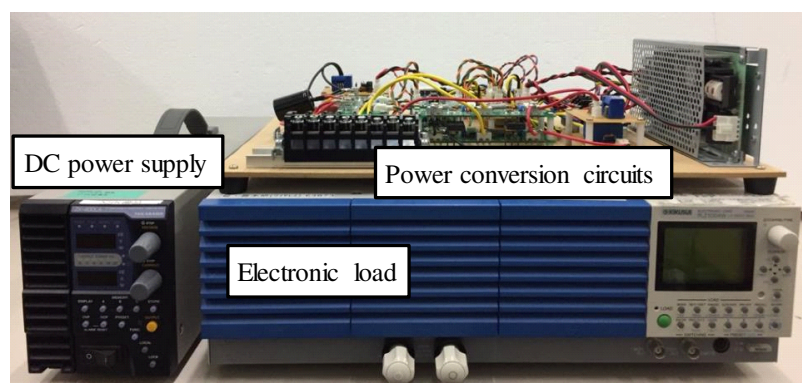
図 38: ワイヤレス電力伝送の実験回路



(a) 送受電コイル



(b) 電力変換回路



(c) 電源および負荷

図 39: ワイヤレス電力伝送の実験装置

シミュレーション・実験条件

定電力負荷への S/S 方式を用いた磁界共振結合 WPT において, HAR を用いた電圧安定化制御が適切に動作できることをシミュレーションおよび実験によって示す。

表 5: シミュレーションおよび実験条件

Parameter	Value
Load power P_L	10 W
Power source voltage V_S	20 V
Operating frequency f_0	101.3 kHz
DC link voltage reference V_{dc}^*	20 V
Hysteresis band ΔV	0.5 V
DC link capacitance C_{dc}	3300 μ F

ワイヤレス電力伝送に用いた実験回路と実験装置を図 38 および図 39 に示す。送受電器のパラメータは表 3 に示す通りであり、送受電器および電力変換回路はすべて自作したものを使用した。各電力変換回路は DSP (PE-PRO/F28335A, Myway) を用いて制御し、負荷は電子負荷 (PLZ1004W, KIKUSUI) を定電力モードで動作させて定電力負荷を模擬した。

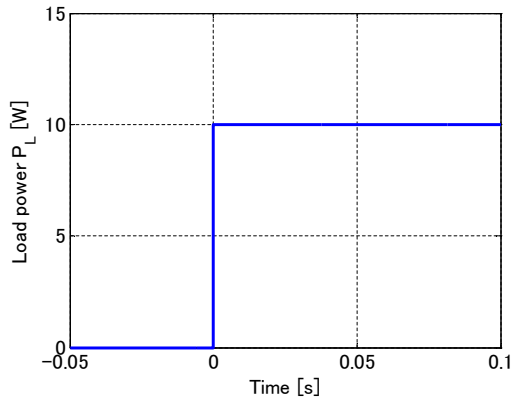
シミュレーションおよび実験条件を表 5 に示す。本検証では時刻 $t = 0$ s において負荷電力 P_L を 0 から 10 W にステップ状に変化させたときの HAR を用いた電圧安定化制御の振る舞いについて確認する。電源電圧 V_S は 20 V 一定とし、送電側インバータの動作周波数は送受電器の共振周波数に一致させた。HAR の制御手法にはヒステリシスコンパレータ方式を採用し、直流リンク電圧の目標値 $V_{dc}^* = 20$ V に対して、ヒステリシス幅 $\Delta V = 0.5$ V として設計した。また、直流リンク電圧のフィードバック制御系を安定的に動作させるため、直流リンクのコンデンサ容量 C_{dc} は比較的に大きい 3300 μ F を利用した。なお、本検証では HAR を用いた電圧安定化制御の動作確認を行う目的であるため、高周波利用設備として設置申請が不要な 50 W 以下の小電力となるように条件を定めて理論検証を行った。

シミュレーション結果

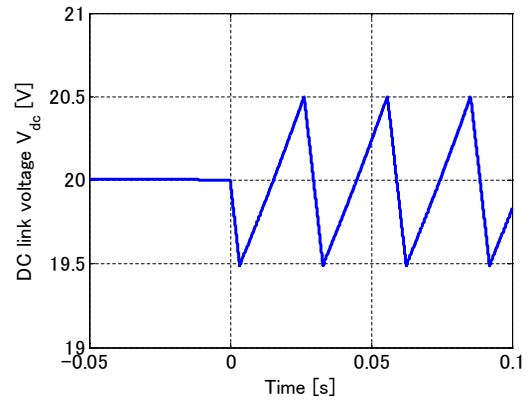
シミュレーション結果を図 40 に示す。図 40(a) に示す負荷電力 P_L は時刻 $t = 0$ s においてステップ状に大きく変化しているが、図 40(b) に示す直流リンク電圧 V_{dc} はヒステリシス幅内で適切に制御されており、HAR を用いた電圧安定化制御の有効性が示された。

HAR が整流モードで動作しているとき、受電電力 P と負荷電力 P_L の差分である余剰電力が直流リンクコンデンサに流入することで V_{dc} が上昇していくことが確認できる。ここで、 V_{dc} が上側しきい値 V_{high} に達すると、HAR は短絡モードに切り替えて受電電力 P を遮断し、負荷電力 P_L が直流リンクコンデンサから供給されることで V_{dc} が下降していくことが分かる。このとき、 V_{dc} が下側しきい値 V_{low} まで減少すると、HAR は再度整流モードとして受電動作を再開しており、それ以降は同様な制御動作を繰り返すことで V_{dc} を適切に安定化しており、設計した通りの動作が実現されていることが確認された。

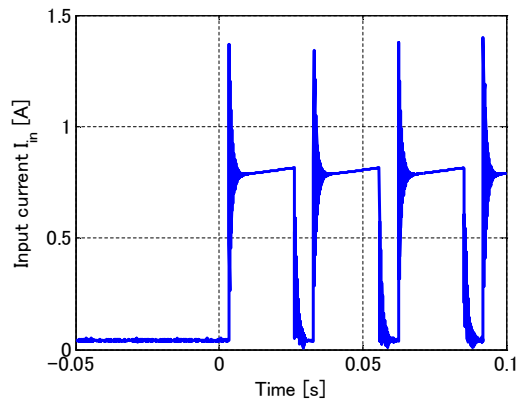
図 40(c) は電源から供給される入力電流 I_{in} を示しており、HAR の整流モード時にはある程度



(a) Load power P_L



(b) DC link voltage V_{dc}



(c) Input current I_{in}

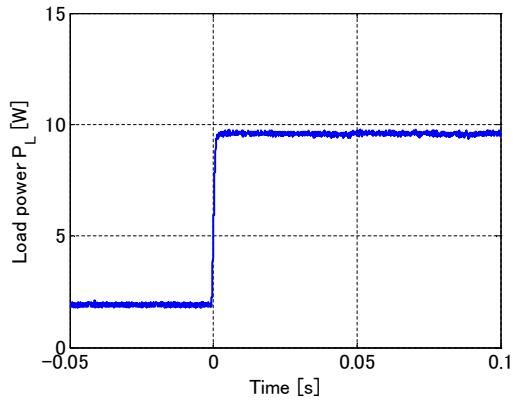
図 40: ハーフアクティブ整流器を用いた電圧安定化制御のシミュレーション結果

大きな電流が流れていることから、連続的な電力伝送が実現されている。一方で、HARの短絡モード時には I_{in} が極めて小さく絞られており、受電器短絡によって直流リンクへの電力供給が遮断されると同時に入力電力そのものが絞られていることが分かる。これにより、HARの短絡モード時における損失を大きく低減でき、HARを用いた電圧安定化制御ではシステム効率をあまり低下させることなく動作させることが可能である。

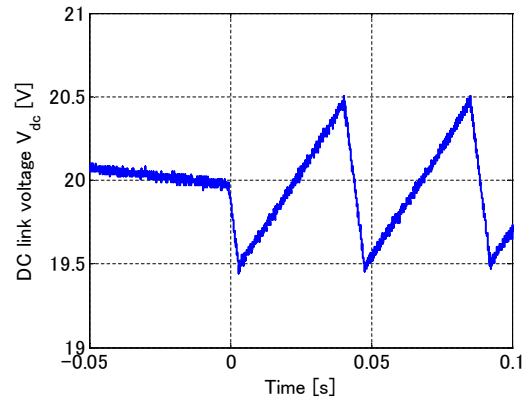
しかし、HARが短絡モードから整流モードに切り替わる時、 I_{in} に大きなオーバーシュートが生じており、大電力用途では対策が必要になる可能性が示された。ここで、モード切替時に生じる電圧変化が大きいことに加えて、送受電コイルの Q 値が高いことが原因と考えられる。しかし、WPTシステムの高効率化を図るためには送受電器の高 Q 値化が必要であるため、スナバ回路等の導入や制御手法の改善などが課題として挙げられる。

実験結果

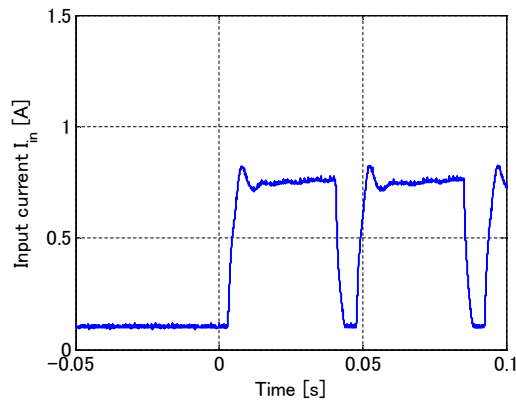
実験結果を図 41 に示す。図 41(a) に示す負荷電力 P_L は時刻 $t < 0$ s で正確に 0 となっていないが、これは電子負荷が動作していない状態でも他の制御回路や電源回路等で電力を消費していることが原因と考えられる。しかし、負荷電力がステップ状に大きく変化する条件は模擬で



(a) Load power P_L



(b) DC link voltage V_{dc}



(c) Input current I_{in}

図 41: ハーフアクティブ整流器を用いた電圧安定化制御の実験結果

きており、シミュレーションと同様に HAR を用いた安定化制御の動作を確認できる。

直流リンク電圧 V_{dc} の測定結果を図 41(b) に示す。 V_{dc} は P_L のステップ変動前後においても不安定化されることなく、設計されたヒステリシス幅内で適切に制御されている。シミュレーション結果と比較して、 V_{dc} が上昇している整流モードの動作時間が長くなっているが、実験では WPT による受電電力 P が電子負荷以外の制御回路や電源回路などでも消費されるため、シミュレーションよりも直流コンデンサに流入する余剰電力が少なくなったことが原因と考えられる。しかし、 V_{dc} が適切に制御されていることから、実験においても HAR の安定化制御が適切に動作していることが確認された。

次に、入力電流 I_{in} の測定結果を図 41(c) に示す。実験では I_{in} の測定に電流センサとアナログ回路で構築した 2 次のローパスフィルタ（カットオフ周波数 1 kHz）を用いたため、 I_{in} の測定値に若干の遅れが見られ、図 40(c) のシミュレーション結果で示したオーバーシュートは十分に観測できなかった。しかし、HAR の短絡モード時に I_{in} が適切に絞られることが確認でき、HAR による電力遮断時に大きな損失が生じないことが示された。従って、HAR を用いた電圧安定化制御はシステム効率を大きく低下させずに動作でき、磁界共振結合 WPT が持つ高効率動作を維持しながら安定した電力供給を実現できることが実証された。

2.5 まとめ

本章ではワイヤレス電力伝送方式の比較検討を行い，送電側と受電側の共振現象を利用した磁界共振結合方式がEV 応用に適していることを示した。また，磁界共振結合方式の回路構成はこれまでに複数検討されているが，走行中ワイヤレス給電では送電側および受電側の共振回路を送受電コイルの結合状態によらずに設計できる S/S 方式が優れていることを述べた。

S/S 方式を用いた磁界共振結合 WPT の回路解析では，負荷の等価抵抗値によって伝送効率および受電電力が変化し，伝送効率を最大化するためには最適負荷および最適電圧比を満たす必要があることを示した。また，実際のアプリケーションで多く想定される定電圧負荷へのワイヤレス給電について言及し，送電側および受電側の電圧・電流の振る舞いについて解説した。これより，等価負荷抵抗を用いた回路解析は定電圧負荷を接続した場合にも利用できることを示すとともに，電力変換回路を用いた等価抵抗変換技術によって伝送効率を最大化する手法を導入した。

さらに，インバータ制御されるモータ負荷や充電制御されるバッテリー負荷などに代表される定電力負荷が WPT 回路に接続される場合に S/S 方式の磁界共振結合 WPT が不安定性を持つことを示し，受電側の整流回路としてハーフアクティブ整流器を用いた電圧安定化制御について紹介した。本制御では受電電力の整流動作と遮断動作を繰り返すことで，受電側システムの安定動作を実現するが，電力遮断時には受電電力をそのまま捨てるのではなく，入力電力を大きく絞ることで損失を低減でき，高効率動作が可能なことをシミュレーションおよび実験によって示した。

以上の検討より，S/S 方式の磁界共振結合 WPT を基本として走行中ワイヤレス給電システムを構築していくとともに，導入した解析手法および制御技術に基づいて，次章から新たな設計手法および高度な制御技術に発展させていく。

第 3 章

システム電圧の設計指針

3.1 はじめに

磁界共振結合による WPT では伝送効率や受電電力といった特性が送受電器の回路パラメータや負荷によって決定されるため [64], 高効率かつ安定した電力伝送を実現するためには適切なシステム設計および制御実装が重要となる。しかし, これまでに伝送効率や受電電力の制御手法として送電側の電力変換回路のみ制御する手法 [76], 受電側の電力変換回路のみ制御する手法 [65, 70, 77], 双方の電力変換回路を制御する手法 [66, 78, 79] など数多く提案されているが, 特定のシステム構成における検討に留まっており, それぞれの構成における制約条件の比較および実現可能な設計指針については明確に議論されていない。

本研究では送電側および受電側のシステム電圧に着目し, それぞれが設計可能あるいは制御可能であるか否かに応じてシステム構成を分類して設計指針を示す。このとき, 要求される負荷電力の大きさによってさらに細分化し, WPT の最大効率動作を実現できる領域と伝送効率を犠牲にして電力供給を優先すべき領域に分ける。また, 負荷の電力要求あるいはシステムの効率制約によって動作不可能な領域についても明らかにし, 再設計が必要となる条件を示す。

さらに, 従来手法では送電側および受電側のシステム電圧を直接的に設計できず, 等価的な負荷抵抗値に変換した上で伝送効率および受電電力の特性を確認し, 所望の等価抵抗値を満たすように各電圧を設計しなければならなかった。しかし, 等価負荷抵抗の設計値からシステム電圧の振る舞いを把握することは煩雑であり, 実用的な設計手法として適していなかった。

本章では送電側と受電側のシステム電圧比に基づいて伝送効率と受電電力の特性を示し, 等価的な負荷抵抗値を介することなく, より直感的にシステム電圧を設計できる手法を示す。3.2 節では WPT の最大効率動作を実現した場合の関係式を簡略化しながら整理し, 3.3 節では送電側と受電側のシステム電圧比を用いた伝送効率と受電電力の関係式を導出する。3.4 節ではシステム構成と負荷の電力要求によって分類された各条件に対して, これまでに得られた関係式を利用して設計指針を示す。3.5 節では提案する設計指針の有効性を実験によって検証し, 3.6 節でまとめを述べる。

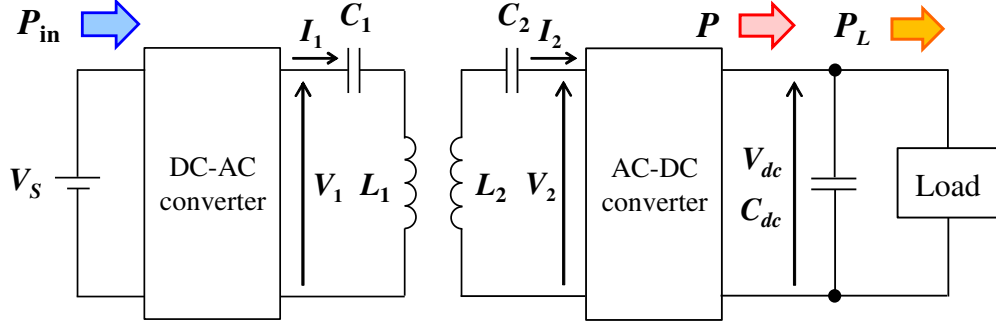


図 42: S/S 方式ワイヤレス電力伝送のシステム構成

3.2 最大効率動作における関係式の導出

3.2.1 設計目標と前提条件

S/S 方式の磁界共振結合 WPT の一般的なシステム構成を図 42 に示す。ここで、送電側と受電側の電力変換回路（インバータおよび整流回路など）はその構成および制御手法が数多く提案されているため、本章では電力伝送に寄与する交流側の送電側電圧 V_1 および受電側電圧 V_2 の設計法について示し、直流側の電圧は各アプリケーションに応用する際に個々の電力変換回路の動作を考慮して間接的に設計することとする。

S/S 方式の磁界共振結合 WPT では送電側および受電側における共振条件を満たすため、送電側の電力変換回路による動作角周波数 ω_0 は

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

として与え、送受電器はこれらのパラメータを満たすように設計する。また、式変形が煩雑となることを避けるため、 V_1, V_2 はシステムの動作周波数における基本波実効値として議論する。

3.2.2 kQ 積を利用した関係式

2 章で示した最大効率 η_{\max} を満たす最適電圧比 $A_{V\eta_{\max}}$ は回路パラメータによって導出できたが、このときの受電電力 $P_{\eta_{\max}}$ は直接回路パラメータを用いて記述すると極めて煩雑になってしまう。そのため、本研究では送受電コイルの結合係数および各コイルの Q 値の積である kQ 積を導入し、関係式の簡略化を行う。

kQ 積は定義より

$$k^2 Q_1 Q_2 = \left(\frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \right)^2 \frac{\omega_0 L_1}{R_1} \frac{\omega_0 L_2}{R_2} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2} \quad (3-2)$$

として記述でき、WPT システムの最大効率 η_{\max} は

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

で与えられる [36]。

また、 kQ 積を利用することで、最適負荷抵抗 $R_{L\eta\max}$ および最適電圧比 $A_{V\eta\max}$ は

$$R_{L\eta\max} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (3-4)$$

$$A_{V\eta\max} = \frac{\omega_0 L_m}{R_1} \frac{1}{1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \quad (3-5)$$

と記述でき、関係式を簡略化できていることが分かる。最大効率時の受電電力 $P_{\eta\max}$ の理論式も同様に kQ 積を利用して記述でき、

$$P_{\eta\max} = \frac{1}{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \frac{V_1^2}{R_1} \quad (3-6)$$

と表せる。

3.2.3 最大効率 η_{\max} を利用した関係式

最大効率 η_{\max} は kQ 積のみで与えられるため、回路パラメータによって一意に定まる。そのため、(3-3) 式を利用して関係式を更に簡略化し、回路パラメータによる特性を明確化する。

まず、最適電圧比 $A_{V\eta\max}$ の2乗は (3-5) 式より

$$A_{V\eta\max}^2 = \frac{R_2}{R_1} \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} = \frac{R_2}{R_1} \eta_{\max} \quad (3-7)$$

であることから、最適電圧比 $A_{V\eta\max}$ は送受電器の抵抗比と η_{\max} の積から導出できることが分かる。ここで、 η_{\max} が十分に高効率であれば、 $\eta_{\max} \approx 1$ として $A_{V\eta\max}$ は送受電器の抵抗比によって定められる。

次に、最大効率時の受電電力 $P_{\eta\max}$ を更に簡略化する。(3-3) 式、(3-6) 式から

$$P_{\eta\max} = \frac{\eta_{\max}}{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \frac{V_1^2}{R_1} \quad (3-8)$$

と記述でき、最大効率動作における伝送効率 η_{\max} と受電電力 $P_{\eta\max}$ の関係式が得られた。

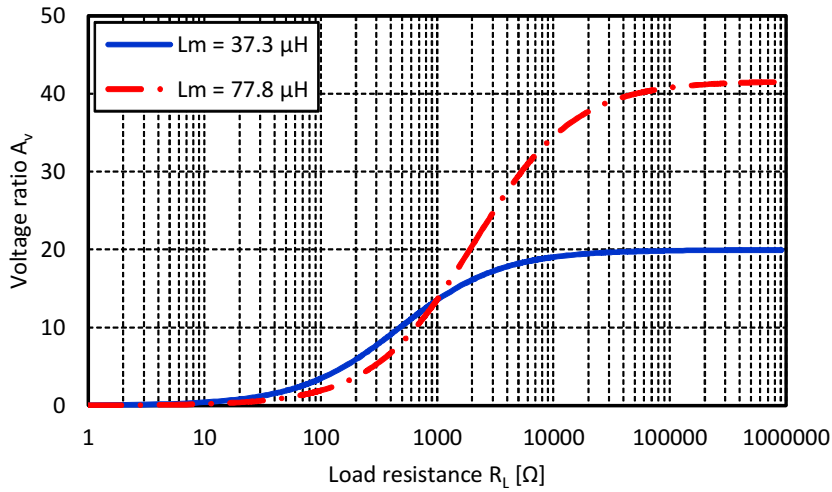
3.3 電圧比 A_V に着目した関係式の導出

2章で示した回路解析では等価負荷抵抗 R_L に基づいて伝送効率 η および受電電力 P の特性を示したが、 η および P の特性を見ながら R_L を設計し、これを満たすように送電側と受電側のシステム電圧を設計する従来手法はきわめて煩雑である。本節では送電側と受電側のシステム電圧比 A_V を用いて η および P の関係式を導出し、システム電圧を直接的に設計する手法を示す。

まず、従来設計で利用していた等価負荷抵抗 R_L と電圧比 A_V の対応について示した上で、 A_V に対する伝送効率 η と受電電力 P の特性に変換する。これにより、等価負荷抵抗 R_L を介さずに、送電側と受電側のシステム電圧を変化させたときの伝送効率 η と受電電力 P を特性を解析できる。

表 6: 送受電コイルのパラメータ

	Transmitter	Receiver
Resistance R_1, R_2	1.00 Ω	1.05 Ω
Inductance L_1, L_2	617 μH	617 μH
Capacitance C_1, C_2	4000 pF	4000 pF
Resonance frequency f_1, f_2	101.3 kHz	101.3 kHz
Mutual inductance L_m	37.3 μH	
Coupling coefficient k	0.060	
Transmitting gap	300 mm	
Outer diameter	440 mm	
Number of turns	50 turns	

図 43: 等価負荷抵抗 R_L に対する電圧比 A_V

3.3.1 等価負荷抵抗 R_L と電圧比 A_V の対応

2章で示した回路解析より，等価負荷抵抗 R_L に対する電圧比 A_V は

$$A_V = \frac{\omega_0 L_m R_L}{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2} \quad (3-9)$$

で与えられ，図 43 にこの特性を示す。ここで，送受電コイルのパラメータは表 6 に示す通りである。図 43 は R_L が無限大まで増加すると A_V はある値に飽和することを示しており，この最大電圧比 $A_{V\max}$ は

$$A_{V\max} = \frac{\omega_0 L_m}{R_1} \quad (3-10)$$

となることが知られている [64]。これは (3-9) 式における $R_L \rightarrow \infty$ とした場合に等しい。

ここでは (3-9) 式の逆変換に対応する R_L と A_V の関係式を示し， A_V を与えたときに R_L を定める関係式を導出する。

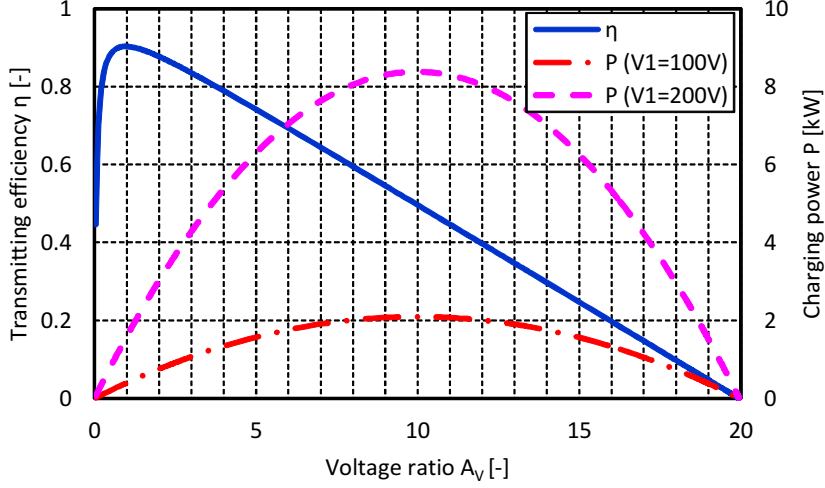


図 44: 電圧比 A_V に対する伝送効率 η および受電電力 P

2 章で示した位相条件に注意して回路方程式を解くと、送電側電流 I_1 および受電側電流 I_2 は

$$I_1 = \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (3-11)$$

$$I_2 = \frac{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (3-12)$$

と求められる。このとき、等価的な負荷抵抗 R_L は

$$R_L = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_2 \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2} = \frac{A_V \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}{\omega_0 L_m - R_1 A_V} \quad (3-13)$$

と記述できる。ここで、 $A_V > A_{V\max}$ となる条件では計算上の I_2 および R_L が負となり、送電側から受電側に電力伝送できないことが分かる。実際には整流前の受電側電圧が整流後の直流リンク電圧を上回れず、受電側の整流回路が不連続モードとして動作するために適切な電力伝送を実現できなくなる。従って、システム電圧の設計時には $A_V < A_{V\max}$ となる条件を満たさなければならない。

3.3.2 伝送効率 η と受電電力 P の特性

次に、電圧比 A_V を用いて伝送効率 η と受電電力 P の特性を検討する。(3-11), (3-12) 式より、電流比 A_I は

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2}{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2} = \frac{\omega_0 L_m - R_1 A_V}{R_2 + \omega_0 L_m A_V} \quad (3-14)$$

と表せるため、伝送効率 η は

$$\eta = A_V A_I = \frac{A_V (\omega_0 L_m - R_1 A_V)}{R_2 + \omega_0 L_m A_V} \quad (3-15)$$

で与えられ、 A_V を用いて表現できる。また、受電電力 P は

$$P = V_2 I_2 = \frac{V_2 (\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2)}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} = \frac{V_2 (A_{V\max} V_1 - V_2)}{R_2 (1 + k^2 Q_1 Q_2)} \quad (3-16)$$

$$= \frac{A_V (A_{V\max} - A_V) V_1^2}{1 + k^2 Q_1 Q_2} \frac{1}{R_2} \quad (3-17)$$

表 7: 電圧仕様と電力要求に基づくワイヤレス電力伝送システムの分類

CASE	Designed voltages		Power requirement $P_L = \alpha P$	Power design		Efficiency design	
	V_1	V_2		α	P	A_V	η
A	fixed	fixed	$P_L \leq P_{\text{lim}}$	$0 \leq \alpha \leq 1$	P_{lim} (fixed)	fixed	fixed
			$P_{\text{lim}} < P_L$	redesign (\because impossible to implement)			
B	fixed	variable	$P_L \leq P_{\eta\text{max}}$	$0 \leq \alpha \leq 1$	$P_{\eta\text{max}}$	$A_{V\eta\text{max}}$ ($\rightarrow V_{2\text{ref}}$)	η_{max}
			$P_{\eta\text{max}} < P_L \leq P_{\eta\text{lim}}$	1	P_L ($\rightarrow V_{2\text{ref}}$)	$A_{V\eta\text{max}} <$	$< \eta_{\text{max}}$
			$P_{\eta\text{lim}} < P_L$	redesign ($\because \eta < \eta_{\text{lim}}$)			
C	variable	fixed	$P_L \leq P_{\eta\text{max}}$	$0 \leq \alpha \leq 1$	$P_{\eta\text{max}}$	$A_{V\eta\text{max}}$ ($\rightarrow V_{1\text{ref}}$)	η_{max}
			$P_{\eta\text{max}} < P_L \leq P_{\eta\text{lim}}$	1	P_L ($\rightarrow V_{1\text{ref}}$)	$< A_{V\eta\text{max}}$	$< \eta_{\text{max}}$
			$P_{\eta\text{lim}} < P_L$	redesign ($\because \eta < \eta_{\text{lim}}$)			
D	variable	variable	$P_L = P_{\eta\text{max}}$ (overall range)	1	$P_{\eta\text{max}}$ ($\rightarrow V_{1\text{ref}}$)	$A_{V\eta\text{max}}$ ($\rightarrow V_{2\text{ref}}$)	η_{max}

と求められ、伝送効率 η と同様に A_V を利用して記述できている。

これらの特性を図示すると図 44 に示す通りであり、等価負荷抵抗 R_L と同様に電圧比 A_V を用いて伝送効率 η と受電電力 P の特性を表現できる。

3.4 システム電圧の設計法

本節では WPT システムを表 7 に示す 4 つのケースに分類するとともに、負荷が必要とする電力要求に応じて各条件に適したシステム電圧の設計法を示す。ここで、送電側電圧 V_1 および受電側電圧 V_2 はアプリケーションに応じて設計の可否が異なるため、得られた関係式を適切に選択して設計法に応用する。

3.4.1 CASE A : V_1 固定, V_2 固定のとき

電力系統やバッテリーから得られる電圧を入力電圧として直接利用し、送電側および受電側の電力変換回路において制御を行わない場合には V_1 と V_2 が固定となり、このケースに分類される。受電側の直流電圧がバッテリー電圧やシステムの動作電圧によって制限されることも稀ではなく、低価格かつ簡易なシステムにおいては有用な検討である。

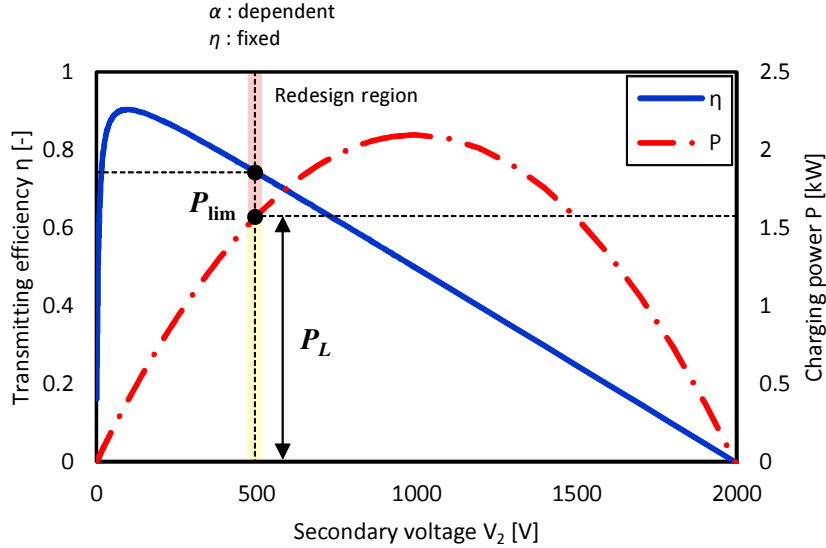


図 45: CASE A におけるシステム電圧の設計指針 ($V_1 = 100 \text{ V}$, $V_2 = 500 \text{ V}$)

尚，本ケースでは送電側および受電側いずれの電圧も設計できないため，本研究における設計法を適用できない。しかし，設計自由度がない場合における動作を明らかにするため，本研究の比較対象として提示する。

V_1 および V_2 のいずれも固定されている場合，WPT システムの伝送効率 η および受電電力 P は回路パラメータによって一意に定まってしまうため，このときの受電電力を P_{lim} として記述する。 P_{lim} は負荷の電力要求 P_L とは無関係に決定されるため，電力の安定供給という観点からは最低限の安定化制御が必要といえる。

ここでは 2 章で示した HAR のように受電側で受電電力 P を制御できる回路構成を考える。 $P_L < P$ となる場合には受電側の電力変換回路を用いて受電電力 P を間引き，受電電力の平均値 \bar{P} を制御する。ここで， P と P_L の比率から受電側電力変換回路の変換比 α を

$$\alpha = \frac{P_L}{P} \quad (3-18)$$

と定義して制御すれば，所望の負荷電力を実現できる。しかし，2 章で示したように抵抗負荷や定電圧負荷であれば安定して電力供給できるが，定電力負荷が接続される場合には受電側システムが不安定性を持つため，適切なフィードバック制御系を構築しなければならない。

また，CASE A における受電電力は $P = P_{\text{lim}}$ として任意に設計できないため，これ以上の電力要求となる $P_{\text{lim}} < P_L$ の条件では受電電力が不足してしまい，変換比 α を用いた動作も不可能となって再設計が必要になる。また，この条件では伝送効率 η も同様に回路パラメータによって決定されるため，常に設計制約を満たせない可能性も存在する。

以上の検討から，CASE A における設計指針を図 45 に示す。まず， V_1 および V_2 のいずれも固定であるため，伝送効率 η および受電電力 P の曲線が一意に決定され，横軸（ここでは V_2 ）も定められる。このとき， η および $P = P_{\text{lim}}$ は固定となるため， $P_L < P_{\text{lim}}$ となる条件では変換比 α を用いた電力制御は実装できるが，最大効率は実現できない。

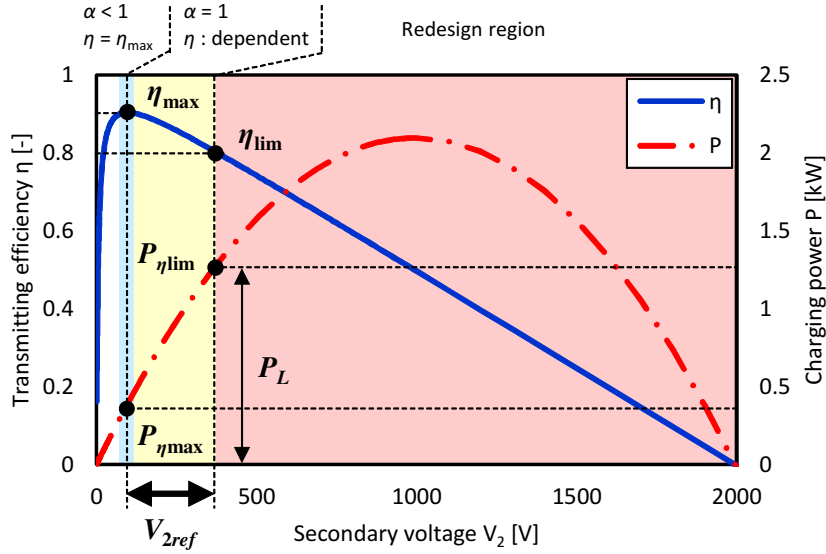


図 46: CASE B におけるシステム電圧の設計指針 ($V_1 = 100 \text{ V}$)

本章に示す設計指針では各設計における動作領域を最大効率動作，電力優先動作，再設計として分類し，それぞれ青，黄，赤の領域によって区別する。CASE A では最大効率動作を実現できないため， $P_L < P_{\text{lim}}$ となる条件では電力優先動作に分類し， $P_{\text{lim}} < P_L$ の条件では動作不可能として再設計する。

3.4.2 CASE B : V_1 固定， V_2 可変のとき

CASE A と同様に V_1 が固定となる条件で，受電側の電力変換回路によって V_2 を可変に設計あるいは制御できる場合について検討する。例えば，バッテリー充電のようなアプリケーションにおいて，受電側の整流回路とバッテリーの間に DC-DC コンバータなどの電力変換回路を搭載する場合などが該当する。

CASE B における設計指針を図 46 に示す。ここでは V_1 を固定として V_2 を横軸にとることで伝送効率 η および受電電力 P の曲線を一意に定めている。電力要求に応じて V_2 を適切に設計することで，なるべく高効率な動作を実現することを目的とする。

まず， V_1 が固定されたときの最大効率時の受電電力 $P_{\eta\text{max}}$ は (3-8) 式で与えられるため， $P_L \leq P_{\eta\text{max}}$ であれば CASE A と同様に受電側電力変換回路の変換比 α を用いて電力を制御する。ここで，HAR を用いた P の遮断動作であれば送電側電流が大幅に減少するため，大きな電力損失は生じない [80]。そのため，本章では α を用いた制御による効率低下については取り上げないこととし，各電力変換回路の効率を含めた設計については今後の課題とする。

従って， $P_L \leq P_{\eta\text{max}}$ の条件では最大効率動作を実現する電圧比 $A_{V\eta\text{max}}$ を維持しながら， α を用いた電力制御によって高効率動作を実現する。 V_2 の設計目標値 $V_{2\text{ref}}$ は $A_{V\eta\text{max}}$ より

$$V_{2\text{ref}} = A_{V\eta\text{max}} V_1 \quad (3-19)$$

として与える。

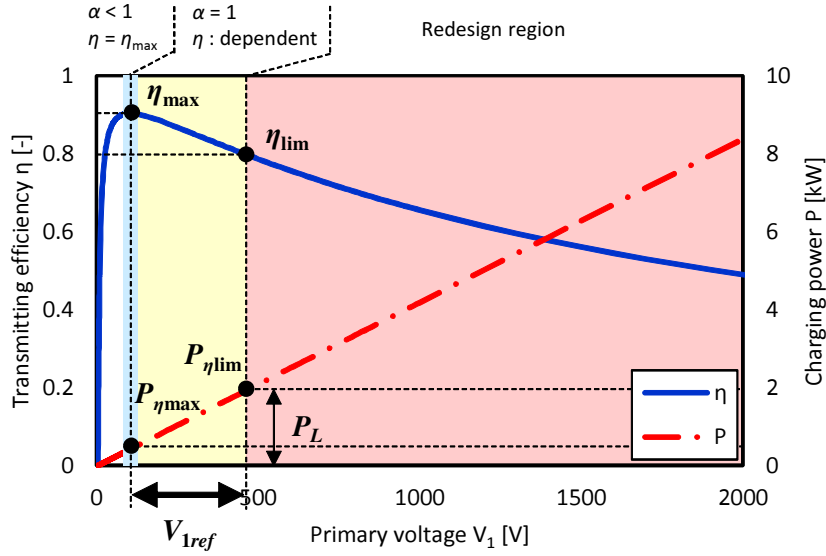


図 47: CASE C におけるシステム電圧の設計指針 ($V_2 = 100 \text{ V}$)

一方で、 $P_{\eta\max} < P_L$ となる場合には最大効率動作では受電電力が不足するため、 α による制御は使えない。このとき、負荷の電力要求を満たすことを最優先するため、伝送効率 η を犠牲にして P を増加させる電力優先動作に切り替える。ここで、 $P = P_L$ とすれば、 V_{2ref} は (3-16) 式から

$$V_{2ref} = \frac{A_{V\max} V_1}{2} - \sqrt{\left(\frac{A_{V\max} V_1}{2}\right)^2 - (1 + k^2 Q_1 Q_2) R_2 P_L} \quad (3-20)$$

と求められる。

しかし、最適電圧比 $A_{V\max}$ を超えて V_2 を大きくしていくと、伝送効率 η が徐々に低下していき、システムの効率制約 η_{lim} に達してしまう。 η_{lim} における受電電力を $P_{\eta\lim}$ とすれば、 $P_{\eta\lim} < P_L$ となる条件では仕様を満たせないため、再設計が必要となる。

3.4.3 CASE C : V_1 可変, V_2 固定のとき

CASE B とは反対に送電側の電力変換回路を用いて V_1 を制御でき、 V_2 はバッテリーなどの負荷によって固定される場合について検討する。センサ類などの小型機器に対する給電では受電側に変換器を搭載するスペースが十分になく、電源側となる送電側に制御の機構を持たせるケースなどが該当すると考えられる。

CASE C における設計指針を図 47 に示す。ここでは V_2 を固定として V_1 を横軸にとることで伝送効率 η および受電電力 P の曲線を一意に定めている。CASE B における図 46 と比較すると、 V_1 を増加させる場合には受電電力 P はピークを持たずに単調増加となっていることが確認できる。しかし、電力要求に応じて P を増加させていくとき、効率制約 η_{lim} によって設計できる V_1 が制限されることが分かる。

まず、(3-8) 式によって与えられる最大効率動作における受電電力 $P_{\eta\max}$ を V_2 を用いて表す。

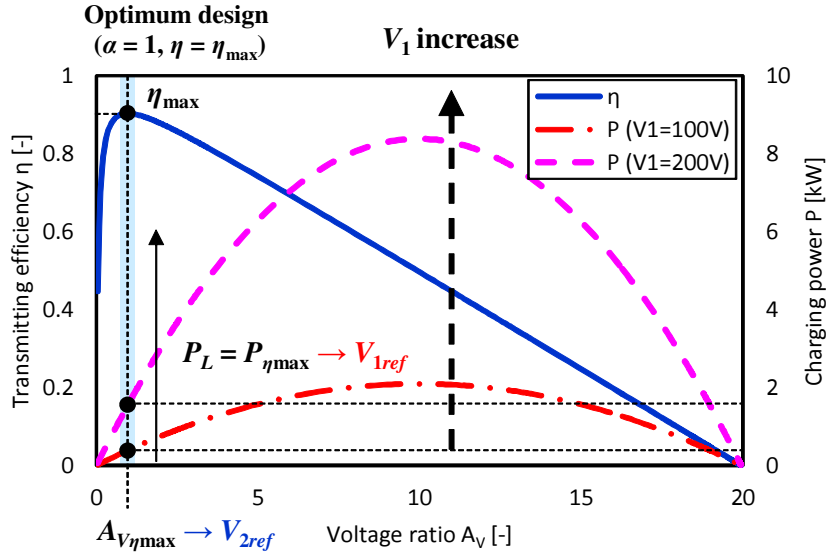


図 48: CASE D におけるシステム電圧の設計指針

最適電圧比 $A_{V\eta_{\max}}$ も回路パラメータによって一意に与えられるため、 $P_{\eta_{\max}}$ は

$$P_{\eta_{\max}} = \frac{\eta_{\max}}{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \frac{V_2^2}{R_1 A_{V\eta_{\max}}^2} \quad (3-21)$$

と記述できる。ここで、 $P_L \leq P_{\eta_{\max}}$ であれば変換比 α を用いて最大効率動作を行いながら電力要求を満たすことが可能なため、 V_1 の設計目標値 V_{1ref} は

$$V_{1ref} = \frac{V_2}{A_{V\eta_{\max}}} \quad (3-22)$$

として与えればよい。

$P_{\eta_{\max}} < P_L$ となる場合には CASE B と同様に伝送効率 η を犠牲にして P を増加させる電力優先動作に切り替える。 $P = P_L$ とすれば、 V_{1ref} は (3-16) 式から

$$V_{1ref} = \frac{1}{A_{V_{\max}}} \left\{ V_2 + \frac{(1 + k^2 Q_1 Q_2) R_2 P_L}{V_2} \right\} \quad (3-23)$$

と設計できる。ここで、 $\eta \geq \eta_{\lim}$ であれば設計目標を達成でき、 $\eta < \eta_{\lim}$ となるときは各パラメータを再設計する。

3.4.4 CASE D: V_1 可変, V_2 可変のとき

最後に V_1 および V_2 のいずれも可変とした条件について検討する。この条件では常に負荷の電力要求を満たしながら最大効率動作を実現できるが、送電側および受電側の双方において設計自由度あるいは制御自由度が必要となるため、アプリケーションによっては許容されない可能性も考えられる。しかし、大電力かつ高効率が要求されるアプリケーションなどでは有効な手法といえる。

CASE D における設計指針を図 48 に示す。ここでは電圧比 A_v を横軸にとることで伝送効率 η の曲線を一意に定め、受電電力 P は V_1 によって曲線の形状を変えずにその大きさのみが変化

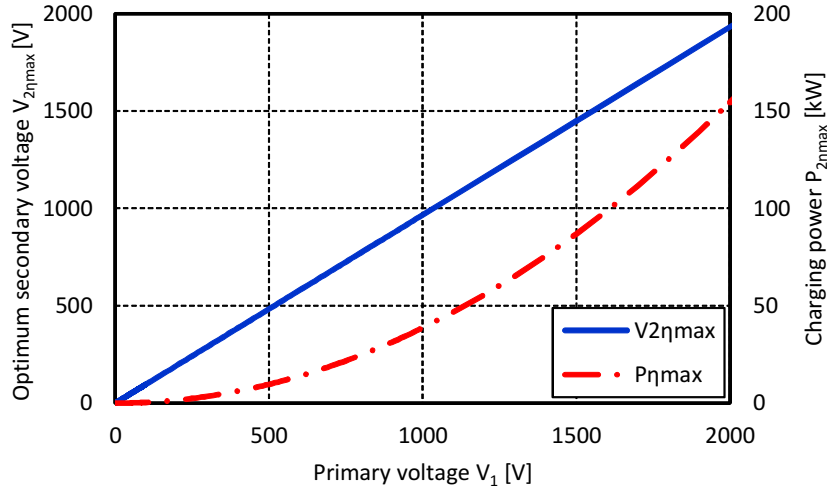


図 49: CASE D におけるシステム電圧の最適設計法

するように表現している。本ケースでは最大効率動作を維持するために $A_V = A_{V\eta\max}$ を制約として与え、最大効率時の受電電力 $P_{\eta\max}$ が負荷の電力要求 P_L と一致するように V_1 を設計し、 V_2 は前述の制約 $A_V = A_{V\eta\max}$ を満たすように設計する。従って、所望電力の制約によって V_1 が定められ、最大効率の制約によって V_2 が定められると解釈できる。

ここで、図 48 に示す設計指針では V_1 および V_2 の関係が分かりにくいため、図 49 に最大効率動作時における各電圧と受電電力を示す。 V_2 は V_1 に比例して与えられており、その傾きが最適電圧比 $A_{V\eta\max}$ に一致するように設計することで最大効率動作を維持している。このときの受電電力 $P_{\eta\max}$ は V_1 によって調整でき、負荷の電力要求 P_L に応じて設計すればよい。

以上の検討に基づいて、システム電圧の最適設計法を示す。まず、 $P_{\eta\max} = P_L$ とすれば、 V_1 の設計目標値 V_{1ref} は (3-8) 式を用いて

$$V_{1ref}^2 = \frac{P_L R_1 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}}{\eta_{\max}} \quad (3-24)$$

と設計できる。 V_2 の設計目標値 V_{2ref} は $A_{V\eta\max}$ より

$$V_{2ref} = A_{V\eta\max} V_{1ref} \quad (3-25)$$

と与えられ、常に最大効率動作を実現できる。

これまでのケースでは負荷の電力要求 P_L が小さいときには受電側電力変換回路の変換比 α を利用して電力制御を行ったが、このケースでは最大効率動作時の受電電力 $P_{\eta\max}$ が可変であることから、常に $\alpha = 1, P = P_{\eta\max}$ とすることで受電側の電力変換回路における損失を抑制できる可能性がある。しかし、本研究では各電力変換回路の効率評価は実施していないため、これらを含めたシステム効率の最適化および実証実験は今後の課題である。

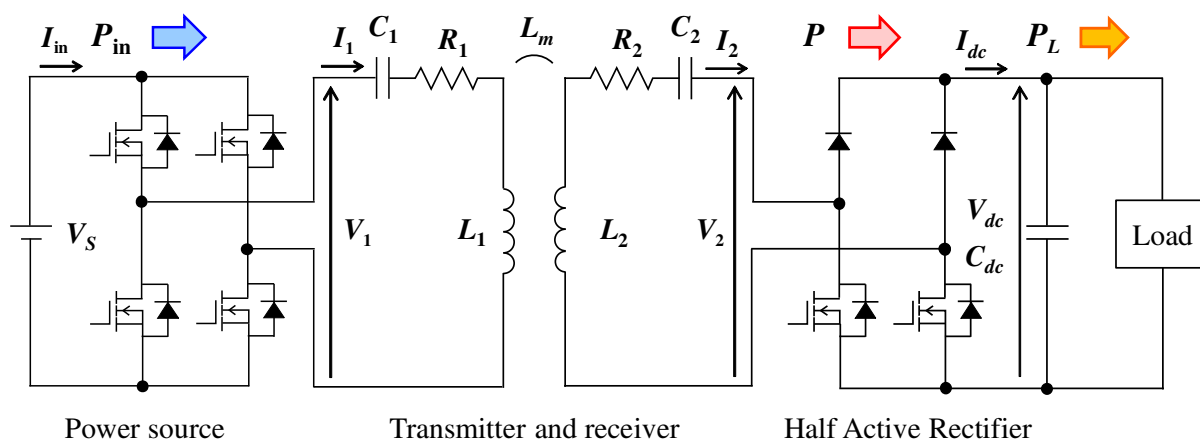


図 50: ワイヤレス電力伝送の実験回路

表 8: システム電圧設計の実験条件

CASE	Designed voltages		Power requirement	Efficiency requirement
	V_1	V_2	$P_L = \alpha P$	η
A	24 V	12 V	$P_L < P_{\text{lim}} (= 11.8 \text{ W})$	$0.8 < \eta$ ($\eta_{\text{lim}} = 0.8$)
B	24 V	variable	0 – 40 W	
C	variable	12 V		
D	variable	variable		

3.5 実験検証

実験条件

提案手法による設計指針の有効性を実験によって検証する。ワイヤレス電力伝送に用いた実験回路を図 50 に示し、利用した実験装置を図 51 に示す。送受電器のパラメータは表 6 に示す通りであり、送受電器および電力変換回路はすべて自作したものを使用した。各電力変換回路は DSP (PE-PRO/F28335A, Myway) を用いて制御したが、本実験では受電側電力変換回路の変換比 α は利用せず、電力要求 P_L と受電電力 P の比率から算出して検討した。

実験条件は表 8 に示す通りであり、送電側インバータは矩形波電圧駆動、受電側コンバータは整流動作とした。各スイッチング素子の電圧降下を無視すれば各直流電圧はフーリエ級数展開より求められ、CASE A, B では $V_s = 26.7\text{V}$ 、CASE A, C では $V_{dc} = 13.3\text{V}$ とした。これ以外の条件では 3.4 節で示した設計法に基づいて計算された電圧を利用した。電力要求 P_L は 0 から 40 W とし、効率制約 η_{lim} は 80 % とした。

送電側は直流電源 (ZX-400LA, TAKASAGO)、受電側は電子負荷 (PLZ1004W, KIKUSUI) を用いて各電圧を設定し、伝送効率 η および受電電力 P はパワーアナライザ (PPA5530, Newtons4th Ltd.) を用いて測定した。ここで、伝送効率 η は送受電器の入出力電力 (交流側) から測定しており、各電力変換回路の効率は含まれていない。

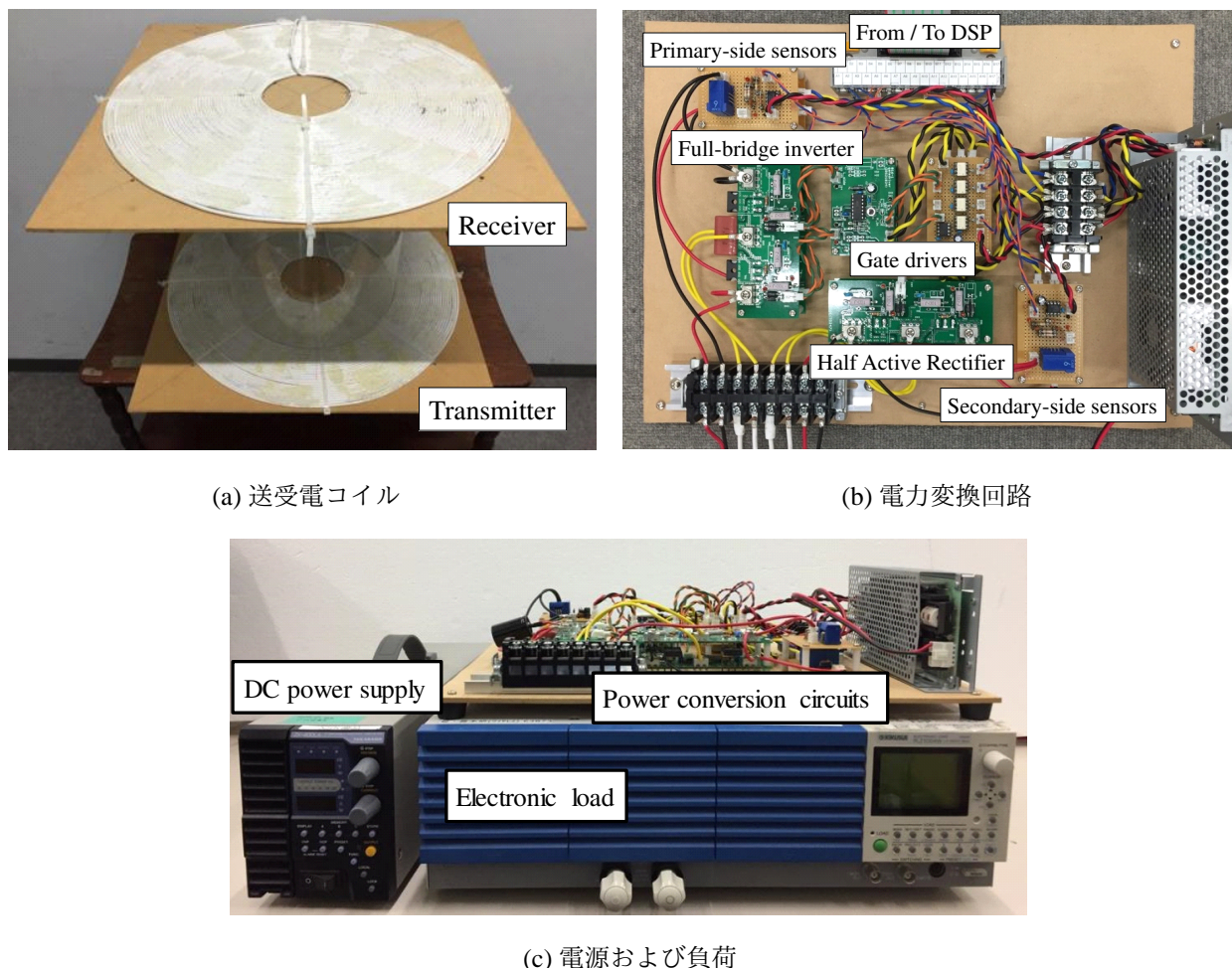


図 51: ワイヤレス電力伝送の実験装置

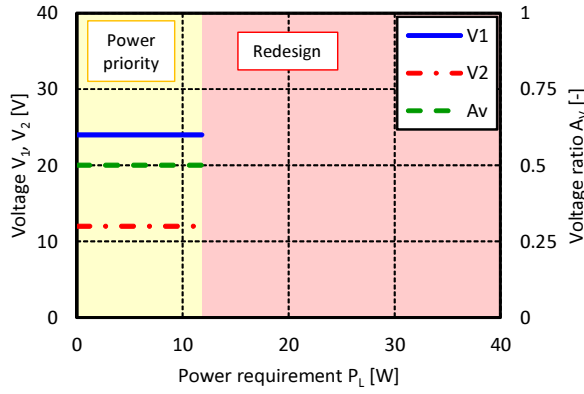
実験結果

実験結果を図 52 から図 55 に示す。それぞれの (a) が示す電圧値は 3.4 節の設計法に基づく計算値であり、この電圧を満たすように実験条件を設定している。ここで、電力要求 P_L に応じて最大効率動作，電力優先動作，再設計に分類しており，3.4 節と同様にそれぞれ青，黄，赤の領域で区別している。

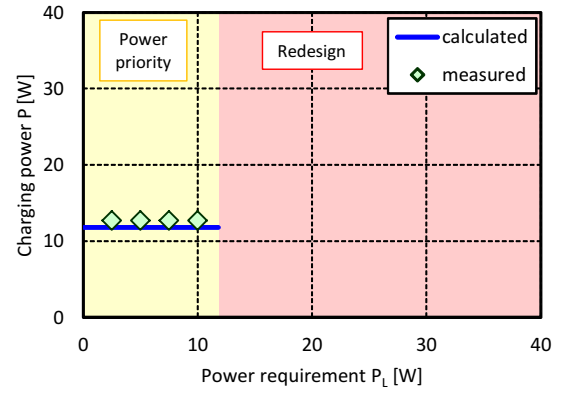
設計目標を達成できない条件については測定を実施せず，再設計が必要であることを示している。また，それぞれの結果に対する考察は各小節において述べる。

CASE A : V_1 固定， V_2 固定のとき

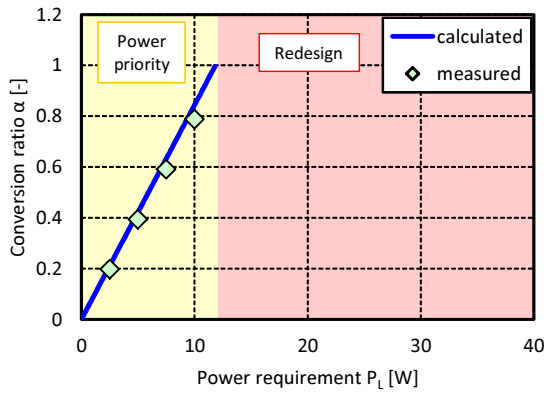
本ケースにおける電圧比 A_V は V_1, V_2 が固定であるため，電力要求 P_L の大きさによって A_V を設計できず，図 52(a) に示すように常に一定となっている。このとき，図 52(b) に示す受電電力 P は回路パラメータによって一意に定まっており， $P_L \leq P_{\lim}$ となる条件では図 52(c) の変換比 α を用いた制御が必須となっている。図 52(d) に示す伝送効率 η も受電電力 P と同様に回路パラメータによって一意に定まっており，最大効率動作は実現できていないため，この領域では電力優先動作として分類している。



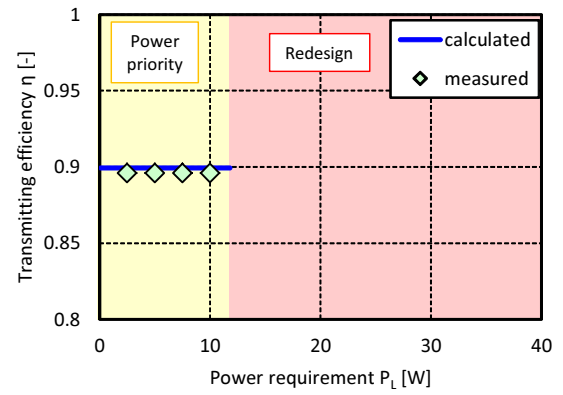
(a) V_1 , V_2 , and A_V (fixed).



(b) $P (= P_{lim})$.



(c) α .



(d) η .

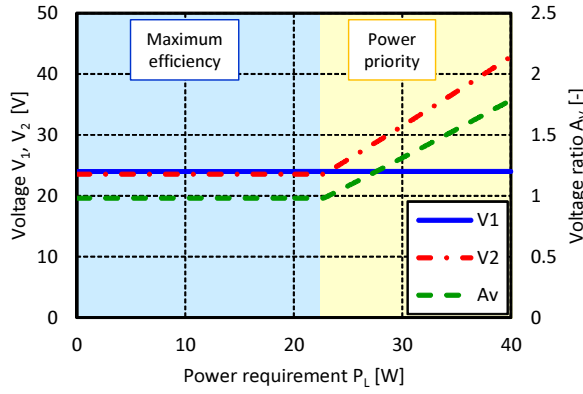
図 52: CASE A における電圧設計の実験結果

$P_{lim} < P_L$ となる条件では α を用いた制御が動作できないため、再設計が必要な領域として測定を実施していない。本ケースにおける実験では効率制約 η_{lim} を満たす条件となったが、回路パラメータによっては $\eta < \eta_{lim}$ として再設計が必要となる可能性もある。

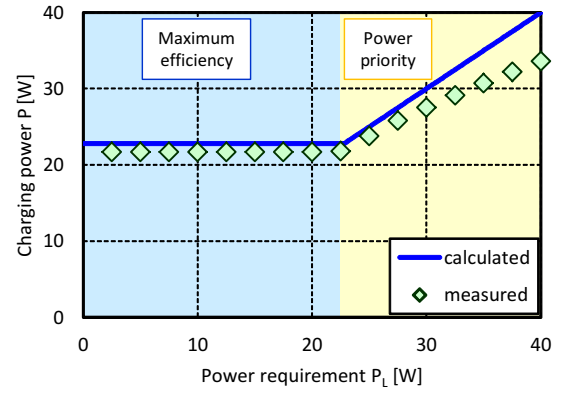
CASE B : V_1 固定, V_2 可変のとき

$P_L \leq P_{\eta_{max}}$ となる条件では最適電圧比 $A_{V\eta_{max}}$ を満たすように V_{2ref} を設計し、変換比 α を用いた制御を行う。この領域では図 53(a), (b) に示すように V_2 および P は一定となっており、図 53(c) のように α は電力要求 P_L に応じて変化している。また、図 53(d) に示す伝送効率 η の計算値と測定値には僅かな差異が存在するが、最大効率動作時には他の条件と比較して η を最大化できており、所望の動作を実現できている。以上の結果より、この領域における提案手法の有効性が確認できる。

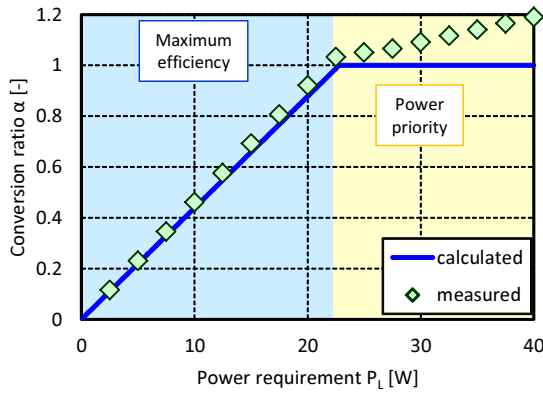
次に、 $P_{\eta_{max}} < P_L$ の条件では最大効率動作から電力優先動作に切り替えて P_L に応じて V_{2ref} を設計している。ここでは図 53(a) に示す通り、 V_2 を増加させて図 53(b) に示す P を増加させている。このとき、図 53(d) に示す伝送効率 η は最大値から減少しており、効率を犠牲にして電



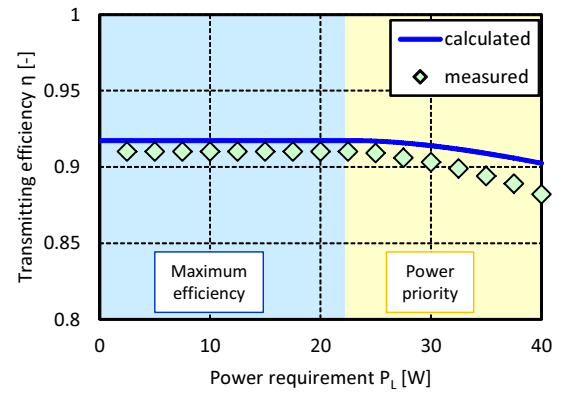
(a) V_1 (fixed), V_2 , and A_V .



(b) P .



(c) α .



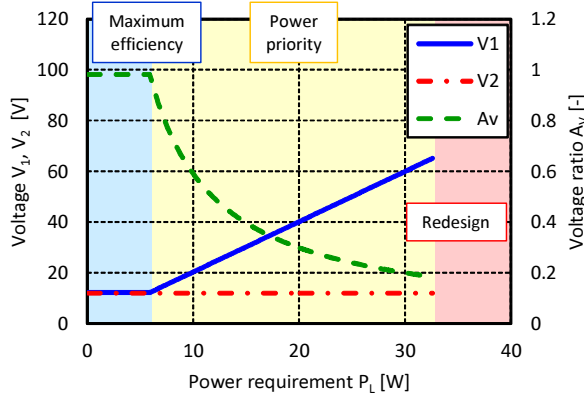
(d) η .

図 53: CASE B における電圧設計の実験結果

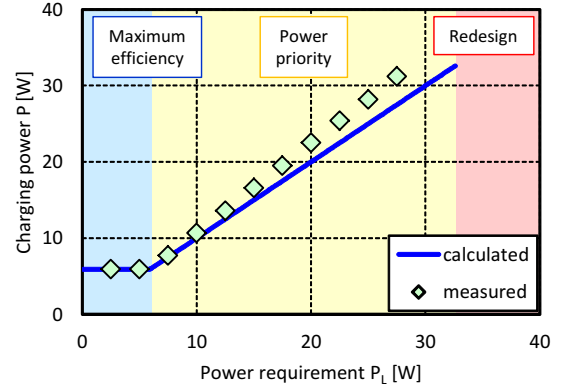
力を増加させていることが分かる。しかし、実際の受電電力 P が電力要求 P_L に対して不足しているため、これらの比として単純計算された図 53(c) の変換比 α が 1 を超える結果となった。

これは今回検討した等価回路では電力変換回路の非線形性が考慮されていないことが原因と考えられる。本ケースにおける電力優先動作では V_2 を V_1 よりも大きくしていくため、受電側電力変換回路のダイオードが導通する際の電圧関係から電流不連続モードが生じやすくなる。このとき、受電側電力変換回路によって整流された電力は非線形性を考慮せずに求めた受電電力 P に対して小さくなり、その結果として電力不足が生じたといえる。また、図 53(d) に示す通り、電力優先動作時の伝送効率 η は V_2 の増加に応じて計算値と測定値の差異が大きくなっており、同様に非線形性の影響が考えられる。

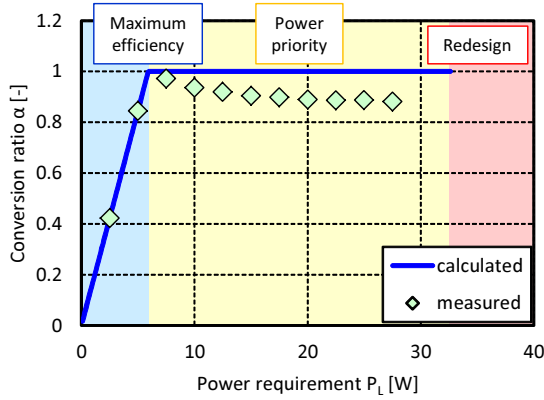
本実験では $P_{\eta\max} < P_L$ となる場合に効率を犠牲にして電力を増加させられることを示したが、本ケースでは非線形性などの影響によって理論式に誤差が生じやすいことが分かった。そのため、本実験の電力優先動作では $\alpha = 1$ として検討したが、 α を 1 以下（例えば 0.9 など）に設計して受電電力の目標値 P_{ref} をすべての範囲において負荷電力 P_L よりも余力を持たせることで安定した電力供給を実現する手法などが必要になるといえる。また、変換比 α を用いてモデル化誤差や外乱を補償する制御 [80] などを併用する手法も有効と考えられる。



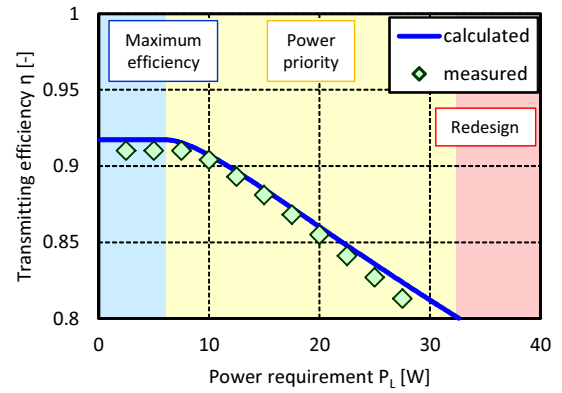
(a) V_1, V_2 (fixed), and A_V .



(b) $P (< P_{\eta\text{lim}})$.



(c) α .



(d) $\eta (> \eta_{\text{lim}})$.

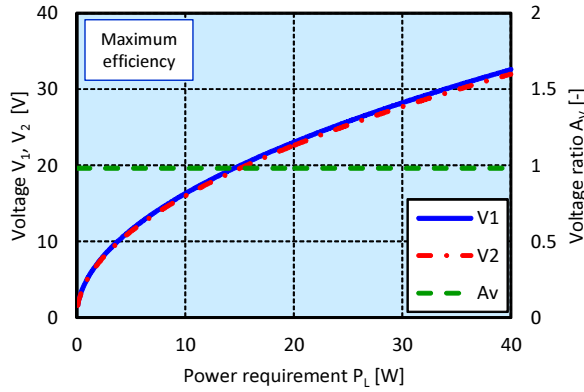
図 54: CASE C における電圧設計の実験結果

CASE C : V_1 可変, V_2 固定のとき

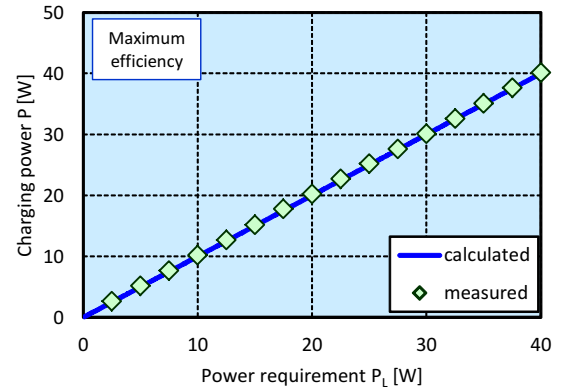
$P_L \leq P_{\eta\text{max}}$ の領域では最適電圧比 $A_{V\eta\text{max}}$ を達成するため, V_1 は図 54(a) に示すように一定として設計している。このとき, 図 54(b) が示すように $P \approx P_{\eta\text{max}}$ であるため, 図 54(c) に示す α を用いれば電力要求 P_L を達成できる。また, 図 54(d) に示す伝送効率 η の計算値と測定値は CASE B と同様に僅かな差異が生じているが, 他の領域における η との比較から最大効率動作を実現していることが確認できる。

次に, $P_{\eta\text{max}} < P_L$ の領域では P_L に応じて $V_{1\text{ref}}$ を設計するため, 図 54(a) に示すように P_L が大きくなるにつれて V_1 を増加させている。このとき, 図 54(d) に示す η が低下していくが, 図 54(b) に示す P が大きくなっており, 電力優先動作を実現できている。ここで, 受電電力 P が電力要求 P_L に一致するように V_1 を設計しているが, 実際受電電力 P が理論値に対して大きくなったため, 図 54(c) に示す変換比 α は 1 よりも小さくなる結果が得られた。

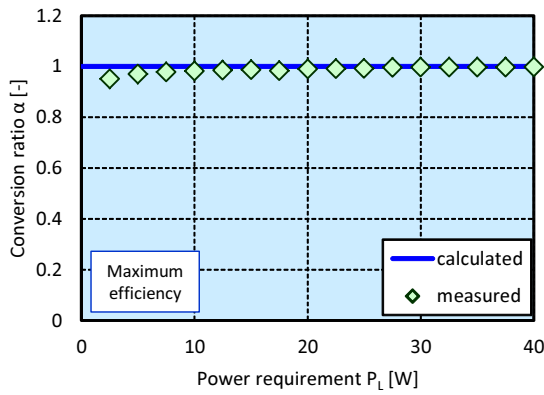
本ケースの電力優先動作では V_2 に対して V_1 を大きくしていくため, 図 54(a) に示すように電圧比 A_V が小さくなり, CASE B とは反対の動作となることが分かる。従って, 受電側電力変換回路の電流不連続モードによる影響は少なくなるため, ここでは異なる要因が考えられる。



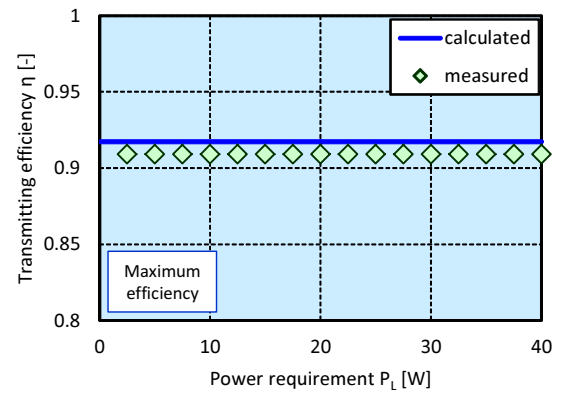
(a) V_1 , V_2 , and A_V (optimized).



(b) $P (= P_{\eta_{\max}})$.



(c) $\alpha (= 1)$.



(d) $\eta (= \eta_{\max})$.

図 55: CASE D における電圧設計の実験結果

本実験における電圧設計では各スイッチング素子の電圧降下を無視したフーリエ級数展開から各直流電圧を求めたが，ここでは受電側電力変換回路におけるダイオードの電圧降下によって設計値として与えた $V_2 = 12 \text{ V}$ よりも大きくなった可能性がある。このとき， V_2 が設計値よりも大きくなることで実際の受電電力 P が電力要求 P_L よりも大きくなり，その結果として変換比 α が 1 よりも小さくなったと考えられる。

$P_{\eta_{\lim}} < P_L$ となる条件では $\eta < \eta_{\lim}$ となるため，再設計が必要となっている。ここで，図 54(d) に示す η は V_1 の増加によって測定値が計算値よりも低下してしまっているため，理論値よりも V_1 が小さい条件で $\eta < \eta_{\lim}$ となり，再設計が必要となっている。しかし，本ケースにおける実験では最大効率動作，電力優先動作，再設計の 3 つの領域がすべて存在する結果となり，提案手法によって設計指針を区分する有効性を検証できた。

CASE D : V_1 可変， V_2 可変のとき

本ケースでは V_1 および V_2 の両方が設計可能であるため，常に最大効率動作を実現できる。まず， $P = P_{\eta_{\max}} = P_L$ として $V_{1\text{ref}}$ を設計した後に最適電圧比 $A_{V\eta_{\max}}$ に基づいて $V_{2\text{ref}}$ を設計し

ているため、図 55(a) に示す電圧比 A_V は常に $A_{V\eta\max}$ で一定となっている。このとき、図 55(b) に示す受電電力 P は設計値と良い一致が得られており、図 55(c) の変換比 α もほぼ 1 として設計通りとなっている。また、図 55(d) に示す伝送効率 η は計算値に対して測定値が若干低下しているが、他のケースにおける最大効率動作と等しい効率を達成しており、負荷電力 P_L によらず最大効率動作を実現できている。以上の検討より、提案手法に基づく設計法の有効性が確認できた。

本ケースでは電圧比 A_V が常に最適化されているために各電圧のバランスがよく、他のケースと比較して理論値と実測値の誤差が少なく良好な結果が得られた。ここで、伝送効率 η は僅かに誤差が生じているが、電源や測定機器を送受電器に接続する際の配線抵抗などの理論計算では考慮していない損失が生じたためと考えられる。

3.6 まとめ

本研究では磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送の送電側および受電側のシステム電圧に着目し、それぞれが設計可能あるいは制御可能であるか否かによってシステム構成を分類して各電圧の設計指針を示した。また、負荷の電力要求に応じて最大効率動作および電力優先動作に区分し、各条件においてシステム電圧比が定める伝送効率および受電電力の特性式から各電圧の設計法を提案した。このとき、負荷の電力要求だけでなく、システムの効率制約についても検討することで再設計が必要な領域についても明らかにした。

送電側および受電側のどちらも設計できない場合には回路パラメータによって伝送効率および受電電力が一意に定まってしまうため、受電側制御によって電力供給を安定化することしかできないが、送電側あるいは受電側のいずれか一方が設計できる場合には電力要求の大きさに応じて最大効率動作あるいは電力優先動作を想定したシステム電圧の設計指針を示した。また、送電側および受電側のいずれも設計できる場合にはシステム電圧の最適設計御法を利用でき、電力要求の制約から送電側電圧を設計し、最大効率動作の制約から受電側電圧を設計すればよいことを示した。

なお、本研究では回路パラメータが与えられた場合に関する設計指針しか言及できておらず、送受電器の位置変化によって回路パラメータが変化する場合や負荷の電力要求が一定でなく頻繁に変動するアプリケーションなどでは更なる検討が必要である。走行中ワイヤレス給電においても、クルマの走行に応じて送受電コイル間の結合状態が変化するため、パラメータ変動や負荷変動を考慮した設計法の検討は今後の課題として挙げられる。しかし、アプリケーションに応じて想定されるパラメータ変化や負荷変動の範囲をある程度絞ることができれば、本手法を応用することでより高度な設計手法を提案できると考えられ、今後も検討を続けていく。

第 4 章

送受電間の通信を用いない受電側制御

4.1 はじめに

走行中ワイヤレス給電では送電コイル，路面インバータなどで構成される路面設備は長距離かつ劣悪な環境に設置されるため，低コストで保守性に優れたシステムが必要である。また，序論で述べたように不特定多数のクルマが行き交う道路において送受電間の通信に基づく制御技術の実装は難しく，路面設備の簡単化を図らなければならない。そのため，本研究では通信を用いない受電側制御を提案し，路面側のインテリジェンスを求めずに WPT システムの伝送効率を最大化する手法を示す。ここで，制御目標値の計算に必要な情報（回路パラメータや状態変数など）が受電側において未知な場合，受電側情報に基づいて推定しなければならない。

先行研究において，受電側電流を用いた送受電器の結合係数推定 [81] および受電側電力変換回路を用いた最大効率制御 [77] が提案されているが，送電側電圧および送電コイルの内部抵抗に関する情報が事前に必要であり，受電側からこれらを推定できない場合，路面設備の設計制約によってこれらの値が一定となるように仕様を定めなければならない。また，WPT システムにおける複数パラメータの同時推定法は送電側の電源周波数を可変として取得できる情報量を増やす手法が提案されているが [82]，受電側においては動作周波数を制御できないため，受電側情報に基づく複数パラメータの同時推定法は未だ実現されていなかった。

本章では受電側制御に用いる電力変換回路の動作モードに着目し，受電側情報を用いた 2 変数の同時推定法を提案するとともに，これらの推定結果に基づいて伝送効率を最大化する受電側制御の目標値を導出する手法を示す。4.2 節では受電側制御に用いる状態変数の一般化を行い，推定すべき必要最低限の状態変数を定義する。4.3 節では受電側の電力変換回路が利用する動作モードに着目した 2 変数の同時推定法を示し，受電側情報に基づく伝送効率の最大化手法に応用する。4.4 節では提案手法の有効性をシミュレーションおよび実験によって検証し，4.5 節でまとめを述べる。

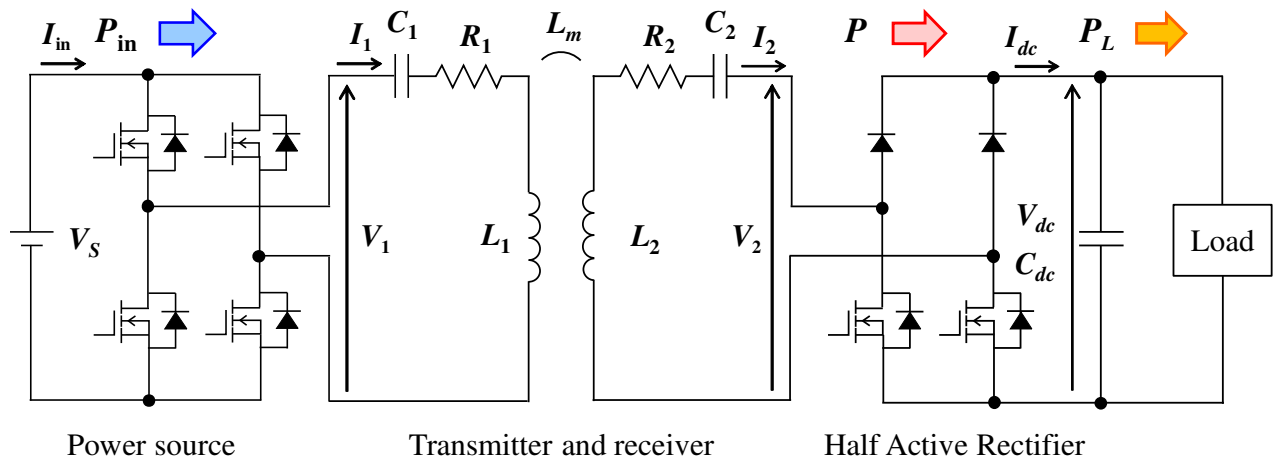


図 56: ワイヤレス電力伝送の回路構成

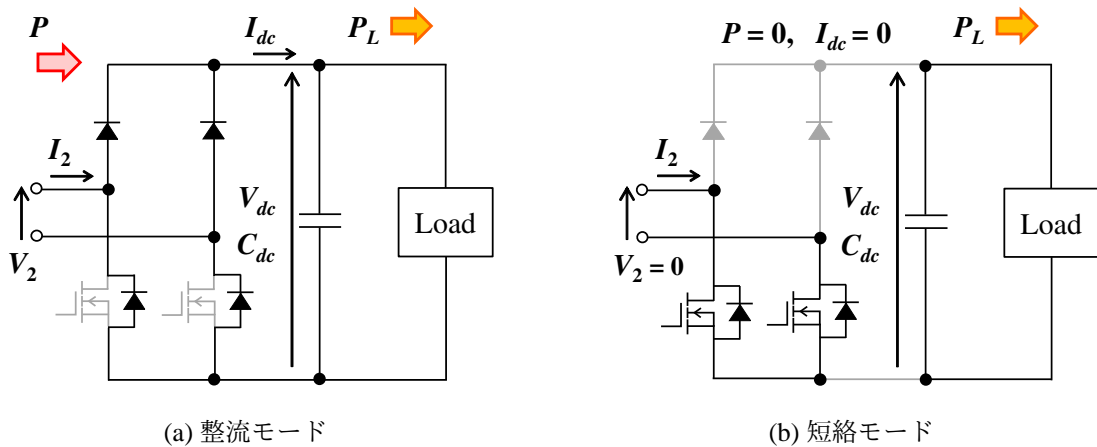


図 57: ハーフアクティブ整流器の動作モード

4.2 受電側制御に用いる状態変数の一般化

4.2.1 システム構成と前提条件

本研究で想定する WPT システムの回路構成を図 56 に示す。送電側は直流電源およびフルブリッジインバータを用いて電力伝送を行い、受電側はハーフアクティブ整流器（Half Active Rectifier : HAR）を利用して受電側システムの安定動作を実現する。負荷はインバータ制御されるモータ負荷や充電制御されるバッテリー負荷などの定電力負荷を想定しているが、受電側の HAR を用いた電圧安定化制御によって安定した電力伝送を実現できることを 2 章で示した。

ここで、HAR の動作モードを図 57 に再掲する。整流モードでは下アームを OFF 状態として整流動作を行い、このときの受電側電圧 V_2 は直流リンク電圧 V_{dc} によって定められる。一方で、短絡モードでは下アームを ON 状態として受電器短絡を実現し、このときの V_2 はスイッチング素子の電圧降下を無視すれば 0 と仮定できる。HAR を用いた受電側制御ではこれらの動作モー

ドを適切に切り替えることで、直流リンク電圧 V_{dc} の安定化や平均給電電力 \bar{P} の制御を実現する。本章ではこの HAR の動作モードを利用した 2 変数の同時推定法および推定結果に基づく伝送効率の最大化手法を提案する。

本研究では送電側および受電側における共振条件を満たすため、送電側の電力変換回路による動作角周波数 ω_0 は

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4-1)$$

として与え、送受電器はこれらのパラメータを満たすように設計する。また、式変形が煩雑となることを避けるため、送電側電圧 V_1 および受電側電圧 V_2 は動作周波数における基本波実効値とし、送電側電流 I_1 および受電側電流 I_2 も同様に基本波実効値として議論する。

4.2.2 回路解析による制御目標値

まず、伝送効率を最大化する受電側電圧 $V_{2\eta\max}$ を導出し、従来手法において受電側情報に基づく制御目標値の計算が難しいことを示す。

これまでに示した WPT システムの回路解析より、最大効率を満たす最適電圧比 $A_{V\eta\max}$ は

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

と記述されるため、伝送効率を最大化する受電側電圧 $V_{2\eta\max}$ は

$$V_{2\eta\max} = A_{V\eta\max} V_1 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m V_1}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1 R_2}} \quad (4-3)$$

と表せる [65]。

ここで、(4-3) 式は受電側で直接測定できないパラメータとして送電側電圧 V_1 、送電コイルの内部抵抗 R_1 、送受電コイルの相互インダクタンス L_m の 3 つの変数を含んでいる。これらの未知パラメータを受電側から推定できない場合、路面設備に設計制約を課すことでこれらの値を既知としなければ受電側において制御目標値を計算できない。

4.2.3 一般化変数を用いた制御目標値

次に、受電側における制御目標値の導出に必要な状態変数をそれぞれ一般化変数として定義し、本研究では 2 つの一般化変数 x_1, x_2 を

$$x_1 = k^2 Q_1 Q_2 = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2} \quad (4-4)$$

$$x_2 = V_{2\max} = \frac{\omega_0 L_m V_1}{R_1} \quad (4-5)$$

として利用する。

表 9: 送受電コイルのパラメータ

	Transmitter	Receiver
Resistance R_1, R_2	1.19 Ω	1.23 Ω
Inductance L_1, L_2	617 μH	617 μH
Capacitance C_1, C_2	4000 pF	4000 pF
Resonance frequency f_1, f_2	101.3 kHz	101.3 kHz
Mutual inductance L_m	77.8 μH (gap : 200 mm) 37.3 μH (gap : 300 mm)	
Coupling coefficient k	0.126 (gap : 200 mm) 0.060 (gap : 300 mm)	
Outer diameter	440 mm	
Number of turns	50 turns	

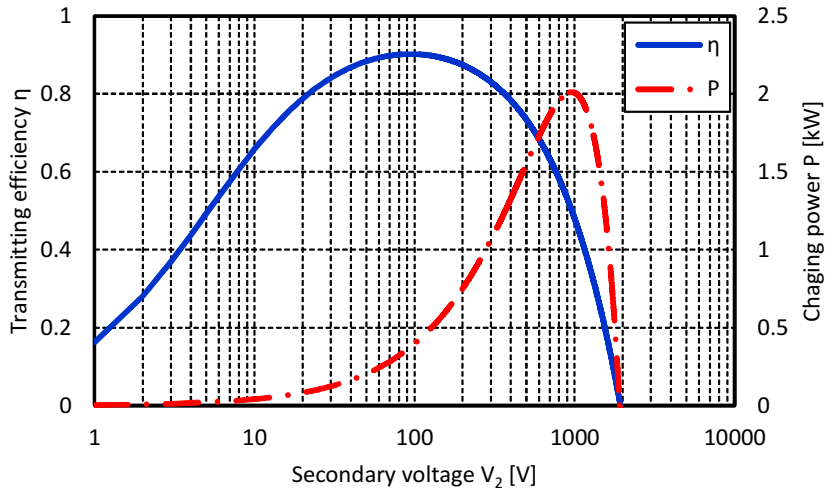


図 58: 受電側電圧 V_2 に対する伝送効率 η および給電電力 P ($V_1 = 100 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$)

ここで、2つの一般化変数 x_1, x_2 の選び方は一意ではないが、本研究では直観的に分かりやすい手法を提示するため、 x_1 として WPT システムの効率評価などに利用される kQ 積 [83, 84], x_2 として電力伝送が可能な最大受電側電圧 $V_{2\max}$ から選択した。

x_2 が示す物理的な意味合いをさらに解説する。受電側電圧 V_2 に対する伝送効率 η および給電電力 P の特性を図 58 に示す。ここで、送受電コイルのパラメータは表 9 に示す値を用いた。図 58 が示すように、 $V_2 \neq 0$ の条件において受電電力 $P = 0$ となる受電側電圧 $V_{2\max}$ が存在しており、 $V_{2\max} < V_2$ となる条件では安定した電力伝送が実現できないことを示している。このとき、等価的な負荷抵抗値 R_L は無限大として表現され、その最大電圧比 $A_{V\max}$ は

$$A_{V\max} = \frac{V_{2\max}}{V_1} = \frac{\omega_0 L_m}{R_1} \quad (4-6)$$

となることが知られている [64]。従って、2つの一般化変数 x_1, x_2 はそれぞれ意味を持つ物理量として選択しており、直観的に理解しやすく実用を考慮した手法として記述している。

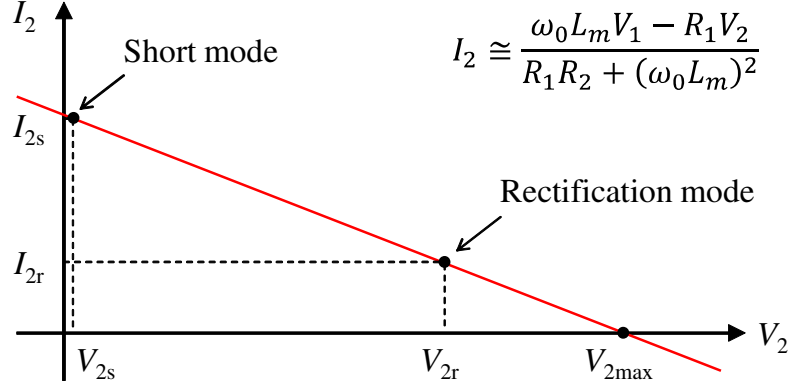


図 59: ハーフアクティブ整流器の各動作モードにおける受電側電流 I_2

以上の検討より、3つの未知パラメータ V_1, R_1, L_m を含む (4-3) 式を2つの一般化変数 x_1, x_2 を用いて表す。(4-3) 式は適切な式変形によって

$$\begin{aligned}
 V_{2\eta\max} &= \frac{\omega_0 L_m V_1}{R_1} \frac{1}{1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \\
 &= \frac{V_{2\max}}{1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \\
 &= \frac{x_2}{1 + \sqrt{1 + x_1}}
 \end{aligned} \tag{4-7}$$

と記述でき、受電側における制御目標値の導出に必要な状態変数を2つに削減できている。

4.3 受電側情報に基づく2変数同時推定

本節では受電側制御に用いる HAR の動作モードに着目し、受電側における電圧・電流値の情報に基づく2つの一般化変数 x_1, x_2 の同時推定法を示す。

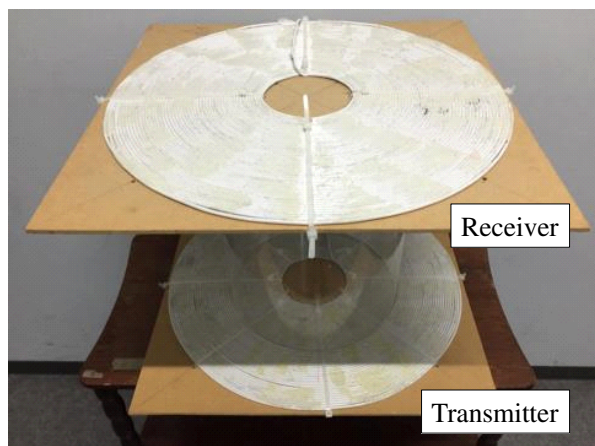
4.3.1 受電側電流の理論式

これまで示した WPT システムの回路解析より、受電側電流 I_2 は

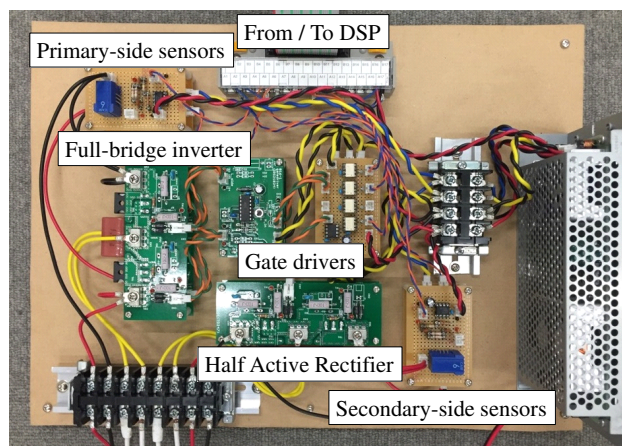
$$I_2 = \frac{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \tag{4-8}$$

と計算できる。このとき、受電側電圧 V_2 に対する受電側電流 I_2 は図 59 に示す通りである。

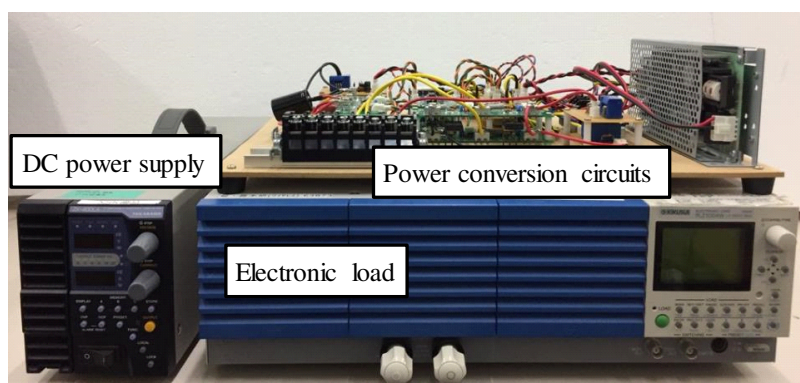
ここで、従来のダイオード整流回路を用いた場合には整流モードにおける測定値 V_{2r}, I_{2r} しか得られないが、HAR を用いた場合には整流モードと短絡モードの2つの動作点が存在し、受電側制御ではこれらの動作モードを周期的に繰り返す。従って、HAR の整流モード時には V_{2r}, I_{2r} の値をそれぞれ取得でき、短絡モード時には V_{2s}, I_{2s} の情報が得られる。このとき、各動作モードにおける受電側電流 I_{2r}, I_{2s} はいずれも (4-8) 式を満たし、これらの情報を2つの一般化変数の同時推定に利用する。



(a) 送受電コイル



(b) 電力変換回路



(c) 電源および負荷

図 60: ワイヤレス電力伝送の実験装置

なお，HAR の整流モード時における受電側電圧 V_{2r} は V_{dc} を振幅とした矩形波動作から求められ，短絡モードにおける受電側電圧は受電器の短絡動作によって 0 となるため，

$$V_{2r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}(V_{dc} + 2V_f) \quad (4-9)$$

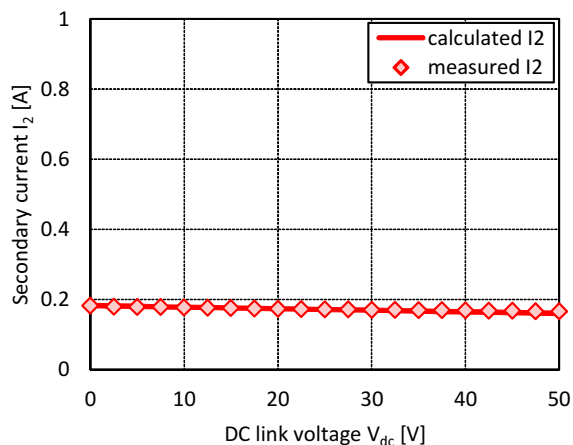
$$V_{2s} = 0 \quad (4-10)$$

として与えられる。ここで， V_f はダイオードの順方向電圧である。

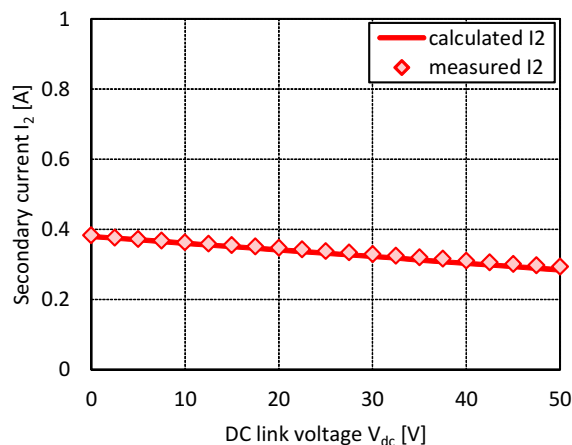
4.3.2 受電側電流の測定実験

実験条件

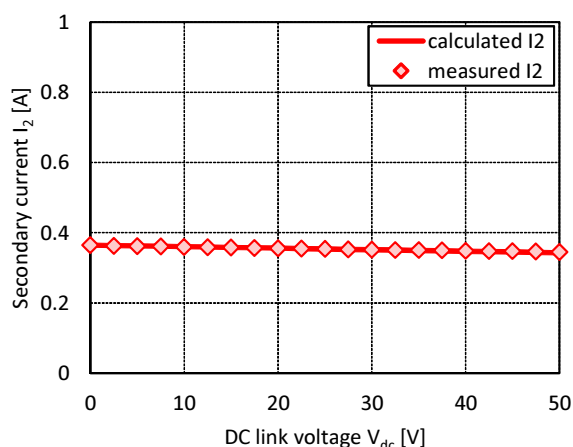
(4-8) 式を推定手法に応用できることを確認するため，受電側電流 I_2 の測定実験を行った。ワイヤレス電力伝送に用いた実験回路は図 56 に示す構成とし，図 60 に示す実験装置を利用した。送受電器のパラメータは表 6 に示す通りであり，送受電器および電力変換回路はすべて自作したものである。各電力変換回路は DSP（PE-PRO/F28335A, Myway）を用いて制御し，HAR の各動作モードにおける受電側電流 I_{2r}, I_{2s} を測定した。



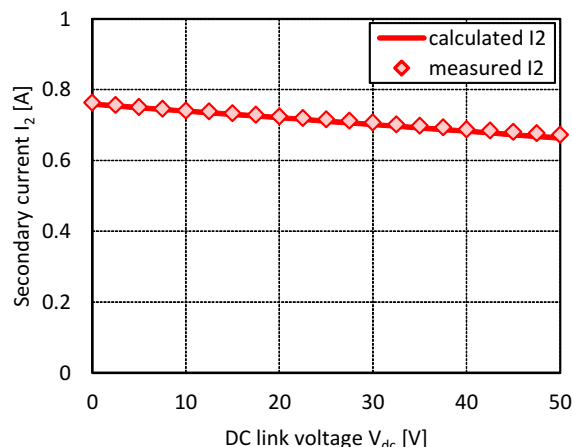
(a) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(b) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$



(c) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(d) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$

図 61: 受電側電流 I_2 の測定結果

本実験では理論検証が目的であるため、送電電力が 50 W 以下となるように条件を定めた。電源電圧 V_s は 10 V および 20 V とし、伝送距離は 200 mm および 300 mm として検証した。負荷は電子負荷 (PLZ1004W, KIKUSUI) を定電圧モードで使用し、直流リンク電圧 V_{dc} を 2.5 V から 50 V まで 2.5 V 刻みで変化させた。

実験結果

I_2 の測定結果を図 61 に示す。ここでは HAR の短絡モードにおける受電側電圧 V_{2s} は V_{dc} にらず、全ての条件で 0 となるため、短絡モード時における受電側電流 I_{2s} は $V_{dc} = 0$ としてプロットしている。また、HAR の整流モード時における受電側電流 I_{2r} はそれぞれの V_{dc} でプロットしており、全ての条件において (4-8) 式を用いた理論値と測定値が良く一致している。

図 61(a) および図 61(b) の電源電圧 V_s が小さい条件では I_2 の絶対値が小さくなり、受電側で電流測定を実施しにくい条件となっている。また、図 61(a) および図 61(c) の伝送距離が短い条

件では I_{2r} と I_{2s} が大きく変わらず、HAR の整流モードと短絡モードによる電流変化が小さいことが分かる。 I_2 の大きさは伝送距離によっても変化しており、電源電圧 V_s が大きく、伝送距離が長い図 61(d) の条件が最も推定法に利用しやすいと考えられる。

4.3.3 2つの一般化変数 (kQ 積と $V_{2\max}$) の同時推定

以上の検証より、受電側電流 I_2 の理論式が有用であることを確認できたため、(4-8) 式に基づいて 2 つの一般化変数 x_1, x_2 の推定式を導出する。まず、(4-8) 式より

$$V_2 + R_2 I_2 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2} R_2 I_2 = \frac{\omega_0 L_m V_1}{R_1} \quad (4-11)$$

が得られ、(4-4), (4-5) 式を用いて

$$V_2 + R_2 I_2 + k^2 Q_1 Q_2 R_2 I_2 = V_{2\max} \quad (4-12)$$

と表せる。ここで式を整理し、 x_1, x_2 で記述すると

$$(-R_2 I_2) x_1 + x_2 = V_2 + R_2 I_2 \quad (4-13)$$

を得る。ここで、一般化変数ベクトル \mathbf{x} を

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} k^2 Q_1 Q_2 & V_{2\max} \end{bmatrix}^T \quad (4-14)$$

と定義し、HAR の整流モード時における測定値 V_{2r}, I_{2r} と整流モード時における測定値 V_{2s}, I_{2s} を用いれば、 $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$ と表せるため、

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 & \hat{x}_2 \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (4-15)$$

$$\mathbf{A} := \begin{bmatrix} -R_2 I_{2r} & 1 \\ -R_2 I_{2s} & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} := \begin{bmatrix} V_{2r} + R_2 I_{2r} \\ V_{2s} + R_2 I_{2s} \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

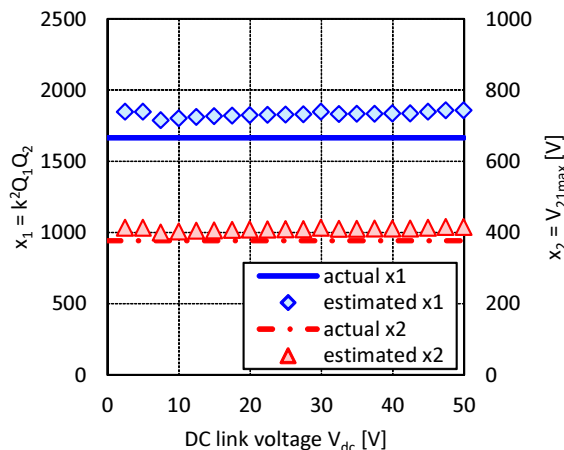
として、 \hat{x}_1 と \hat{x}_2 が得られる。

ここで、(4-15) 式に用いられるパラメータはすべて受電側から取得可能であり、送電側の情報を用いることなく 2 つの一般化変数 x_1, x_2 を推定できることが分かる。また、推定された \hat{x}_1, \hat{x}_2 を用いれば受電側で伝送効率を最大化する制御目標値は (4-7) 式に基づいて計算でき、路面側にインテリジェンスを求めずに受電側情報のみに基づいて伝送効率を最大化できる。

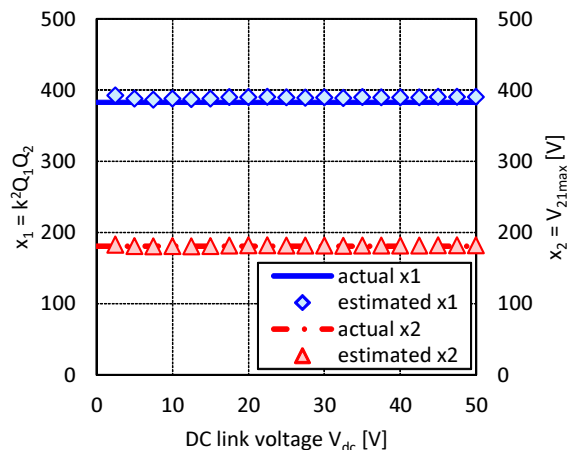
4.4 シミュレーションおよび実験

4.4.1 シミュレーション・実験条件

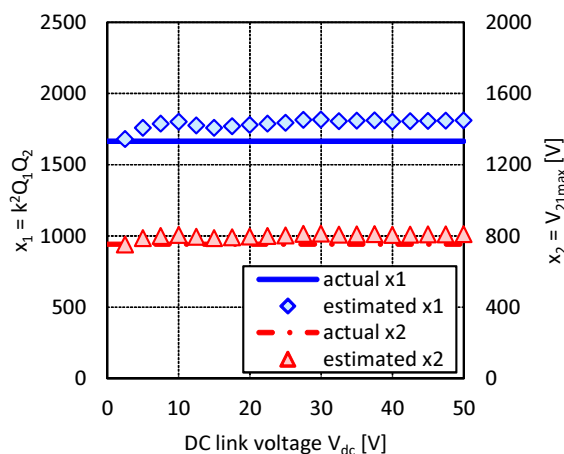
2 つの一般化変数 x_1, x_2 の同時推定法および推定結果に基づく伝送効率の最大化手法の有効性をシミュレーションおよび実験によって検証する。回路構成および実験装置は図 56, 図 60 に示す通



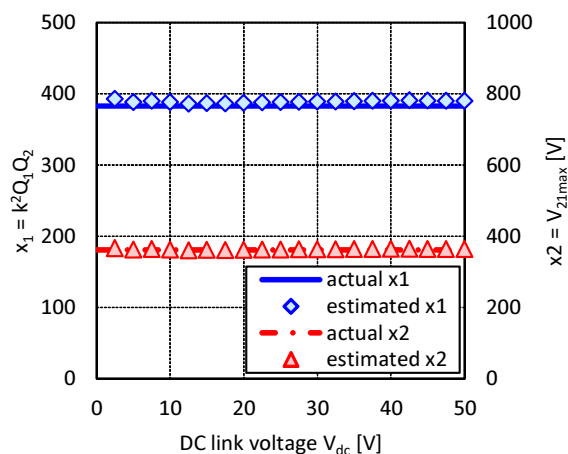
(a) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(b) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$



(c) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(d) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$

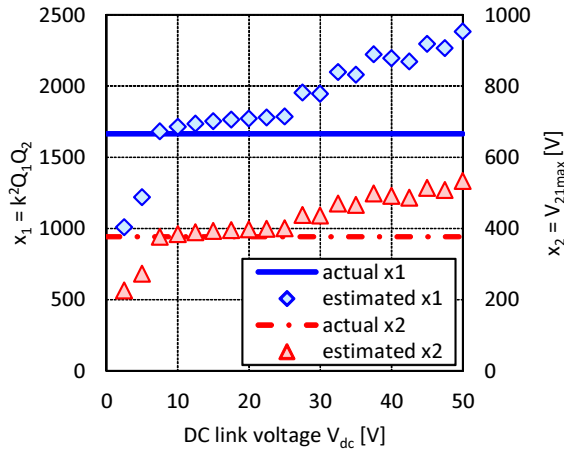
図 62: 2つの一般化変数の同時推定におけるシミュレーション結果

りであり、受電側電流 I_2 の測定実験と同じ条件で行った。シミュレーションはMATLAB/Simulink, SimPowerSystems を使用し、実験と同じ条件で行った。

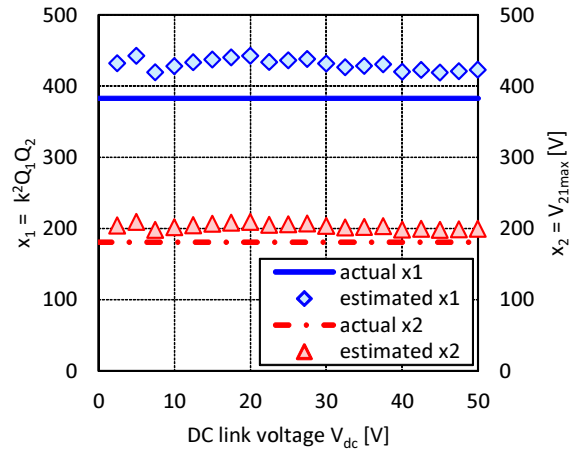
x_1, x_2 の同時推定には図 61 に示した I_2 の測定結果を利用し、これらの推定結果に基づいて受電側で伝送効率を最大化する制御目標値を計算した。また、得られた制御目標値 $V_{2\eta\max}$ を満たすように整流後の直流リンク電圧 V_{dc} を制御した場合と制御しない場合の伝送効率 η を比較検討した。これらの η は送受電器の入出力電力（交流側）からパワーアナライザ（PPA5530, Newtons4th Ltd.）を利用して測定したため、各電力変換回路の効率を含めていない。

4.4.2 2つの一般化変数（ kQ 積と $V_{2\max}$ ）の同時推定

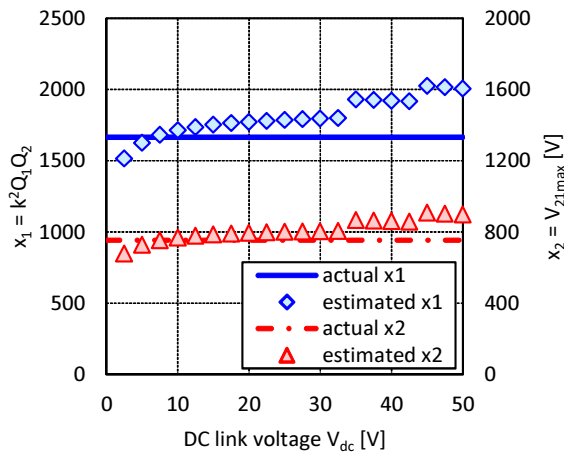
2つの一般化変数 x_1, x_2 の同時推定におけるシミュレーション結果を図 62 に示す。各プロットが推定結果 \hat{x}_1, \hat{x}_2 、実線および点線がこれらの真値 x_1, x_2 を示している。ここでは、図 61 に示



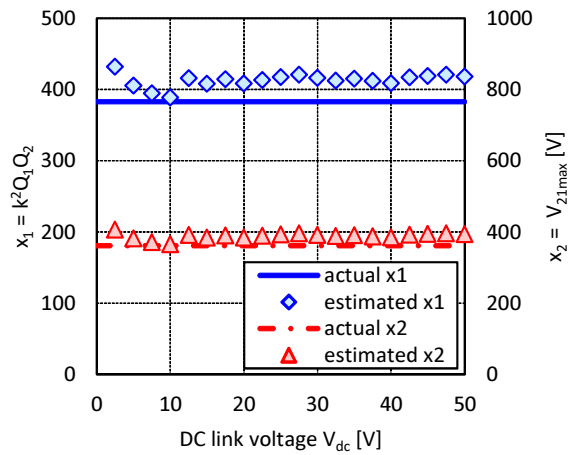
(a) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(b) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$



(c) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



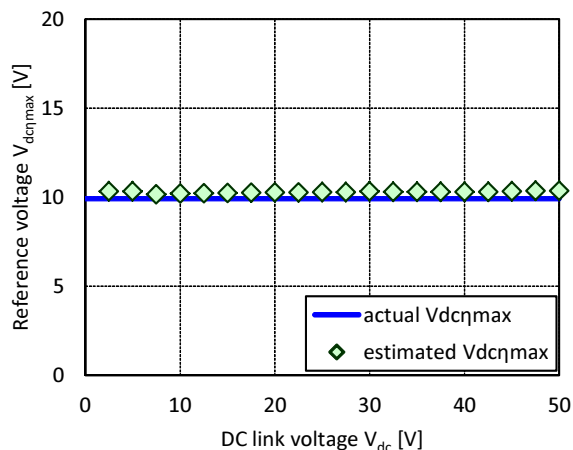
(d) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$

図 63: 2つの一般化変数の同時推定における実験結果

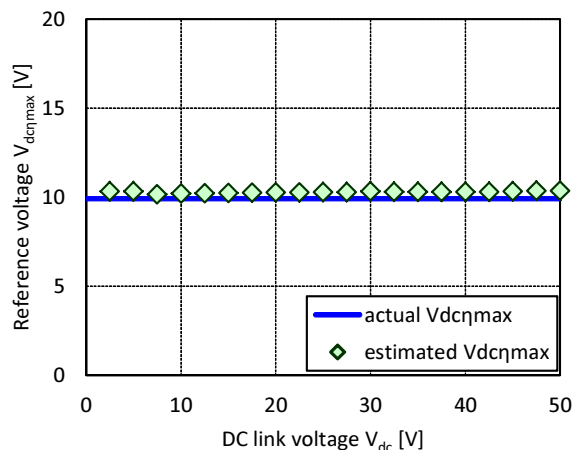
した I_2 の測定実験と同様に HAR の各動作モードにおける受電側電流 I_{2r}, I_{2s} のシミュレーション値を取得し、(4-15) 式に示した推定式を用いて \hat{x}_1, \hat{x}_2 を求めた。

図 62 に示すシミュレーション結果から x_1, x_2 を適切に推定できていることが確認できる。しかし、図 62(a) および図 62(c) の相互インダクタンス L_m が大きい条件では \hat{x}_1 が真値に対して若干大きくなっており、受電側制御に応用する際の影響を検証しなければならない。

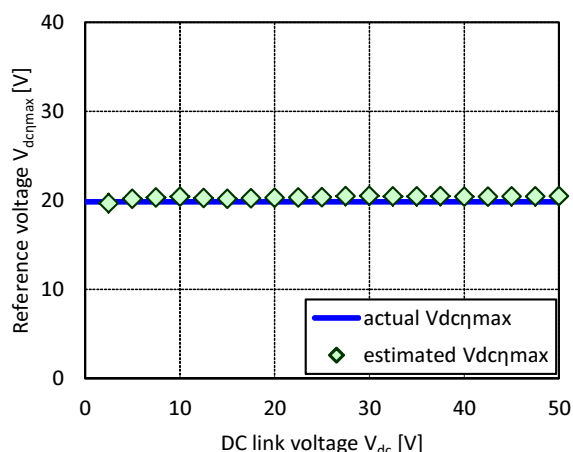
次に、 x_1, x_2 同時推定の実験結果を図 63 に示す。シミュレーション結果と同様に L_m が大きい図 63(a) および図 63(c) の条件では x_1, x_2 の推定結果とこれらの真値の間に大きな誤差が生じている。これらの結果は I_2 の測定実験で述べたように HAR の整流モードと短絡モードにおける I_{2r}, I_{2s} の変化が少なく、測定誤差の影響が大きく現れたためと考えられる。特に、図 65(a) の条件において直流リンク電圧 V_{dc} が大きい場合に推定精度が最も悪化しており、これらの推定結果により計算される制御目標値の有用性および受電側制御による伝送効率の改善効果について適切に評価しなければならない。



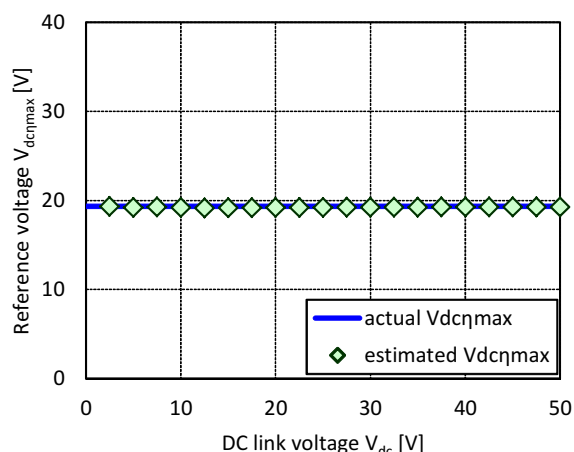
(a) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(b) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$



(c) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



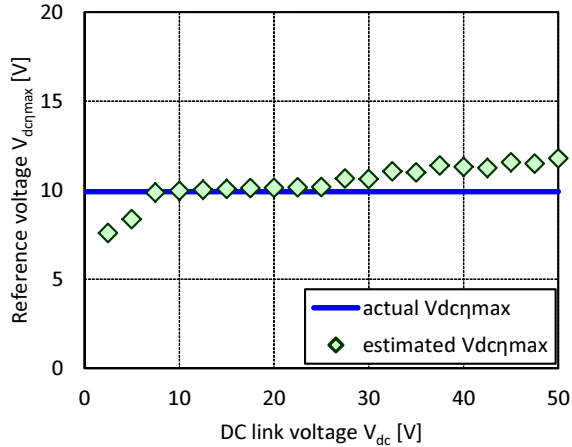
(d) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$

図 64: シミュレーション結果に基づく制御目標値の計算結果

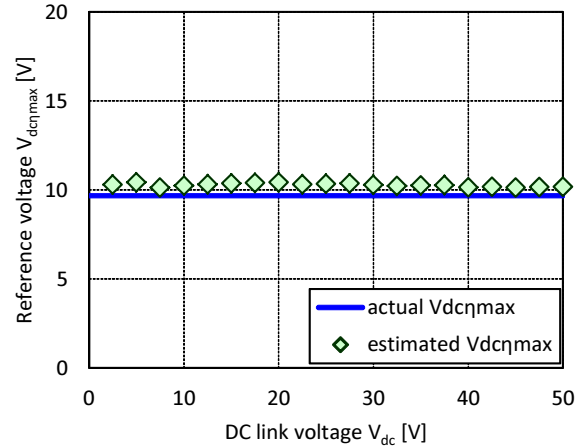
4.4.3 2つの一般化変数 (kQ 積と $V_{2\max}$) に基づく制御目標値の計算

x_1, x_2 同時推定のシミュレーション結果に基づく制御目標値の計算結果を図 64 に示す。各プロットは図 62 の推定結果に基づいて計算した制御目標値であるが、ほとんどの条件において実線で示した真値と一致している。そのため、図 62 に示したシミュレーション結果と同程度の推定精度を実現できれば、受電側から伝送効率を最大化する手法に適用できることが分かる。

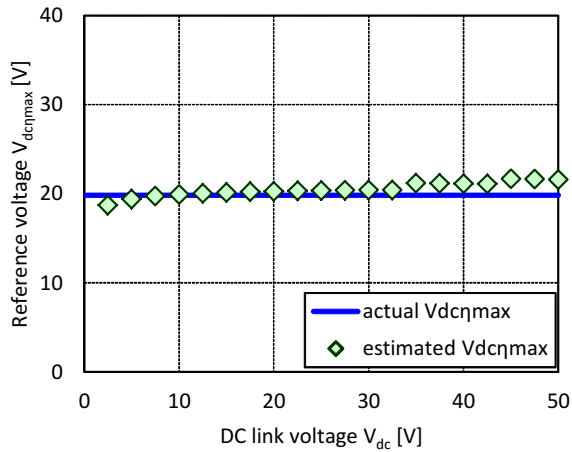
次に、図 63 に示した x_1, x_2 同時推定の実験結果を用いて計算した制御目標値を図 65 に示す。ここで、図 65(a) に示す条件以外では制御目標値の計算結果と真値が概ね一致しており、受電側の制御手法に適用できる程度の推定精度が得られていることが確認できる。これらの条件では x_1 の推定精度が悪化しても、 x_2 を適切に推定できていることから、 x_2 の推定精度が制御目標値の計算に大きく影響を与えることが想定される。このことは (4-7) 式に示した制御目標値の計算式からも同様に考察できるため、この特性を考慮した推定手法の改善が今後の課題として挙げられる。



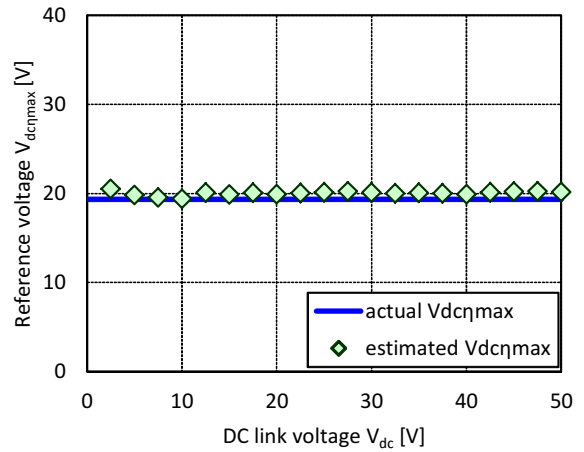
(a) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(b) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$



(c) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(d) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$

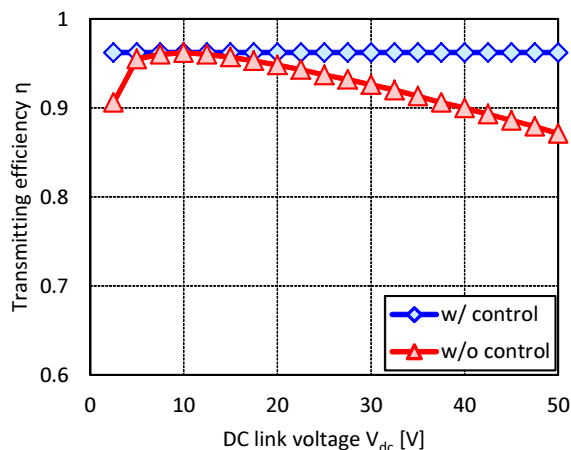
図 65: 実験結果に基づく制御目標値の計算結果

なお、図 65(a) の条件においても、受電側の直流リンク電圧 V_{dc} を制御目標値の計算結果と一致するように制御した後、改めて x_1, x_2 の同時推定および制御目標値の計算を行えば漸近的に真値に近い制御目標値を算出できる可能性が考えられる。しかし、現時点では x_1, x_2 の推定結果に基づく制御目標値の計算と受電側の制御実装を同時に実現できていないため、今後は更なる検討と実証実験が必要となる。

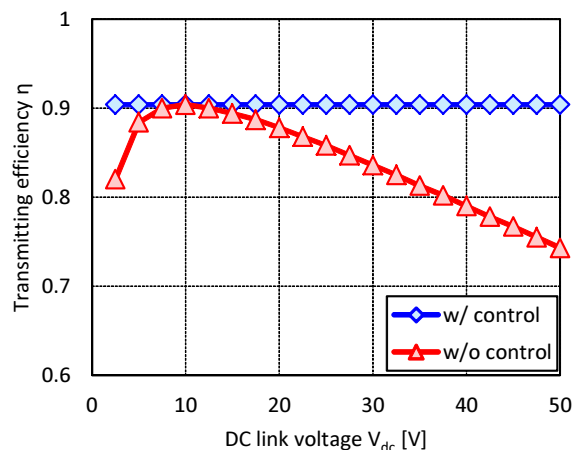
4.4.4 2つの一般化変数 (kQ 積と $V_{2\max}$) に基づく伝送効率最大化

最後に、2つの一般化変数の同時推定法に基づく制御目標値を利用した受電側制御による伝送効率最大化について検証する。

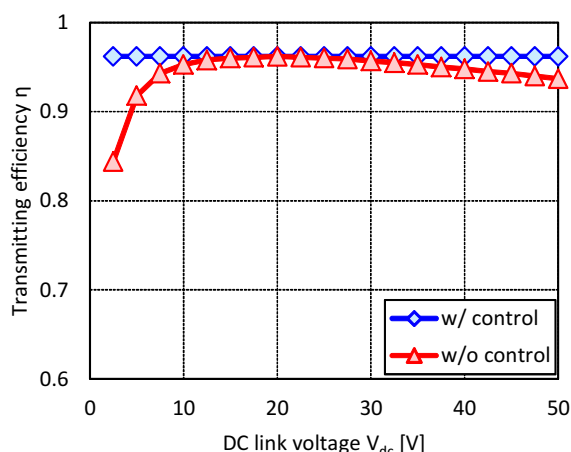
シミュレーション結果を図 66 に示す。ここで、制御なしの場合には横軸に示す直流リンク電圧 V_{dc} をそのまま利用したときの伝送効率を示しており、制御ありの場合には V_{dc} が図 64 に示



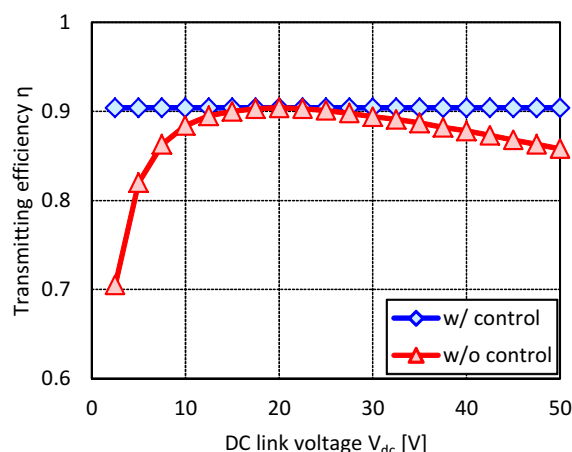
(a) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(b) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$



(c) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



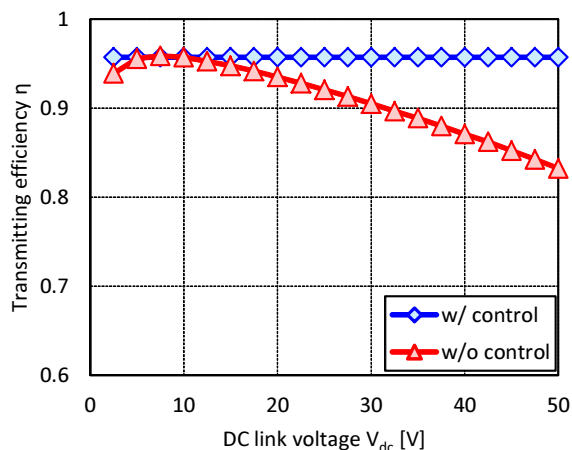
(d) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$

図 66: 制御目標値の計算結果を用いた伝送効率最大化のシミュレーション結果

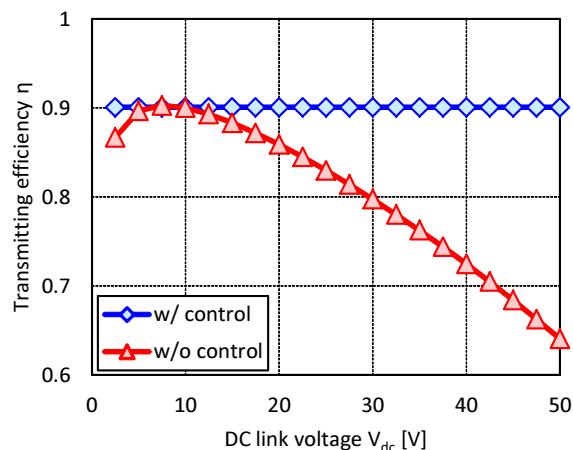
した制御目標値 $V_{dc\eta_{\max}}$ に一致するように制御したときの伝送効率を表している。これらの結果より、提案手法によって計算された制御目標値を用いて受電側を制御することで、路面側にインテリジェンスを求めることなく、ほぼすべての範囲で伝送効率を最大化できることを示した。

次に、 x_1, x_2 同時推定の実験結果より得られた制御目標値を受電側制御に利用した場合の実験結果を図 67 に示す。シミュレーション結果と同様に、ほぼすべての範囲において伝送効率を最大化できており、提案手法の有効性が確認できた。ここで、図 65(a) に示した制御目標値の計算結果では導出されるべき真値に対して推定誤差が生じていたが、伝送効率はほとんど低下していないことが図 66(a) より確認できる。従って、受電側から伝送効率を最大化する目的であれば、 x_1, x_2 の推定精度は図 63 に示した程度であっても問題ないことが示された。

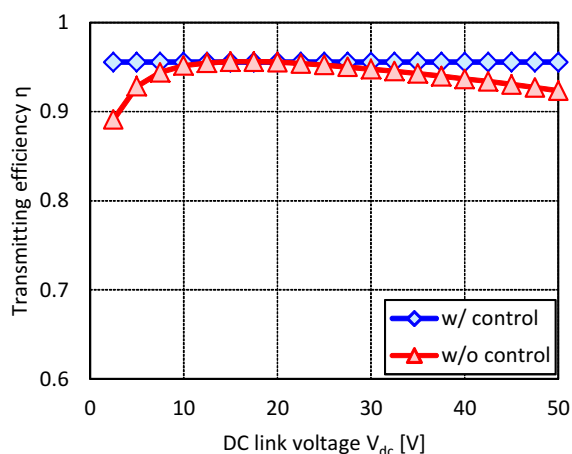
なお、数十 % 程度の推定誤差を許容できるアプリケーションであれば、事前に設計値を与えられる可能性も考えられる。しかし、制御目標値が数倍というオーダーで変化する場合には伝送効率が大きく低下してしまうため、送電側の情報が一切与えられず、仕様のばらつきも大きい



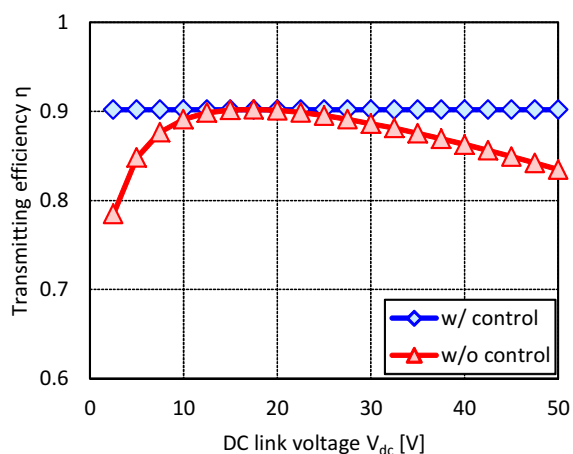
(a) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(b) $V_1 = 10 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$



(c) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 77.8 \mu\text{H}$



(d) $V_1 = 20 \text{ V}$, $L_m = 37.3 \mu\text{H}$

図 67: 制御目標値の計算結果を用いた伝送効率最大化の実験結果

システムや動作領域が広範囲におよぶ場合など、提案手法を活用できるアプリケーションは数多く存在すると考えられる。

4.5 まとめ

本研究では走行中ワイヤレス給電における路面設備の簡単化を目的として、送受電間の通信を用いない受電側制御を提案し、路面側のインテリジェンスを求めずに伝送効率を最大化する手法を示した。このとき、制御目標値の導出に利用する状態変数を一般化するとともに、受電側制御に用いるハーフアクティブ整流器の動作モードに着目した2変数同時推定法を提案することで、路面側情報を一切用いずに受電側情報のみに基づいて制御実装できることを示した。ここで、2つの一般化変数としてWPTシステムを特徴づける kQ 積と受電側電圧の最大値 $V_{2\max}$ を利用することで、直観的に理解しやすく実用に適した手法を示した。

シミュレーションおよび実験ではハーフアクティブ整流器の各動作モードで測定された受電側電流から2つの一般化変数を適切に推定でき、制御目標値の計算および受電側制御に応用できることを示し、提案手法の有効性を実証した。しかし、受電側システムにおける2つの一般化変数の同時推定および制御目標値の計算、受電側電圧制御に至るまでをリアルタイムで動作させるには至っておらず、今後は更なる実機検証が必要である。

このほか、推定アルゴリズムの最適化による推定精度の向上や多様な制御手法への応用なども課題として挙げられる。特に、制御応用する際には要求される推定精度や目標値の導出手法などを別途検証しなければならない。また、アプリケーションによって条件が大きく異なることも想定されるため、提案手法の適用可否を定量的に判断できる手法などを今後検討していく。

第 5 章

送受電間の通信を用いない協調制御

5.1 はじめに

4 章では路面設備の簡単化を目的とした送受電間の通信を用いない受電側制御を提案したが、路面側にインテリジェンスを少しだけ追加することで、システムの設計自由度が大きく改善されることも想定される。そのため、本研究では送電側と受電側の協調制御によって高効率かつ安定した電力伝送動作を実現することを目的とする。しかし、送受電間の通信で高速な制御信号をやり取りするような制御系では信頼性を確保することが難しいため、本章においても送受電間の通信を用いずに制御設計を行う。

文献 [80] では通信を用いることなく、送電側と受電側が協調しながら受電電力を制御し、急峻な負荷変動にも対応可能な制御手法を提案しているが、本研究では安定した電力供給に加えて伝送効率の最大化を同時に達成する手法を提案する。なお、文献 [66] でも同様な制御手法を提案しているが、送電側の制御目標値に送電側から取得できないパラメータを利用しなければならなかった。このとき、送電側が独立して制御目標値を求めるためには送電側情報に基づいてこれらのパラメータを推定しなければならないが、電源周波数を可変とした複数パラメータの同時推定手法 [82] では推定動作時に共振条件を満たすことができず、伝送効率を最大化できない。また、システムの設計制約によって未知パラメータを既知とする場合には適用可能なアプリケーションが限定的となることが想定される。

本研究では 4 章で示した制御目標値の導出手法で着目した受電側電力変換回路の動作モードを再度利用し、送電側と受電側の協調制御に応用する。ここで、受電側電力制御に用いる各動作モードで取得される送電側電流の測定値から送電側効率制御に用いる目標値の計算手法を提案する。ここで、送電側で取得可能なパラメータのみを用いて制御目標値を導出することで、送受電間の通信やシステムの設計制約を課すことなく、安定した電力供給と伝送効率の最大化を同時に実現できることを示す。5.2 節では WPT システムの回路解析に基づいて送電側効率制御に用いる目標値の導出手法を示す。5.3 節ではシミュレーションおよび実験によって提案手法の有効性を検証し、5.4 節でまとめを述べる。

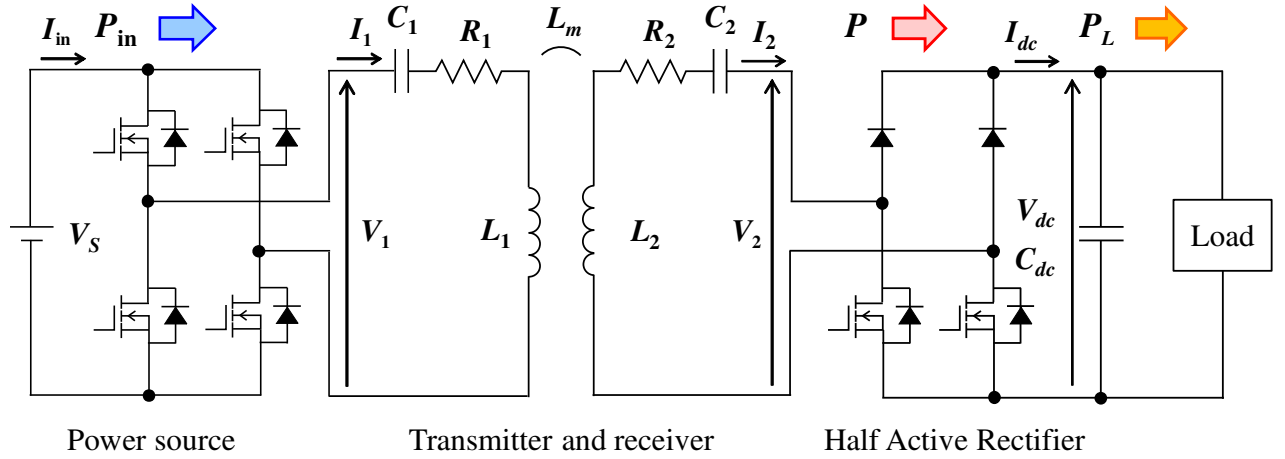


図 68: ワイヤレス電力伝送の回路構成

5.2 送電側と受電側の協調制御への応用

5.2.1 システム構成と前提条件

本研究で想定する WPT システムの回路構成を図 68 に示す。送電側は直流電源およびフルブリッジインバータで構成し、受電側はハーフアクティブ整流器（Half Active Rectifier : HAR）を用いた電圧安定化制御を実装して定電力負荷への安定した電力供給を実現する。

本研究では送電側および受電側における共振条件を満たすため、送電側インバータによる動作角周波数 ω_0 は

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (5-1)$$

として与え、送受電器はこれらのパラメータを満たすように設計する。また、式変形が煩雑となることを避けるため、送電側電圧 V_1 および受電側電圧 V_2 は動作周波数における基本波実効値とし、送電側電流 I_1 および受電側電流 I_2 も同様に基本波実効値として議論する。

HAR は図 69 に示す通り、整流モードにおける整流動作と短絡モードにおける受電器短絡を実現する。整流モードにおける受電側電圧 V_2 は直流リンク電圧 V_{dc} によって定められ、短絡モードにおける V_2 はスイッチング素子の電圧降下を無視すれば 0 と仮定できる。本研究では HAR を用いて V_{dc} を安定化するため、各動作モードにおける受電側電圧 V_{2r}, V_{2s} は

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

$$V_{2s} = 0 \quad (5-3)$$

で与えられる。ここで、 V_f はダイオードの順方向電圧である。

HAR はこれらの動作モードを適切に切り替えて直流リンク電圧 V_{dc} を安定化するが、このときの平均受電電力 \bar{P} が負荷電力 P_L とバランスするように制御されることから、2 章で示した制御手法を応用することによって受電側の電力制御も同時に実現される。

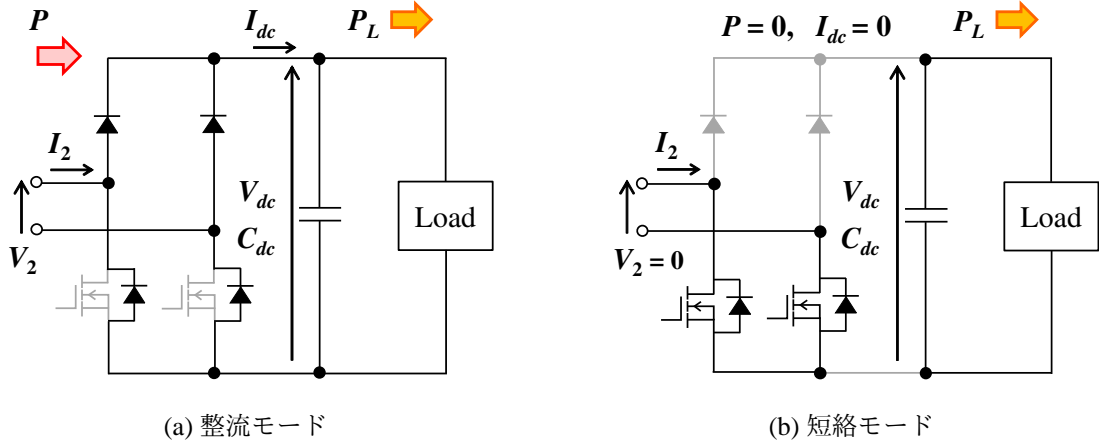


図 69: ハーフアクティブ整流器の動作モード

5.2.2 送電側電圧制御による伝送効率最大化

次に、送電側制御による伝送効率の最大化について検討する。これまでに示した WPT システムの回路解析より、最大効率を満たす最適電圧比 $A_{V_{\eta\max}}$ は

$$A_{V_{\eta\max}} = \frac{V_2}{V_{1\eta\max}} = \frac{1}{1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \frac{\omega_0 L_m}{R_1} \quad (5-4)$$

で与えられるため、伝送効率を最大化する送電側電圧 $V_{1\eta\max}$ は

$$V_{1\eta\max} = \left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}\right) \frac{R_1 V_2}{\omega_0 L_m} \quad (5-5)$$

と求められる。ここで、回路方程式より与えられる受電側電流 I_2 は

$$I_2 = \frac{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-6)$$

と記述され、送電側から受電側に適切に電力伝送を行うためには I_2 が正となる必要があるため、送電側電圧の最小値 $V_{1\min}$ は (5-6) 式より

$$V_{1\min} = \frac{R_1 V_2}{\omega_0 L_m} \quad (5-7)$$

と与えられる。従って、 $V_{1\eta\max}$ は

$$V_{1\eta\max} = \left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}\right) V_{1\min} \quad (5-8)$$

と記述できる。

5.2.3 送電側電流測定に基づく制御目標値の計算

伝送効率を最大化する送電側電圧 $V_{1\eta\max}$ は (5-8) 式によって求められるが、送電側で独立して制御目標値を計算するためには送電側で取得できる情報のみを用いて記述できなければならない。本研究では HAR を用いた受電側電力制御に 2 つの動作モードを利用することに着目し、各動作モードにおける送電側電流の測定値を利用して目標値を計算する。

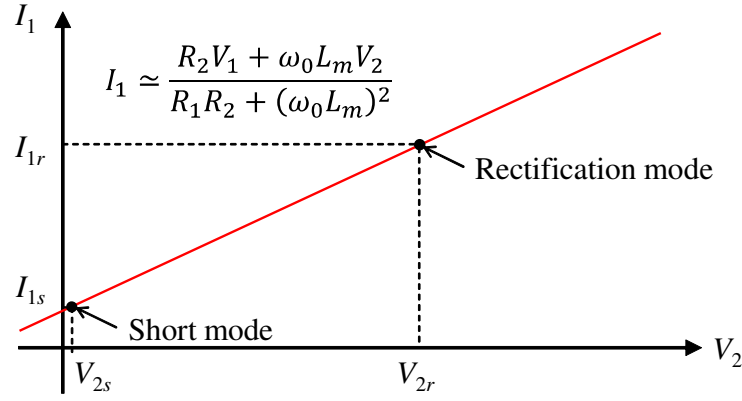


図 70: ハーフアクティブ整流器の各動作モードにおける送電側電流 I_1

送電側電流 I_1 は回路方程式より

$$I_1 = \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-9)$$

と求められ、受電側電圧 V_2 に対する送電側電流 I_1 は図 70 に示す特性を持つ。ここで、HAR の各動作モードにおける受電側電圧 V_2 は (5-2), (5-3) 式で表されるため、これらに対応する送電側電流 I_{1r}, I_{1s} は (5-9) 式より

$$I_{1r} = \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_{2r}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-10)$$

$$I_{1s} = \frac{R_2 V_1}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (5-11)$$

と表せる。ここで、(5-11) 式は

$$I_{1s} = \frac{1}{1 + k^2 Q_1 Q_2} \frac{V_1}{R_1} \quad (5-12)$$

と変形できるため、

$$1 + k^2 Q_1 Q_2 = \frac{V_1}{R_1 I_{1s}} \quad (5-13)$$

$$k^2 Q_1 Q_2 = \frac{V_1}{R_1 I_{1s}} - 1 = \frac{V_1 - R_1 I_{1s}}{R_1 I_{1s}} \quad (5-14)$$

の関係式が得られる。

さらに、(5-10) 式を適切に変形すると

$$I_{1r} = \frac{1}{1 + k^2 Q_1 Q_2} \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{k^2 Q_1 Q_2}{R_1} V_{1\min} \right) \quad (5-15)$$

となるため、 $V_{1\min}$ は

$$V_{1\min} = \frac{R_1 I_{1r} (1 + k^2 Q_1 Q_2) - V_1}{k^2 Q_1 Q_2} \quad (5-16)$$

として計算できる。ここで、(5-13), (5-14) 式を (5-16) 式に代入すると、 $V_{1\min}$ は

$$V_{1\min} = \frac{V_1 (R_1 I_{1r} - R_1 I_{1s})}{V_1 - R_1 I_{1s}} \quad (5-17)$$

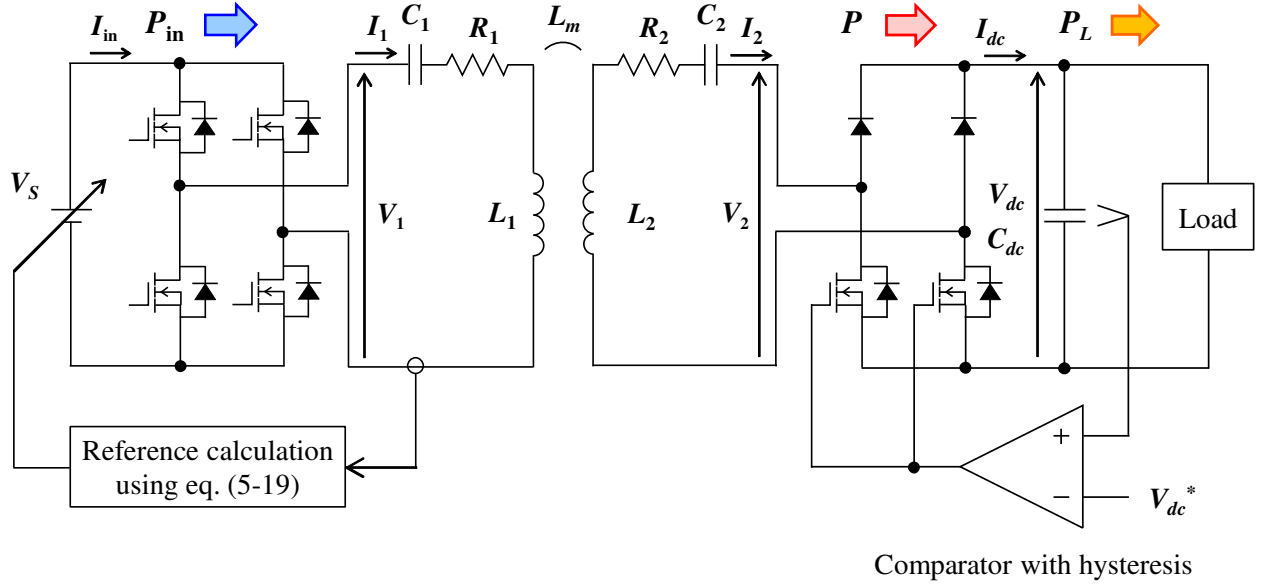


図 71: ワイヤレス電力伝送の実験回路

と表されるため、伝送効率を最大化する送電側電圧 $V_{1\eta_{\max}}$ は (5-8), (5-13), (5-17) 式より

$$V_{1\eta_{\max}} = \left(1 + \sqrt{\frac{V_1}{R_1 I_{1s}}} \right) \frac{V_1 (R_1 I_{1r} - R_1 I_{1s})}{V_1 - R_1 I_{1s}} \quad (5-18)$$

と求められ、送電側情報のみに基づいて計算できる。ここで、 V_1, I_{1r}, I_{1s} は測定値を示しており、送電側電圧が最適化されていない場合には $V_1 \neq V_{1\eta_{\max}}$ である。

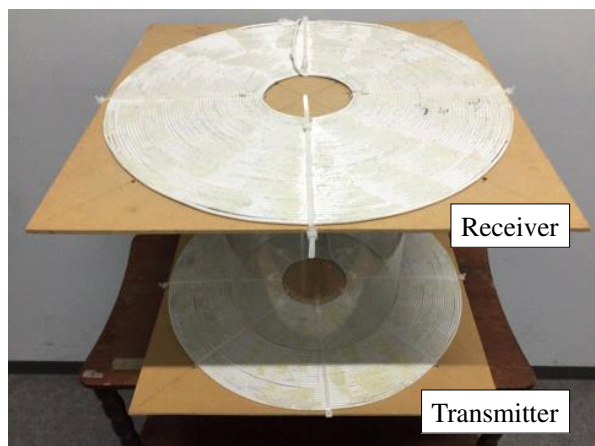
また、(5-18) 式による計算では I_{1r}, I_{1s} を利用するため、これらが計算中に変化しないことが前提となるが、 I_{1r}, I_{1s} は受電側電力制御の制御周期毎に更新可能である。そのため、この制御周期（ここでは数～数十 ms）に対して結合係数 k などの変化が十分に遅ければ、計算中の I_{1r}, I_{1s} の変化は極めて小さくほぼ一定として扱えると考えられる。しかし、どの程度の変化まで対応できるかは別途検証が必要となるため、本研究では k を一定として検証している。

5.3 シミュレーションおよび実験

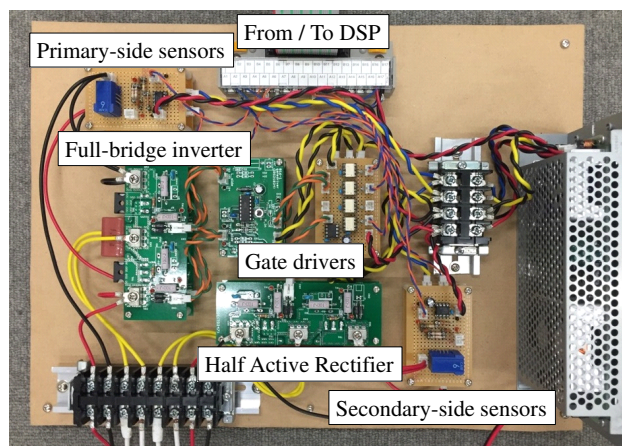
5.3.1 シミュレーション・実験条件

シミュレーションおよび実験に用いる回路構成を図 71 に示し、利用した実験装置を図 72 に示す。送受電器のパラメータは表 6 に示す通りであり、送受電器および電力変換回路はすべて自作したものを使用した。各電力変換回路は DSP（PE-PRO/F28335A, Myway）を用いて制御し、受電側の HAR を用いた直流リンク電圧 V_{dc} の安定化制御はヒステリシスコンパレータ方式を採用した。

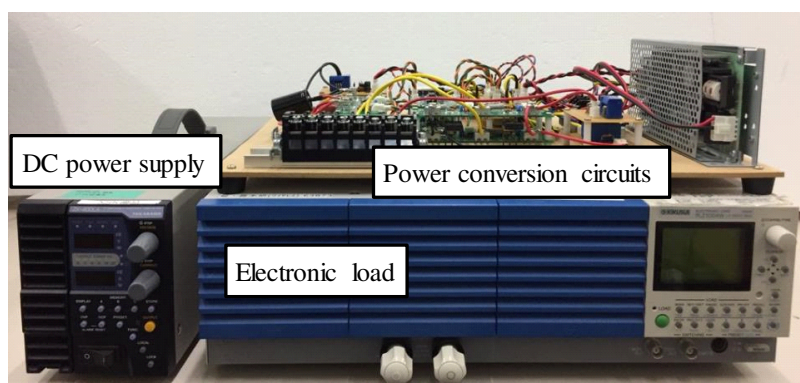
送電側では V_1, I_{1r}, I_{1s} の測定値から制御目標値 $V_{1\eta_{\max}}$ を計算し、送電側電圧制御による伝送効率の最大化を実現する。ここで、送電側電圧 V_1 を制御するためには電源電圧 V_S を操作する手



(a) 送受電コイル



(b) 電力変換回路



(c) 電源および負荷

図 72: ワイヤレス電力伝送の実験装置

表 10: 送受電コイルのパラメータ

	Transmitter	Receiver
Resistance R_1, R_2	1.19 Ω	1.23 Ω
Inductance L_1, L_2	617 μH	617 μH
Capacitance C_1, C_2	4000 pF	4000 pF
Resonance frequency f_1, f_2	101.3 kHz	101.3 kHz
Mutual inductance L_m	37.3 μH	
Coupling coefficient k	0.060	
Transmitting gap	300 mm	
Outer diameter	440 mm	
Number of turns	50 turns	

法と送電側インバータのデューティ比を操作する手法の2通りが考えられる。本研究では直流電源 (ZX-400LA, TAKASAGO) を用いて実装が容易であった前者を採用した。伝送効率 η を最

表 11: シミュレーションおよび実験条件

Parameter	Value
Load power P_L	10 W
Operating frequency f_0	101.3 kHz
DC link voltage reference V_{dc}^*	20 V
Hysteresis band ΔV	0.5 V
DC link capacitance C_{dc}	3300 μ F

大化する電源電圧の目標値 V_S^* は (5-18) 式より

$$V_S^* = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \left(1 + \sqrt{\frac{V_1}{R_1 I_{1s}}} \right) \frac{V_1(R_1 I_{1r} - R_1 I_{1s})}{V_1 - R_1 I_{1s}} \quad (5-19)$$

と求められ、送電側効率制御に利用する。

なお、本実験は提案制御の動作確認と理論検証を目的としているため、高周波利用設備として設置申請が不要な 50 W 以下の小電力となるように条件を定めた。

5.3.2 送電側電圧制御が与える受電側電力制御への影響

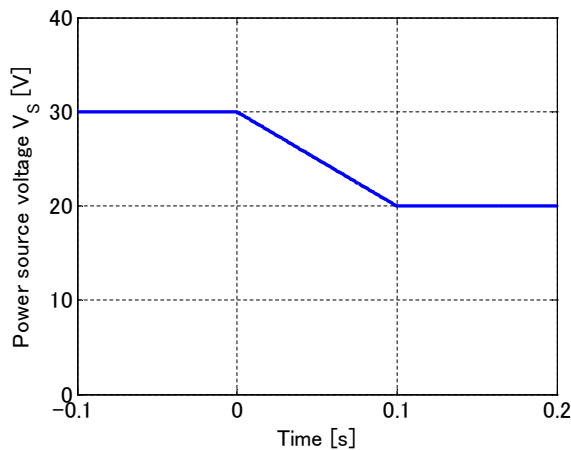
まず、送電側の効率制御によって電源電圧 V_S を変化させた場合においても受電側の電力制御が成立することを検証する。

シミュレーションおよび実験条件を表 11 に示す。ここでは負荷電力 P_L を 10 W 一定として、電源電圧 V_S を 30 V から 20 V まで変化させた。送電側インバータの動作周波数は送受電器の共振周波数に一致させ、HAR に用いるヒステリシスコンパレータは直流リンク電圧の目標値 $V_{dc}^* = 20$ V に対して、ヒステリシス幅 $\Delta V = 0.5$ V として設計した。また、直流リンク電圧 V_{dc} のフィードバック制御系を安定的に動作させるため、直流リンクのコンデンサ容量 C_{dc} は比較的に大きい 3300 μ F を利用した。負荷は電子負荷 (PLZ1004W, KIKUSUI) を定電力モードで動作させて定電力負荷を模擬した。

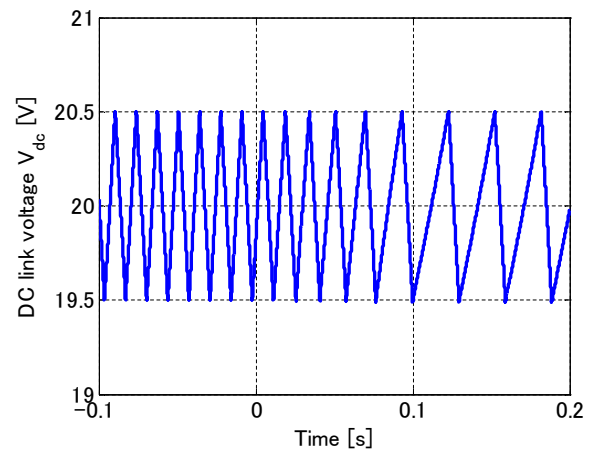
なお、電源電圧 V_S の変化前は受電電力 P に余力を持たせた条件とし、変化後は伝送効率が改善される条件として定めた。また、直流電源を用いて V_S を変化させたときの遷移時間が約 0.1 s であったため、シミュレーションと実験を同じ条件で検討した。このとき、HAR を用いた電圧安定化制御によって、受電電力の平均値 \bar{P} と負荷電力 P_L が釣り合うことを確認する。

図 73 に示すシミュレーション結果より、 V_S が変化しても V_{dc} はヒステリシス幅内で安定化できていることが確認できる。 $t < 0$ s においては受電電力 P に余力があるために整流モードの時間が短くなっているが、 $t > 0$ s では整流モードの時間を長くして受電電力の平均値 \bar{P} が負荷電力 P_L とバランスするように制御できている。

また、図 74 に示す実験結果も同様に V_{dc} を安定化できており、送電側の効率制御によって電源電圧 V_S を変化させた場合であっても受電側の電力制御は適切に動作できると考えられる。

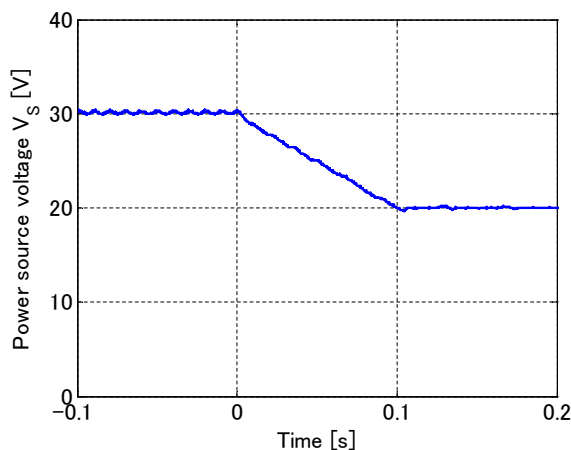


(a) Power source voltage V_s

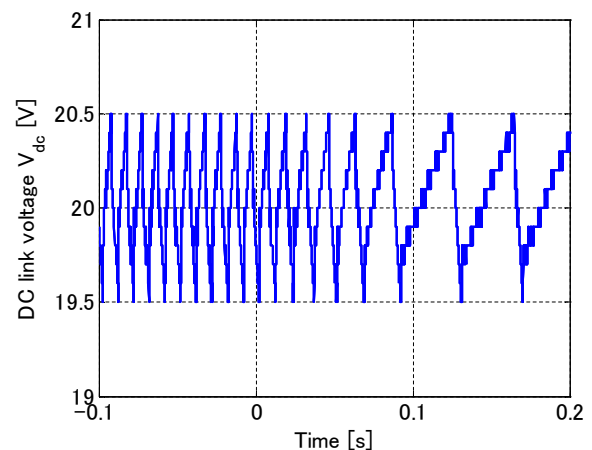


(b) DC link voltage V_{dc}

図 73: 送電側制御時における受電側電力制御のシミュレーション結果



(a) Power source voltage V_s



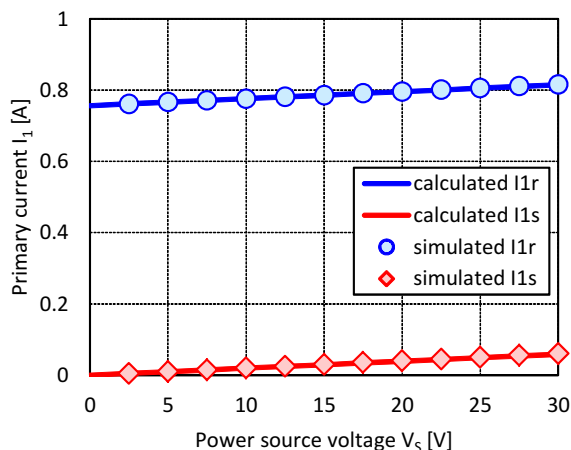
(b) DC link voltage V_{dc}

図 74: 送電側制御時における受電側電力制御の実験結果

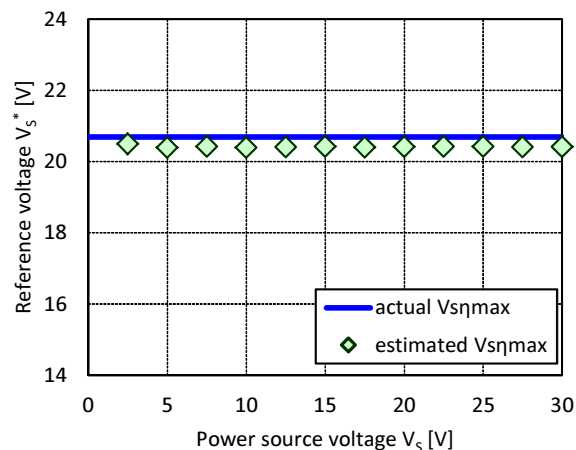
5.3.3 送電側電流測定に基づく制御目標値の計算

次に、送電側の効率制御によって電源電圧 V_s を操作した際においても電源電圧の目標値 V_s^* が適切に計算できることを示す。ここでは V_s を 2.5 V から 30 V まで 2.5 V 刻みで変化させ、受電側の直流リンク電圧 V_{dc} は 20 V 一定とした。このとき、HAR の各動作モードにおける送電側電流 I_{lr}, I_{ls} を各条件で測定し、(5-19) 式に基づいて計算した V_s^* が適切に求められることを確認する。

シミュレーション結果を図 75 に示す。図 75(a) より、(5-10) 式および (5-11) 式の理論値とシミュレーション値は良い一致が得られており、回路解析の有効性が確認できる。図 75(b) は電源電圧の目標値 V_s^* の理論値と推定値を比較しており、actual value は (5-8) 式に基づいて回路パラメータから得られた理論値（シミュレーションでは真値）、estimated value は (5-19) 式に基

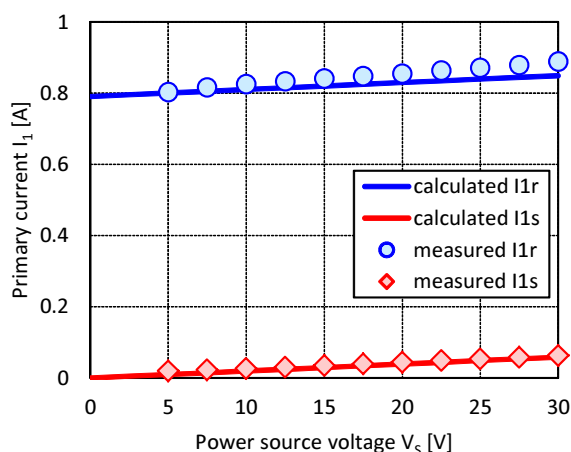


(a) Primary current I_1

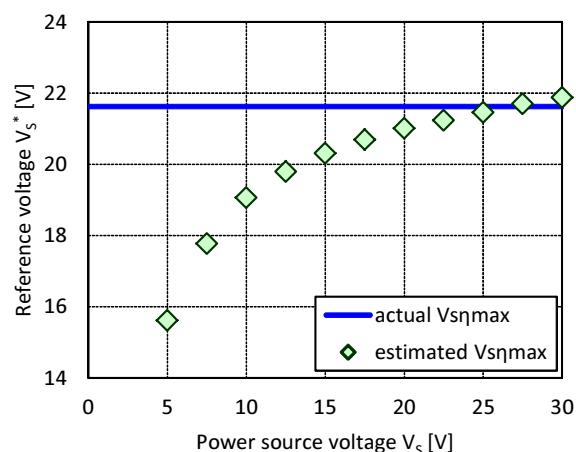


(b) Reference voltage V_S^*

図 75: シミュレーション結果に基づく制御目標値の計算結果



(a) Primary current I_1



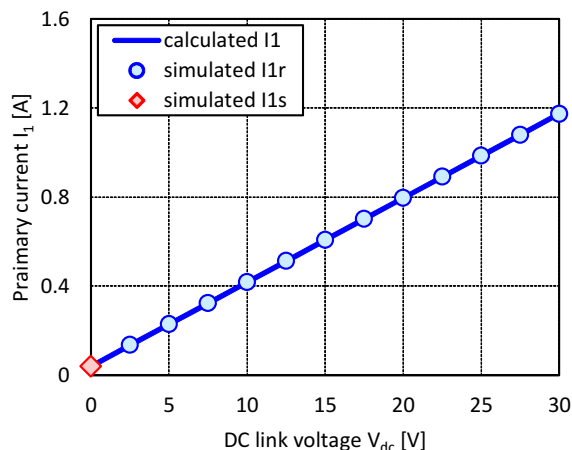
(b) Reference voltage V_S^*

図 76: 実験結果に基づく制御目標値の計算結果

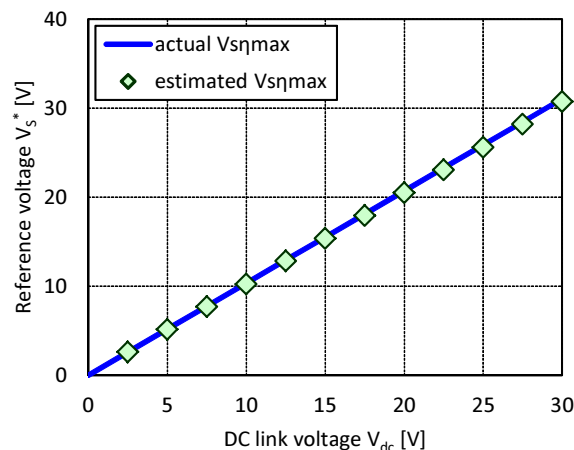
づいて送電側情報から得られた推定値を示している。各条件における推定値は理論値に対して若干の誤差を含んでいるが適切に計算できており、 V_S の条件によらず送電側の効率制御に応用できるといえる。

図 76 に実験結果を示す。実験では $V_S = 2.5$ V の条件では受電側の直流リンク電圧 V_{dc} が 20 V まで上昇しなかったため、 V_S が 5 V から 30 V までの条件で検討を行った。また、HAR が整流モードとして動作する際にはダイオードの順方向電圧 V_f の影響を無視できず、本実験では $V_f = 0.45$ V として理論値の計算に利用した。

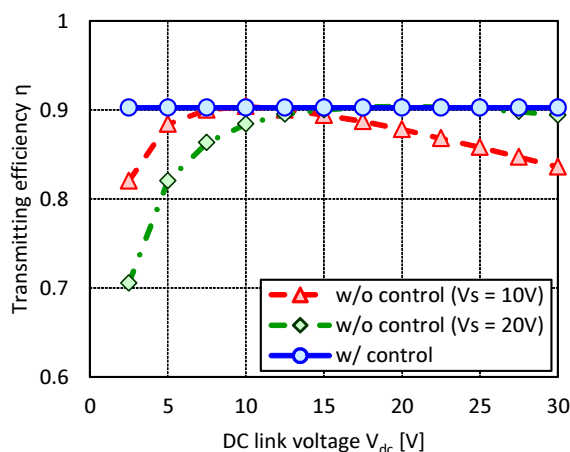
図 76(a) に示す送電側電流の測定値 I_{1r} , I_{1s} から求めた V_S^* は図 76(b) に示す通りであり、 V_S が小さいときに誤差が大きくなったが、 V_S が最適値に近い条件では V_S^* の推定精度がよくなることが確認された。ここで、初期条件として V_S が小さい場合であっても、推定された目標値 V_S^*



(a) Primary current I_1



(b) Reference voltage V_S^*



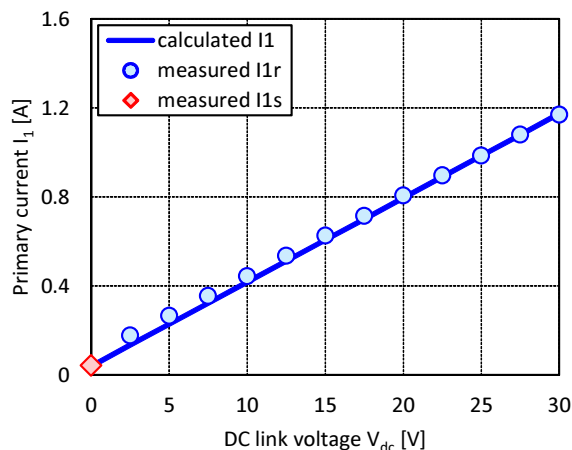
(c) Transmitting efficiency η

図 77: 制御目標値の計算結果を用いた伝送効率最大化のシミュレーション結果

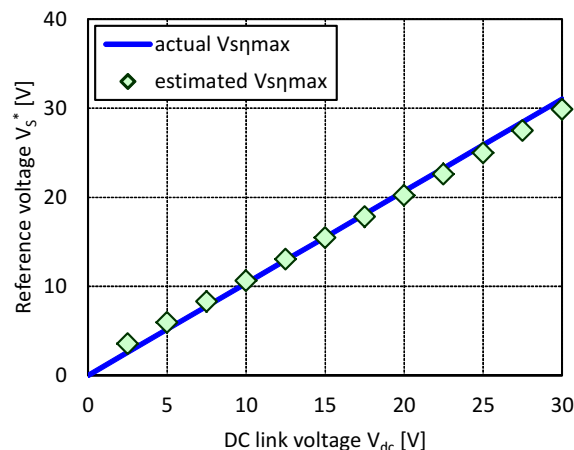
に応じて V_S を制御した後、再測定した I_{1r} , I_{1s} から目標値 V_S^* を再計算および更新していくことで V_S^* の誤差を徐々に小さくできると考えられる。また、 V_S^* の計算値は真値に近い値であり、発散等による特異な値は含まれていないため、提案手法による目標値計算は有効といえる。

5.3.4 送電側電流測定に基づく伝送効率最大化

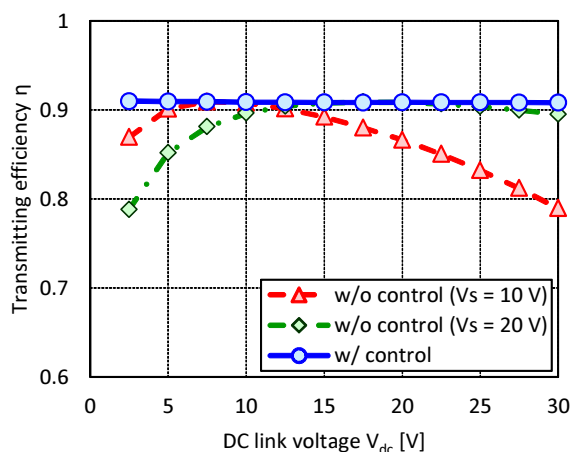
最後に、受電側の直流リンク電圧 V_{dc} が負荷に応じて任意に与えられた場合に送受電間の通信や設計制約を課すことなく、提案手法を用いて送電側情報のみに基づいて効率制御を行った場合における効率改善効果を検証する。ここでは V_{dc} を 2.5 V から 30 V まで 2.5 V 刻みで変化させ、 V_S を 20 V 一定とした。このとき、HAR の各動作モードにおける I_{1r} , I_{1s} を各条件で測定し、(5-19) 式に基づいて V_S^* を計算した。また、電源電圧 V_S が V_S^* となるように制御した場合と制御しない場合の伝送効率 η をパワーメータ (PPA5530, Newtons4th Ltd.) を用いて測定した。



(a) Primary current I_1



(b) Reference voltage V_S^*



(c) Transmitting efficiency η

図 78: 制御目標値の計算結果を用いた伝送効率最大化の実験結果

シミュレーション結果を図 77 に示す。HAR の短絡モードにおける送電側電流 I_{1s} は受電側の直流リンク電圧 V_{dc} に依存しないため、 $V_{dc} = 0$ の点に対応させてプロットしている。図 77(a) より、(5-10) 式および (5-11) 式の理論値とシミュレーション値は良い一致が得られており、図 77(b) に示す V_S^* も適切に計算できている。図 77(c) は電源電圧 V_S を 10 V または 20 V 一定とした場合と目標値 V_S^* に制御した場合の伝送効率 η を比較している。提案手法を用いて V_S を制御する場合には図 77(b) に示す V_S^* を利用することで、 V_{dc} によらず η を最大化できている。一方で、 V_S を制御しない場合には負荷によって与えられる V_{dc} に応じて η が変化している。従って、提案手法によって伝送効率 η を改善できていることが確認できる。

図 78 に実験結果を示す。図 78(a) に示す I_1 の測定結果はわずかに誤差を含んでいるが、図 78(b) に示すように V_S^* は (5-19) 式を用いて適切に計算できている。また、図 78(c) に示す制御ありと制御なしの場合における伝送効率 η の比較より、提案手法による送電側の効率制御はすべての範囲において η を最大化できている、提案手法の有効性が確認できる。

5.4 まとめ

本研究では路面側にインテリジェンスを少し追加することで、システムの設計自由度が大きく改善される可能性を考慮し、送受電間の通信を用いない制約を課しながらも、送電側と受電側で協調して安定した電力供給と伝送効率の最大化を同時に実現する手法を提案した。ここで、受電側のハーフアクティブ整流器を用いた電力制御が2つの動作モードを利用することに着目し、各動作モードにおける送電側電流の測定値から伝送効率を最大化する送電側電圧の制御目標値を導出する手法を示した。このとき、送電側における効率制御は送電側情報のみを用いて実現できるため、送受電間の通信やシステムの設計制約などを課することなく、送電側と受電側のそれぞれが独立しながらも協調して制御できることを示した。シミュレーションおよび実験では受電側の電力制御によって安定した電力供給を実現できることを確認するとともに、提案手法によって導出された制御目標値を利用した送電側の効率制御を用いて伝送効率を最大化できることを示した。

しかし、本研究における受電側の電力制御は最大効率動作時における受電電力が負荷電力よりも大きいことを前提とするため、さらに重い負荷に対応するためには対策が必要である。今後の課題として、負荷電力に対して受電電力が不足する場合には最大効率点での動作ではなく負荷電力を満たすことを最優先として、送電側と受電側で協調して受電電力を制御する手法 [80] を併用するなど、負荷に対して柔軟に対応できる制御系の構築などが考えられる。

第 6 章

センサレス車両検知による送電制御

6.1 はじめに

走行中ワイヤレス給電では道路上を走行する車両を適切に検知し、送電コイル上に受電可能な車両が存在するタイミングで電力伝送を行う高度な制御技術が求められる。これまでの停車中ワイヤレス給電では送受電間の通信を確立した上で認証等のやり取りを行い、ゆっくりと送電を開始すればよかったが、走行中ワイヤレス給電では高速かつ正確な車両検知と瞬時の電力伝送を実現しなければ、一秒たりとも走行中のクルマを電気を送ることはできない。これらの制御技術の実現は走行中ワイヤレス給電の実用化・普及を促進させるために重要な課題である。

本章ではこれまでに示した高効率かつ安定した電力供給を実現する制御技術ではなく、路面設備から高速に走行する車両を適切に検出する車両検知技術について検討する。本技術は車両が存在しない区間において送電動作を適切に OFF とすることで待機電力を削減する動作や給電区間に進入した車両に対して瞬時に電力伝送を行うことなどを可能にする。しかし、路面設備と EV 間で高速な制御信号をやり取りすることは難しく、路面設備の簡単化も考慮しなければならないため、低コストで低消費電力でありながらも、高速走行に対応可能な車両検知技術を開発しなければならない。

本研究では車両検知専用のセンサや補助回路を必要とせず、電力伝送に用いる送電コイルとインバータを利用したセンサレス車両検知手法を提案する。6.2 節では走行中ワイヤレス給電における車両検知技術の必要性について示し、本研究の意義と課題を明らかにする。6.3 節では磁界共振結合方式の回路特性に基づいて、送受電間の通信および付加的なセンサを用いない車両検知手法を提案する。6.4 節では車両検知に基づく送電制御手法を提案し、路面側および EV 側を独立して動作させながらも協調した制御を行うことで適切な送電動作を実現できることを示す。6.5 節では走行中ワイヤレス給電の模擬装置を用いた提案手法の実証実験について示し、6.6 節でまとめを述べる。

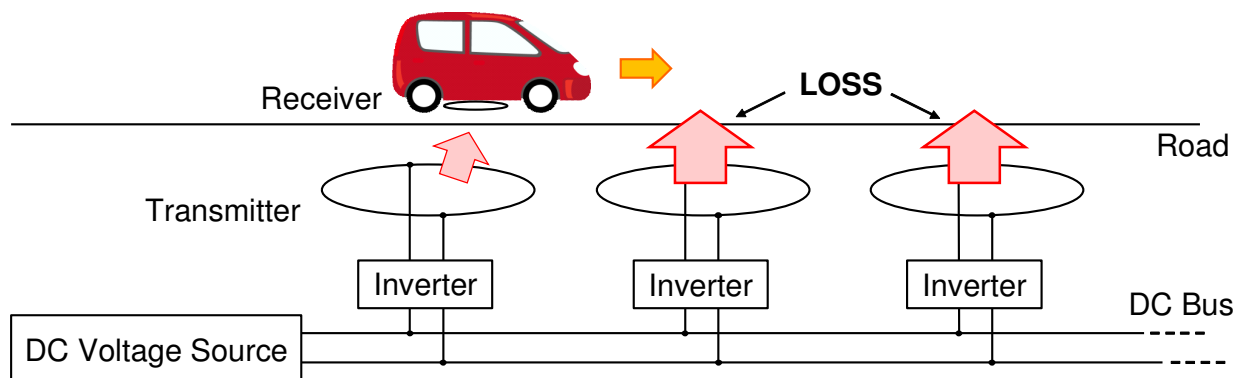


図 79: 走行中ワイヤレス給電における車両検知の必要性

6.2 車両検知手法の必要性

走行中ワイヤレス給電システムにおける給電動作の一例を図 79 に示す。ここで、送電コイル上に EV が存在する場合には送受電コイル間の磁気的な結合によって、路面設備から走行中の EV に電力伝送を行うことができる。しかし、負荷となる EV が送電コイル付近に存在せず、送受電コイル間の磁気結合が十分に確保されていない場合、そのコイルに供給した電力はすべて損失となるだけでなく、不要な電磁ノイズを発生させる可能性もあるため、このような動作は避けなければならない。

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

先行研究では路面設備に定電流制御を用いる手法 [88] や LCL 補償回路などを用いて定電流特性を持たせる手法 [61] などが提案されているが、これらの付加的な制御系や補償回路は路面設備を複雑化させ、コスト増につながる可能性がある。また、大電流が流れないシステムであっても、待機電力を削減するためには車両の存在を検知して適切に送電動作を OFF とする必要があるため、車両検知技術の研究開発は特に重要な課題といえる。

なお、走行中ワイヤレス給電における車両検知技術は近年になって盛んに研究され始めており、これまでにいくつかの先行研究が報告されている [85–87]。しかし、車両検知のために何らかのセンサや回路機構を追加する手法が多く、コストやメンテナンス性を考慮した場合には電力伝送に用いる送電コイルやインバータそのものを車両検知用のセンサとしても利用できることが望ましい。

そのため、本研究では路面設備の送電コイルとインバータを利用したセンサレス車両検知手法の開発に取り組み、本手法の動作に基づいて送電開始から停止までを自動で行うシステムを提案する。

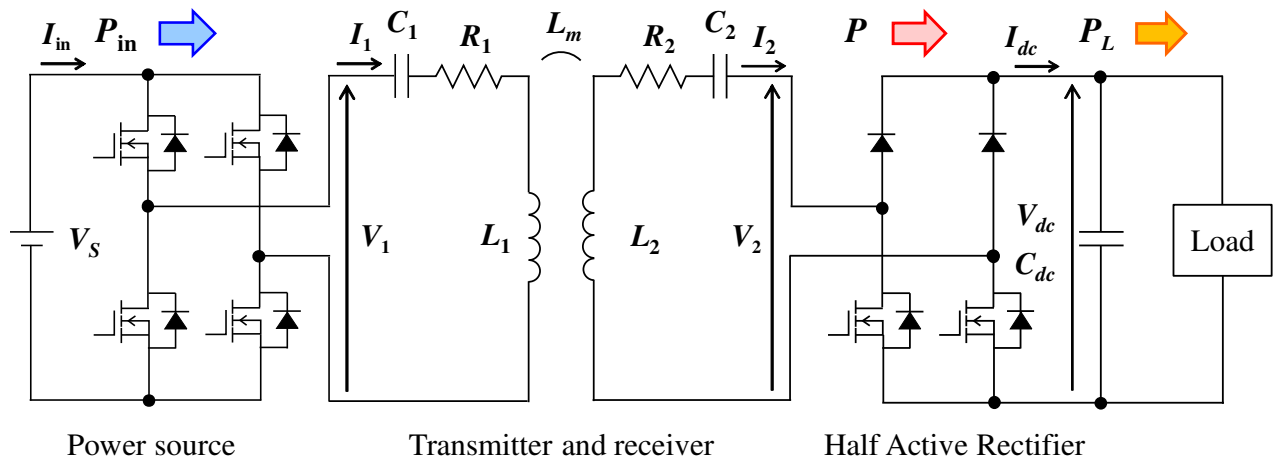


図 80: 走行中ワイヤレス給電の回路構成

6.3 入力インピーダンスに基づく車両検知

本節では路面設備と EV 間での通信を行わず，付加的なセンサも利用しない車両検知手法を検討する。ここで，磁界共振結合 WPT は送受電コイル間の磁気的な結合を用いて電力伝送しているため，この特性を利用して車両検知を行う。なお，磁気的な結合そのものを測定することは難しいため，本研究では WPT システムの電源側から見た入力インピーダンスに着目し，センサレス車両検知手法とこれに基づく送電制御手法を提案する。

6.3.1 システム構成と前提条件

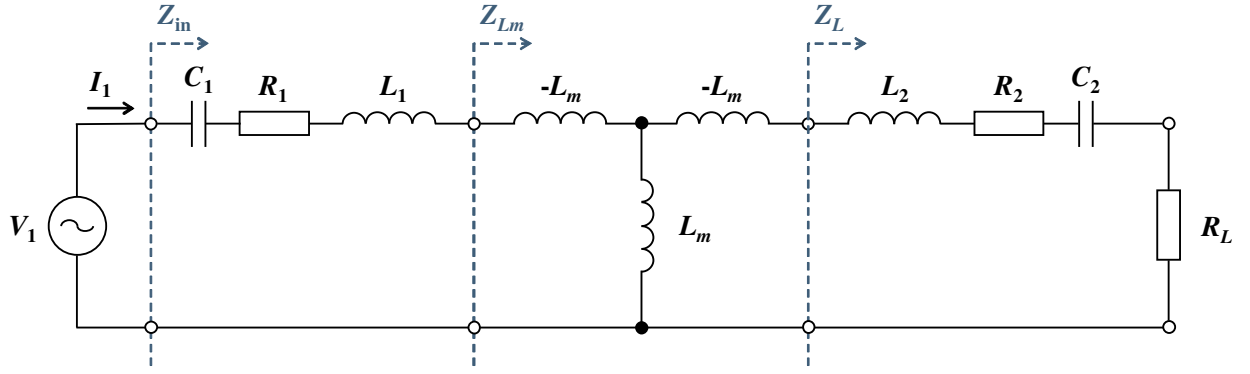
路面設備のシステム構成

まず，走行中ワイヤレス給電における路面設備のシステム構成を定める。これまでに様々な回路構成が提案されているが [89]，それらを大まかに分類すると，以下の 2 つに分けられる。

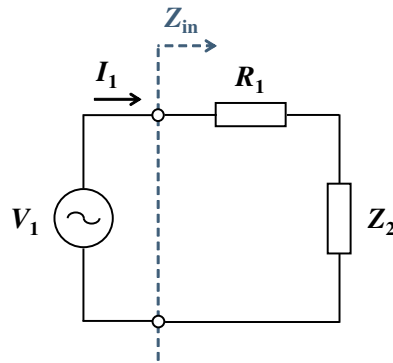
- 1) 進行方向に長い路面コイルを設置し，大容量のインバータで駆動する
- 2) 進行方向に短い路面コイルを多数設置し，各コイルを小容量のインバータで駆動する

1) の構成の特徴としては，必要なインバータの数は少ないが，1 つのコイル区間上に複数の EV が存在する可能性があり，大容量のインバータが必要となる。また，高周波交流が流れる線路長が長くなるため，配線・コイルの損失低減に工夫が必要である。

一方，2) の構成ではインバータの個数は多くなるが，各コイル上に 1 台の EV しか存在し得ないようなコイル長とした場合，各インバータの容量は小さくてよい。また，各インバータをコイルの近くに設置することで，高周波交流が流れる線路長を短くできるため，配線・コイルの損失が少ない。



(a) T 型等価回路



(b) 入力インピーダンス

図 81: ワイヤレス電力伝送システムの入力インピーダンス

本研究では 2) の構成を採用し，路面設備と EV 間の電力伝送は常に 1 対 1 で実現されることが仮定する。従って，本研究で想定する走行中ワイヤレス給電の回路構成は図 80 に示すように，これまでに解析を行った WPT システムを同様に利用できる。

WPT システムの回路構成

送電側は電力系統から得られる交流電力を整流した直流バスにフルブリッジインバータを接続して電力伝送を行う。受電側はハーフアクティブ整流器（Half Active Rectifier : HAR）を利用して定電力負荷などに対しても安定した電力供給を実現する。また，受電側の HAR は走行中ワイヤレス給電におけるセンサレス車両検知および送電制御にも応用でき，これらに利用する動作については後述する。

本研究では送電側および受電側における共振条件を満たすため，送電側の電力変換回路による動作角周波数 ω_0 は

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (6-1)$$

として与え，送受電器はこれらのパラメータを満たすように設計する。また，式変形が煩雑となることを避けるため，送電側電圧 V_1 および受電側電圧 V_2 は動作周波数における基本波実効値とし，送電側電流 I_1 および受電側電流 I_2 も同様に基本波実効値として議論する。

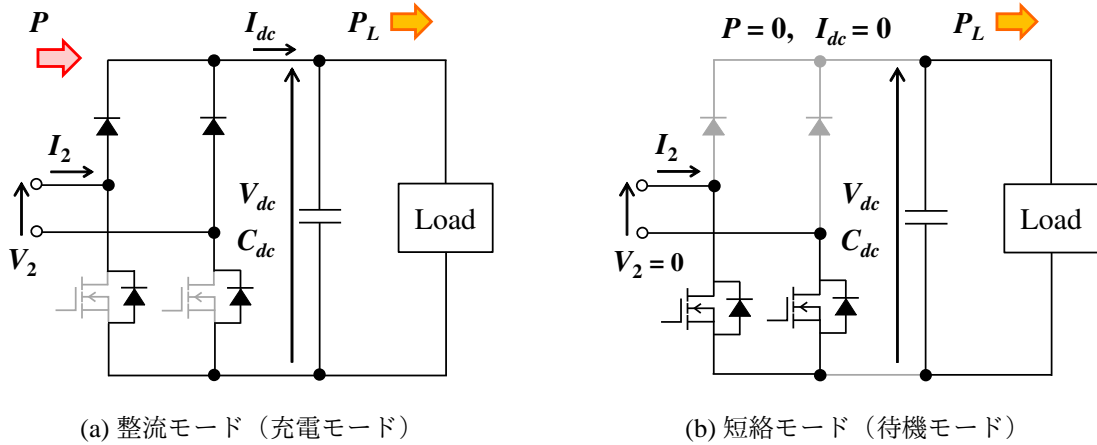


図 82: ハーフアクティブ整流器を用いた待機モードの導入

6.3.2 入力インピーダンスの解析

まず，S/S 方式の磁界共振結合を用いた WPT システムの入力インピーダンスを求める。磁界共振結合 WPT における受電側整流回路の基本波力率が 1 で損失が無視できるとき，受電側の電力変換回路を含む負荷全体は純抵抗負荷として見なせるため [70]，図 80 に示した WPT システムは図 81(a) に示す T 型等価回路を用いて表現できる。

このとき，送受電間の結合回路から見た負荷側インピーダンス Z_L は

$$Z_L = R_2 + R_L \quad (6-2)$$

であり，結合回路を含めた負荷側インピーダンス Z_{Lm} は

$$Z_{Lm} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{Z_L} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2 + R_L} \quad (6-3)$$

となる。従って，システム全体の入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = R_1 + Z_{Lm} = R_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2 + R_L} \quad (6-4)$$

と表せる。

ここで， Z_{in} は送受電コイルの相互インダクタンス L_m によって変化するが，等価的な負荷抵抗値 R_L はクルマの仕様や負荷条件によって一定とならず，(6-4) 式を用いるだけではすべての車両を同じ設計に基づいて検知することは難しい。

6.3.3 受電器短絡による待機モードの導入

ここでは (6-4) 式を用いた車両検知手法において，すべての車両に対して同じ設計を利用するために受電側の HAR を用いた待機モードを導入する。

センサレス車両検知手法に応用する HAR の各動作モードを図 82 に示す。充電モード時には下アームを OFF 状態として整流動作を行い，路面設備から供給されたエネルギーを受電する。

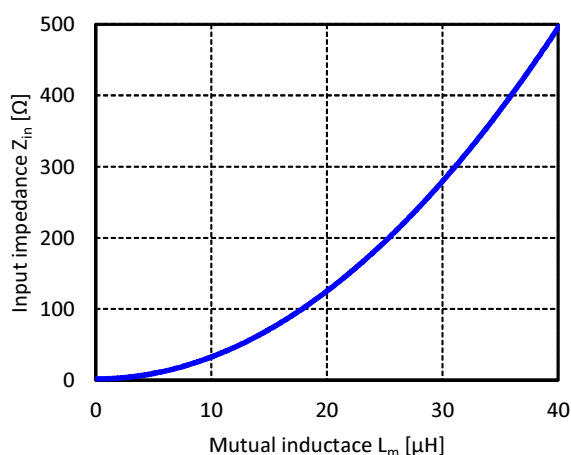


図 83: 受電側待機モード時における入力インピーダンス

表 12: 送受電コイルのパラメータ

Parameter	Value
Resonance frequency	100 kHz
Transmitter coil resistance R_1	1.83 Ω
Transmitter coil inductance L_1	417 μH
Transmitter capacitance C_1	6.03 nF
Receiver coil resistance R_2	1.28 Ω
Receiver coil inductance L_2	209 μH
Receiver capacitance C_2	12.2 nF

一方で、待機モードでは下タームを ON 状態として受電器短絡を行い、送電コイル上に進入して路面設備から電力伝送されるまでは等価的な負荷抵抗値 $R_L = 0$ として待機する。

このとき、(6-4) 式は

$$Z_{\text{in}} = R_1 + Z_{Lm} = R_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2} \quad (6-5)$$

で与えられ、すべての車両の負荷を同じように扱えるため、車両検知手法の設計を一意に定めることができる。

ここで、HAR を待機モードとしたときの相互インダクタンス L_m に対する入力インピーダンス Z_{in} を図 83 に示す。送受電コイルのパラメータは表 12 に示す値を用いた。送電コイル上に車両が接近するときには L_m が増加することで Z_{in} が大きくなり、送電コイル上に車両が存在しない場合には $L_m = 0$ であるため、 $Z_{\text{in}} = R_1$ となって最も小さい値となる。

従って、以上の特性を車両検知手法に応用できることが分かる。また、(6-5) 式に示した Z_{in} が実数で表されることから、ある送電側電圧 V_1 を与えたときの送電側電流 I_1 を測定することで Z_{in} の変化を路面設備から検出でき、送電コイルとインバータを用いたセンサレス車両検知手法に応用できる。

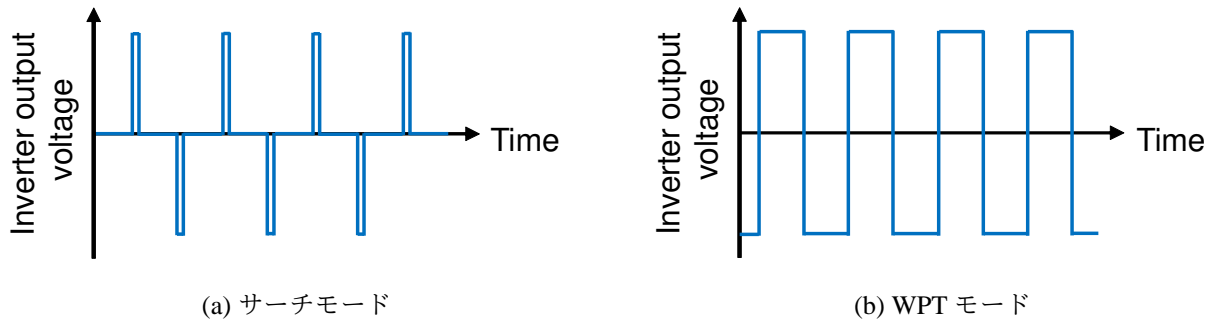


図 84: 送電側インバータの 3 レベル電圧出力を用いたサーチパルス

6.3.4 サーチパルスを用いた待機電力の削減

なお、前述した手法で入力インピーダンスを取得するためには送電側電圧 V_1 を送電コイルに与えなければならないが、電力伝送時と同程度の V_1 を用いて車両検知を行うことは電力損失が大きいため非現実的である。本研究では図 84 に示すサーチパルスを導入して車両検知を行う。ここで、3 レベル電圧出力のパルス幅をなるべく細くすることで車両検知時の待機電力を低減しており、サーチパルスの動作周波数は送受電器の共振周波数と一致させている。これにより、WPT システムの動作周波数における入力インピーダンスを取得でき、(6-5) 式のインピーダンス特性を利用した車両検知を実現する。

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

6.4 センサレス車両検知による送電制御

6.4.1 送電側電流に基づく送電制御

センサレス車両検知手法に基づく送電制御の動作イメージを図 85 に示す。送電コイル上に受電コイルがない場合、電源側からみたインピーダンスが小さいため、送電コイルに流れる電流振幅は急激に増加する。一方で、送電コイル上に受電コイルを持った EV が存在するとき、電源側から見たインピーダンスが大きくなり、送電コイルに流れる電流振幅の上昇は緩やかになる。従って、車両位置に応じて送電コイルに流れる電流の振る舞いが大きく変化しており、この送電コイル電流にあるしきい値を設計をしておくことで車両検知および送電制御を行う。

サーチパルスを印加後に送電コイル電流がしきい値を超過した場合にはインピーダンスが小さく車両が存在しないと判断でき、超えなかった場合に車両が存在すると判断して連続的な電

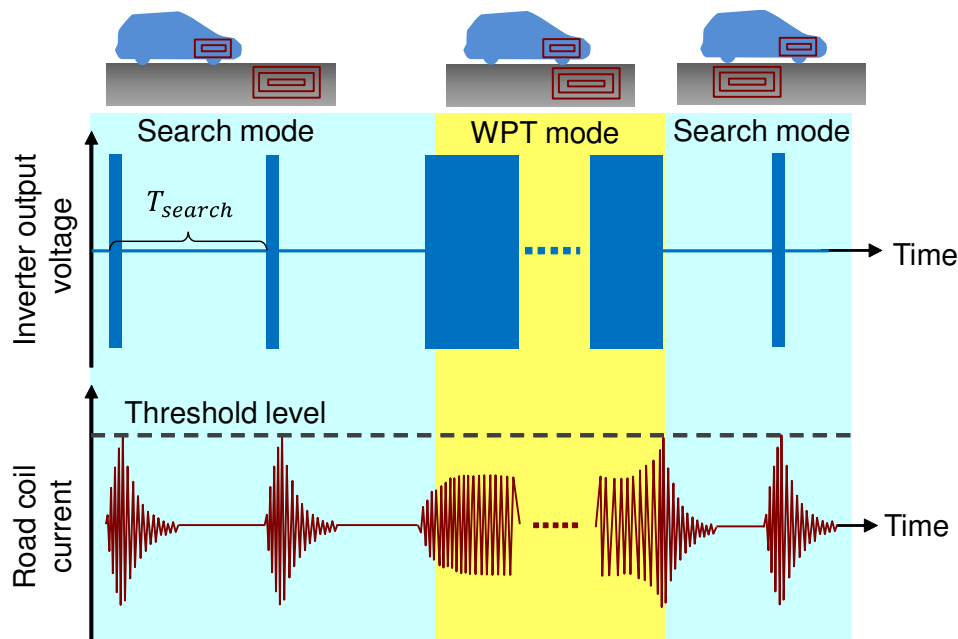


図 85: センサレス車両検知手法による送電制御のコンセプト

力伝送を開始できる。また、車両が送電コイル上を通り去るときには電源側から見たインピーダンスが再度低下して送電コイルに流れる電流が増加する。このとき、送電開始時と同様に送電コイル電流にあるしきい値を定めておけば、連続的な電力伝送中に送電コイル電流がしきい値を上回ったときに車両が通過したと判断して送電を停止できる。その後は再びサーチモードに戻り、前述の動作を繰り返す。

6.4.2 フローチャート

センサレス車両検知に基づく送電開始のフローチャートを図 86 に示す。路面側と EV 側はそれぞれで取得可能な電流測定値と設計したしきい値を比較することで動作モードの切り替えを実現している。そのため、路面側と EV 側における通信は不要であり、それぞれの情報に基づいて制御できる。なお、路面側はサーチモードと送電モード、EV 側は待機モードと充電モードに分類している。

まず、EV 側は給電区間に進入して電力を受給するまで、HAR を用いて受電器を短絡し、待機モードとして動作させておく。路面側は T_{search} 毎にサーチパルスを印加し、 I_1 が $I_{1th.on}$ を越える場合には次の周期まで待機し、一定時間経過しても $I_{1th.on}$ に達しない場合には送電モードに移行する。このとき、EV 側は路面設備から電力伝送されていることを検知して、HAR を整流動作に切り替えて充電モードに移行することで、連続的な電力伝送を実現する。

次に、EV が送電コイル上を走り去るとき、路面側は電力伝送時に流れている I_1 が $I_{1th.off}$ を超えることを確認し、電源側から見たインピーダンスが低下したことを検知してサーチモードに移行する。このとき、EV 側は受電コイルに流れていた電流が路面側の送電停止動作によって 0 に近づくことから、電力伝送が終了したことを確認して、次の送電コイルへの進入に備えて

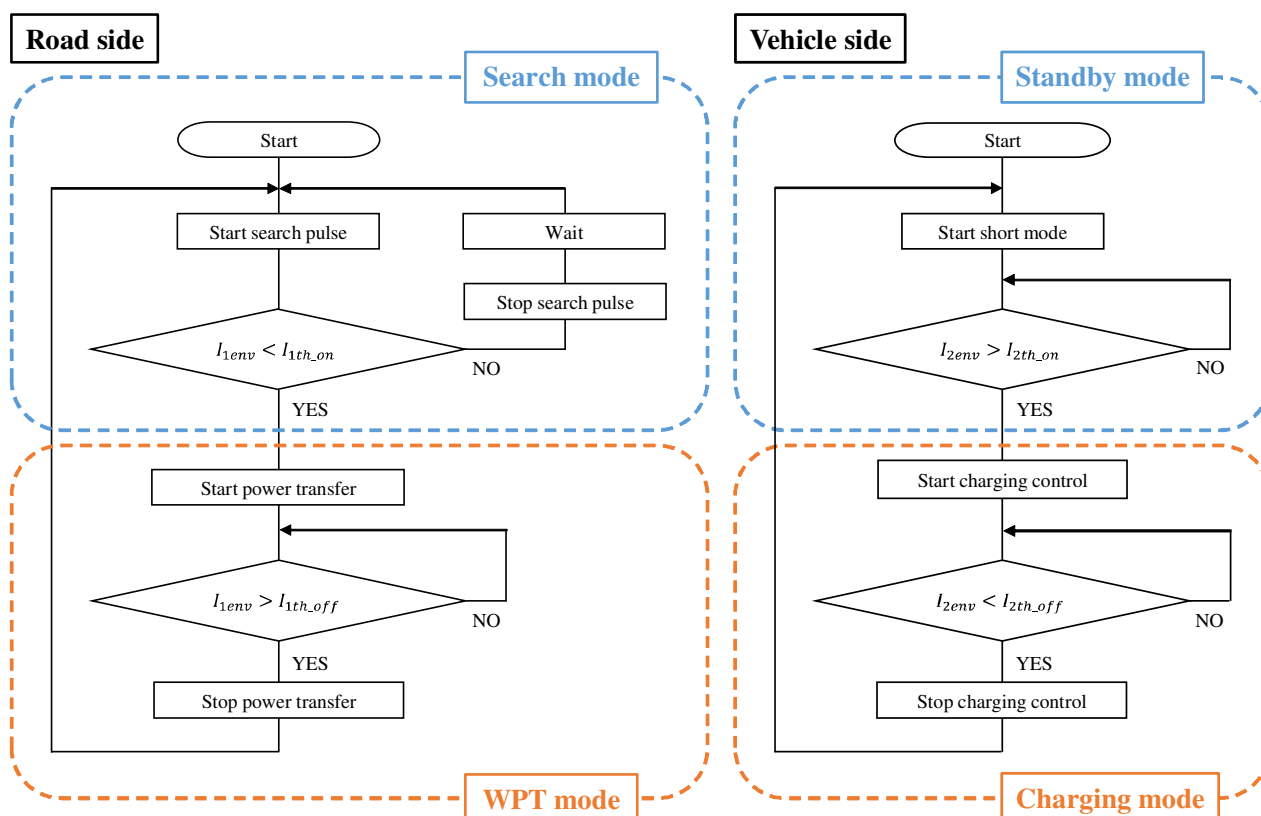


図 86: センサレス車両検知による送電制御のフローチャート

待機モードに移移する。

以上の動作を繰り返すことで、路面側は各車両が進入してから通過するまでを適切に検知しながら送電動作を制御できるほか、EV 側は送電コイル上で適切に電力を受け取った後に次のコイル進入時に備えて待機モードまで戻ることができており、路面側と EV 側の通信を用いることなく適切な制御動作を実現できることが分かる。

6.5 実験検証

実験条件

路面設備の送電コイルとインバータを用いたセンサレス車両検知に基づく送電制御が適切に動作できることを走行中ワイヤレス給電の模擬装置を用いて実証実験を行う。

走行中ワイヤレス給電に用いた実験回路を図 87 に示し、実験装置を図 88 に示す。送受電器のパラメータは表 12 に示す通りであり、送受電器および電力変換回路はすべて自作したものを使用した。実験装置のパラメータは表 13 に示す通りであり、各電力変換回路は DSP (PE-PRO/F28335A, Myway) を用いて制御した。センサレス車両検知および送電制御に用いる各電流しきい値は試行錯誤的に決定し、各電流情報は送受電コイルに流れる交流電流を自作した包絡線検波回路を通して取得した。

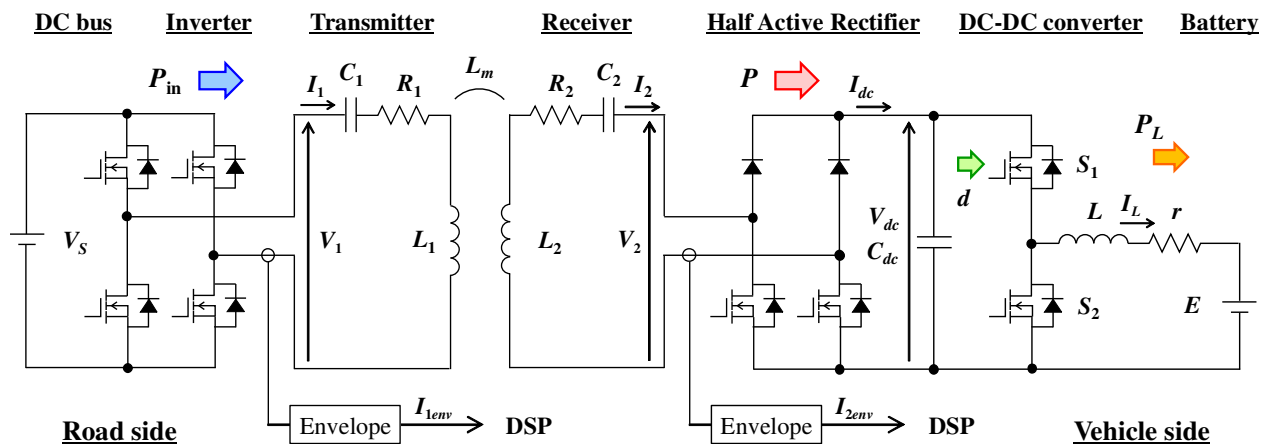


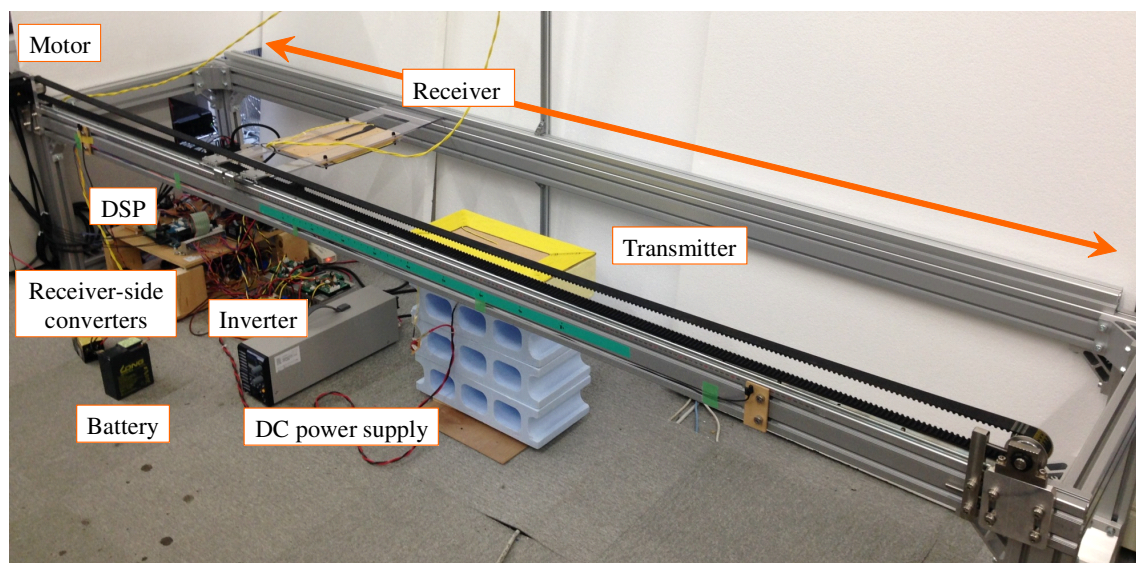
図 87: 走行中ワイヤレス給電の実験回路

表 13: 実験装置のパラメータ

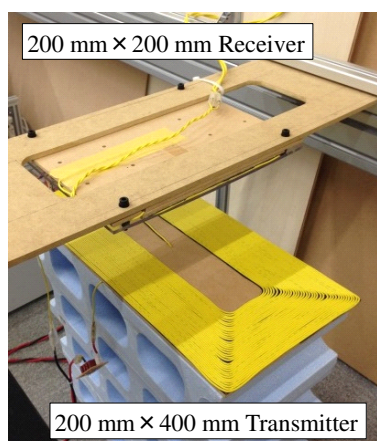
Parameter	Value
DC voltage source amplitude V_S	18 V
Operating frequency f_0	100 kHz
DC-DC converter resistance r	0.2 Ω
DC-DC converter inductance L	1000 μH
DC-DC converter capacitance C	1000 μF
Battery voltage E	6 V
Search pulse width T_{pulse}	0.5 μs
Searching period T_{search}	10 ms
Detection time T_{det}	10 ms

路面側のサーチモードと送電モードはインバータの位相シフト制御を利用して実装し、サーチパルスの電圧幅 T_{pulse} は 0.5 μs とした。また、サーチ周期 T_{search} と検出時間 T_{det} は実装上の都合で 10 ms として一致させたが、本来であれば T_{det} はさらに短時間となるように設計できる。EV 側の待機モードと充電モードは HAR を用いて実装しており、これらの動作モードの実行および切替はいずれも DSP を用いて制御している。

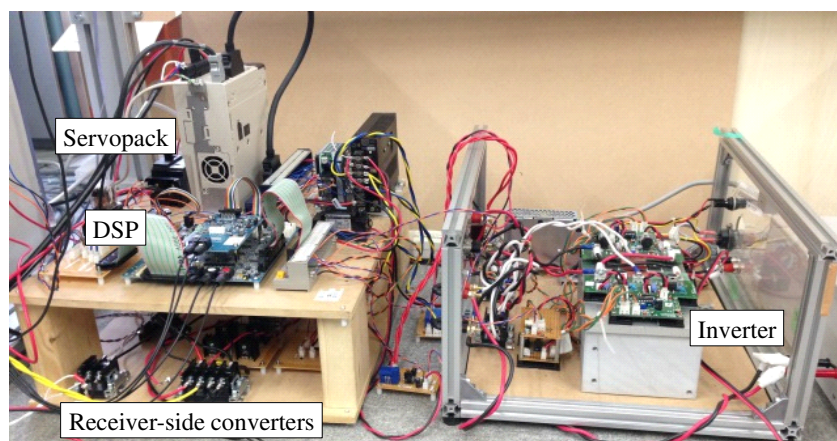
本実験ではサーボモータを用いて受電コイルをベルト駆動させ、送電コイルの 100 mm 上を一定速度で通過させた。なお、本実験装置のシステム構築については 8 章で後述する。また、本実験では受電側情報に基づいて送受電コイル間の結合係数をリアルタイムに推定し、受電側の DC-DC コンバータを用いて送受電コイル間の伝送効率が最大になるように受電側の直流リンク電圧 V_{dc} を制御しているが、本章で示す内容とは大きく異なるために本論文では取り上げないこととする。この制御手法は文献 [77] で示されているほか、これを発展させた制御手法を本論文の付録 A に記載している。



(a) 装置外観



(b) 送受電コイル



(c) 電力変換回路および制御装置

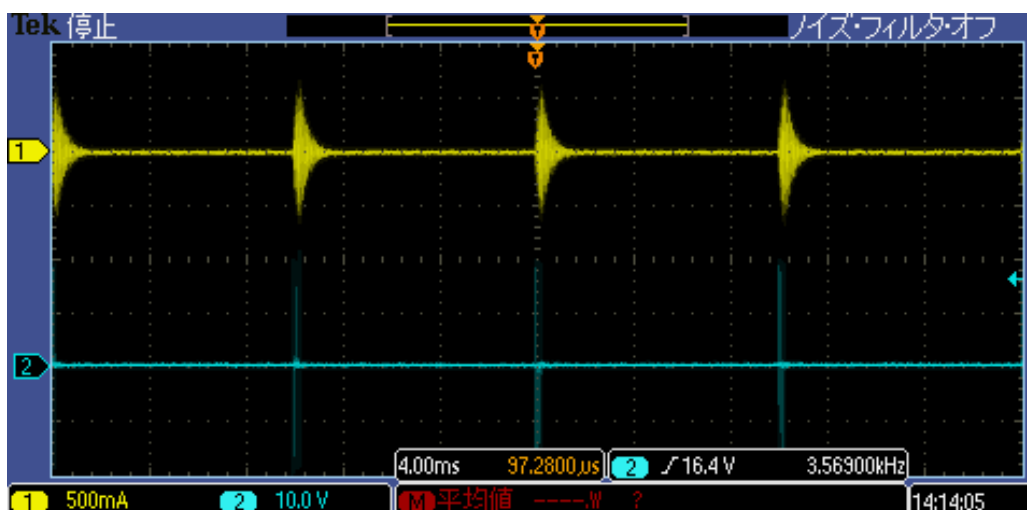
図 88: 走行中ワイヤレス給電の実験装置

サーチモードの動作確認

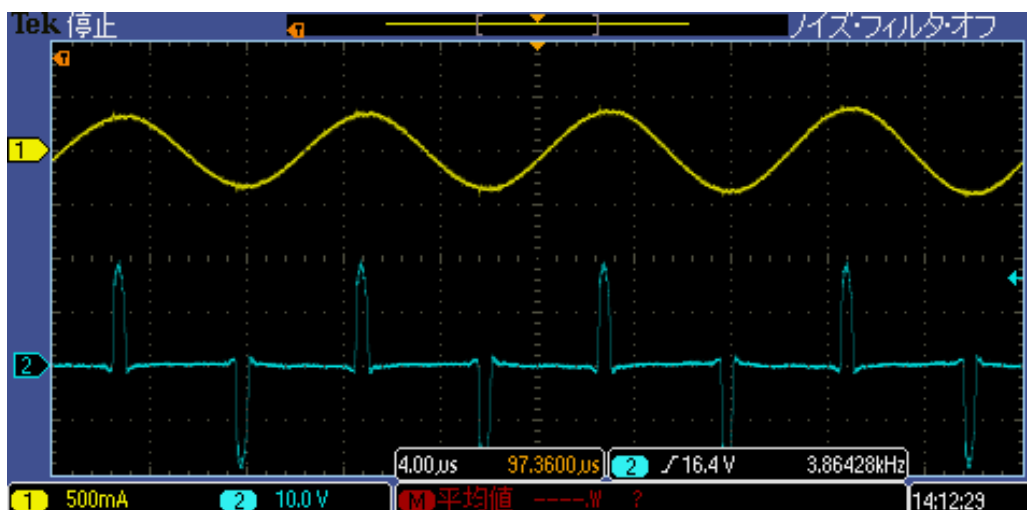
ここでは路面側におけるサーチモードの動作確認を行うために受電コイルは移動させず，送電コイル上に受電コイルがない状態で路面側のインバータを動作させ，送電側電圧 V_1 および送電側電流 I_1 の波形を観測した。

サーチモードにおける送電側電圧 V_1 と送電側電流 I_1 の波形を図 89 に示す。黄色が送電側電流 I_1 ，水色が送電側電圧 V_1 を示している。図 89(a) に示すようにサーチパルスを印加後， I_1 はすぐにしきい値 I_{1th-on} まで達しており，路面側インバータの動作をすぐに停止し，次の周期まで待機してから再度サーチパルスを出力していることが確認できる。

また，図 89(b) から車両検出に用いるサーチパルスはきわめて細かいパルス幅を実現できており，3 レベル電圧出力の基本波実効値を極力小さくすることで待機電力の削減に貢献できると考えられる。このとき，送電側電圧と送電側電流の位相が同相となっていることから，サーチ



(a) 全体の波形



(b) 拡大図

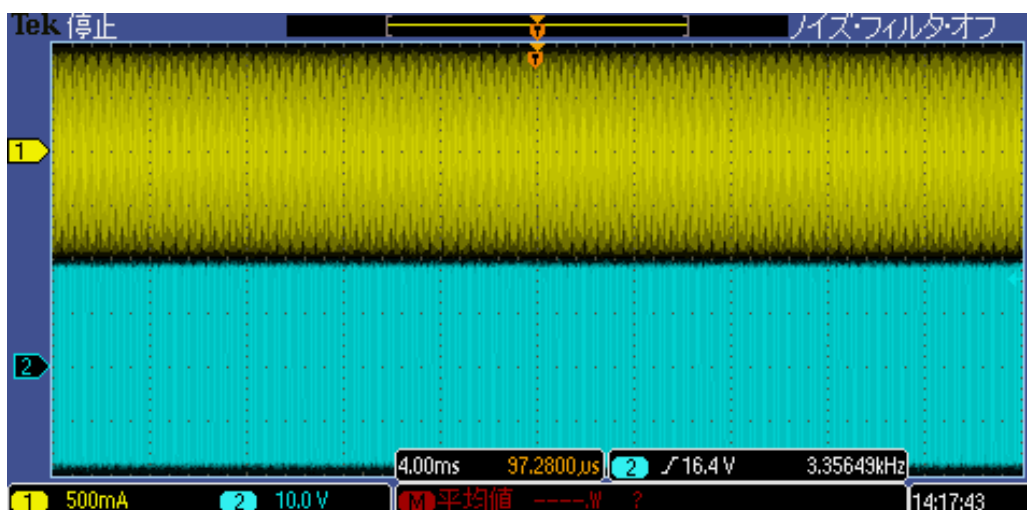
図 89: サーチモードにおける送電側の電圧・電流波形

モードにおいても送受電器の共振周波数と同じ周波数で動作できており、所望の車両検知動作を実現できていることが確認できた。

送電モードの動作確認

次に、路面側における送電モードの動作確認を行う。ここでも同様に受電コイルの移動は行わず、送電コイル上に受電コイルがある状態で路面側のインバータを動作させて送電側電圧 V_1 および送電側電流 I_1 の波形を観測した。

送電モードにおける送電側電圧 V_1 および送電側電流 I_1 の測定結果を図 90 に示す。図 90(a) より、連続した電力伝送を実現できていることが確認できる。また、図 90(b) が示すように路面側インバータは矩形波電圧出力を実現できており、サーチモードと比較して大電力伝送が可能な動作モードとなっている。



(a) 全体の波形



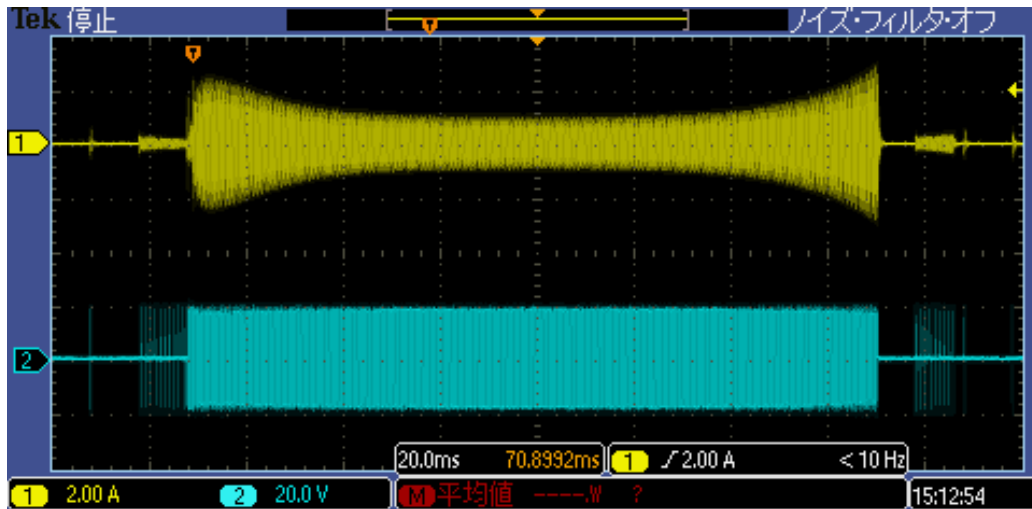
(b) 拡大図

図 90: 送電モードにおける送電側の電圧・電流波形

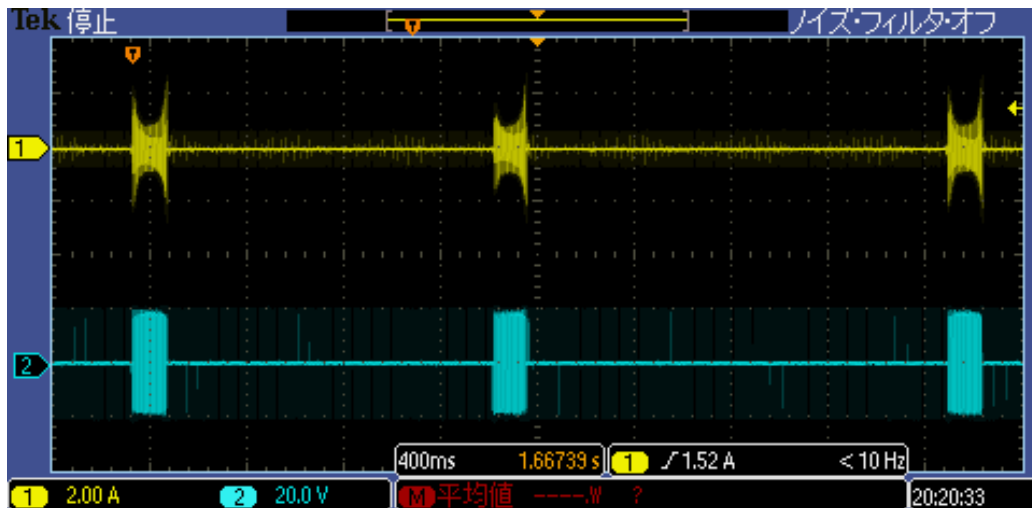
ここで、サーチモードと送電モードにおける各消費電力を比較・検討する。受電コイルが送電コイルの真上にあるときの送電電力は 10.02 W であったのに対して、サーチモード時における消費電力は 7.228 mW であった。これより、車両検知時の待機電力を送電動作時の 1/1000 以下まで低減できていることが確認された。なお、各動作モードの消費電力はセンサレス車両検知で利用した各しきい値やサーチ周期などのパラメータによって変化するため、実際の走行中ワイヤレス給電に適用する場合には各パラメータの最適化による更なる消費電力の低減が今後の課題として挙げられる。

各動作モードの状態遷移

次に、サーチモードから送電モードまでの状態遷移が適切に行えていることを確認するため、送電コイル上を 10 km/h の速さで受電コイルを通過させたときの送電側電圧 V_1 と送電側電流 I_1 の波形を観測した。



(a) 1 回通過した場合



(b) 3 回通過した場合

図 91: 10 km/h 走行時における送電側の電圧・電流波形

実験結果を図 91 に示す。図 91(a) の電力伝送が開始される直前にサーチパルスが出力されていることが確認でき、本章で示したセンサレス車両検知手法に基づいて動作モードを適切に切り替えられていることが分かる。また、受電コイルが送電コイル上から離脱する際に路面側が送電モードからサーチモードに遷移できており、電力伝送終了後にはサーチパルスを用いた車両検知を再開できていることが確認できる。さらに、図 91(b) は受電コイルが複数回にわたって送電コイル上を通過しても、適切に送電制御を実現できることを示しており、提案手法の有効性を確認された。

最後に、受電コイルが送電コイル上に進入する際に路面側だけでなく、EV 側も適切に動作モードを切り替えられることを図 92 に示す。1) の区間ではサーチパルスを印加してもすぐにしきい値 I_{1th_on} に到達してしまい、路面側インバータの動作をすぐに停止し、次のサーチ周期まで待機していることが確認できる。また、2) の区間では検出時間 T_{search} が経過するまで I_1 がしきい値 I_{1th_on} を超えなかったため、路面側がサーチモードから送電モードに動作を切り替え

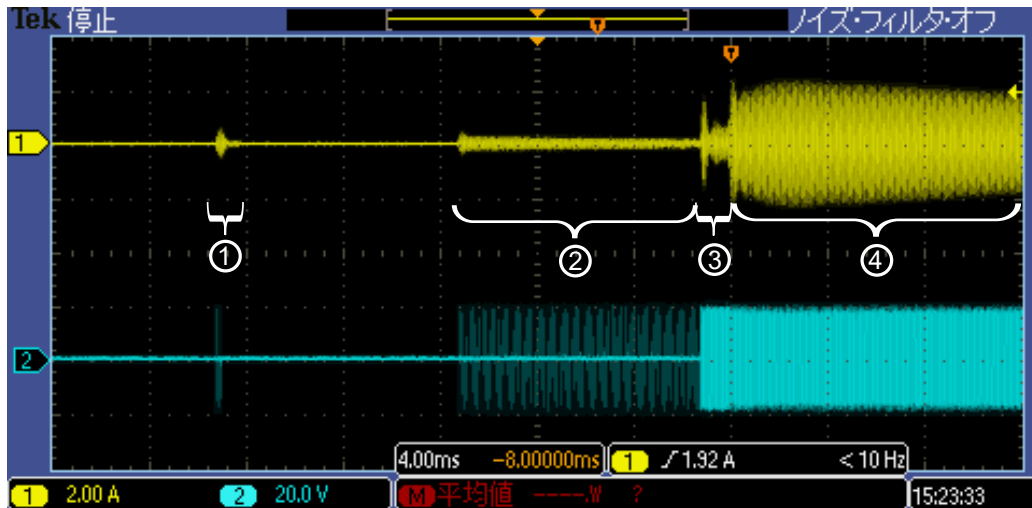


図 92: センサレス車両検知による送電制御の動作モード切り替え

ている。このとき、3)の区間でEV側が受電していることを確認して、HARを待機モードから充電モードに切り替えている。これによって、4)の区間で連続した電力伝送を実現できており、想定通りの制御動作が行われていることが確認された。従って、路面側およびEV側はお互いに通信を用いることなく、図86に示したフローチャートに基づいて車両検知から電力伝送までを適切に制御できていることが実証された。

6.6 まとめ

本研究では走行中ワイヤレス給電における車両検知技術の必要性について言及し、送受電間の通信や付加的なセンサを用いない、WPTシステムの入力インピーダンス特性に基づくセンサレス車両検知手法を提案した。このとき、すべての車両に対して同一の設計手法を適用するために受電側のハーフアクティブ整流器を用いた待機モードを導入するとともに、車両検知時の待機電力を低減するためにサーチパルスを用いた路面側の動作モードを示した。なお、路面側およびEV側における動作モードはそれぞれの電流情報と設計された各しきい値に応じて切り替えることができ、車両検知から電力伝送までを適切に制御できることを示した。シミュレーションおよび実験では路面設備におけるサーチモードと送電モードの動作確認を行ったほか、走行中ワイヤレス給電の模擬装置によって受電コイルを移動させた場合に路面側とEV側の動作モードを適切に切り替えられることを実証した。

しかし、本研究で示した基礎実験では各しきい値を試行錯誤的に設計しており、これらのパラメータの最適化や設計指針の提案が今後の課題として挙げられる。特に、車両検知時の消費電力は各しきい値だけでなく、サーチ周期や検出時間などの設計仕様によっても変化するため、実際の走行中ワイヤレス給電に適用する際には想定されるシステムの動作条件や前述の最適化設計などを考慮した検討を行いたい。

第 7 章

過渡特性を考慮した送電制御応用

7.1 はじめに

走行中ワイヤレス給電では走行車両が送電コイル上に存在する時間は限られており、路面設備における車両検知および送電制御にあまり多くの時間を利用できない。しかし、磁界共振結合方式による電力伝送では高効率動作を実現するために送受電コイルの高 Q 値化が進められるため、送電制御時におけるダンピング作用が少なく、いつまで経っても定常状態とならない制御しにくいシステムとなることが想定される。このとき、電流整定が遅れることによって貴重な給電時間が失われるほか、過大な電流オーバーシュートは機器そのものを破損させかねないため、これらの過渡特性は適切に対処されなければならない。

本研究では実際のアプリケーションにおける動特性について考慮するため、WPT システムの伝達関数に基づく過渡解析を行う。これまでにラプラス変換や状態方程式を用いた包絡線モデルが提案されてきたが [90,91]、複数のパラメータが複雑に掛け合わされるために数式から直接的に解析することは難しい。本研究では WPT システムを送電部および受電部、これらの結合部、負荷部といった各要素に分けたブロック線図で表すことで、入力電圧から入力電流までの伝達関数を送受電器の共振周波数、送受電コイルの Q 値および結合係数を利用して特徴づけられることを示す。また、周波数応答の過渡解析から整定時間を簡易的に導出し、ソフトスタート動作における電圧上昇時間として利用する送電制御手法を提案する。

本章では 7.2 節で走行中ワイヤレス給電における過渡特性の重要性について言及し、7.3 節で先行研究における伝達関数モデルの導出手法を示す。7.4 節では WPT システムを複数のブロックに分離して、これらの伝達関数を合成することで新しいモデルの導出手法を提案する。7.5 節では提案する伝達関数モデルの周波数解析から過渡応答の整定時間を概算し、ソフトスタート動作を用いた送電制御に応用する。7.6 節ではシミュレーションおよび実験によって提案手法の有効性を検証し、7.7 節でまとめを述べる。

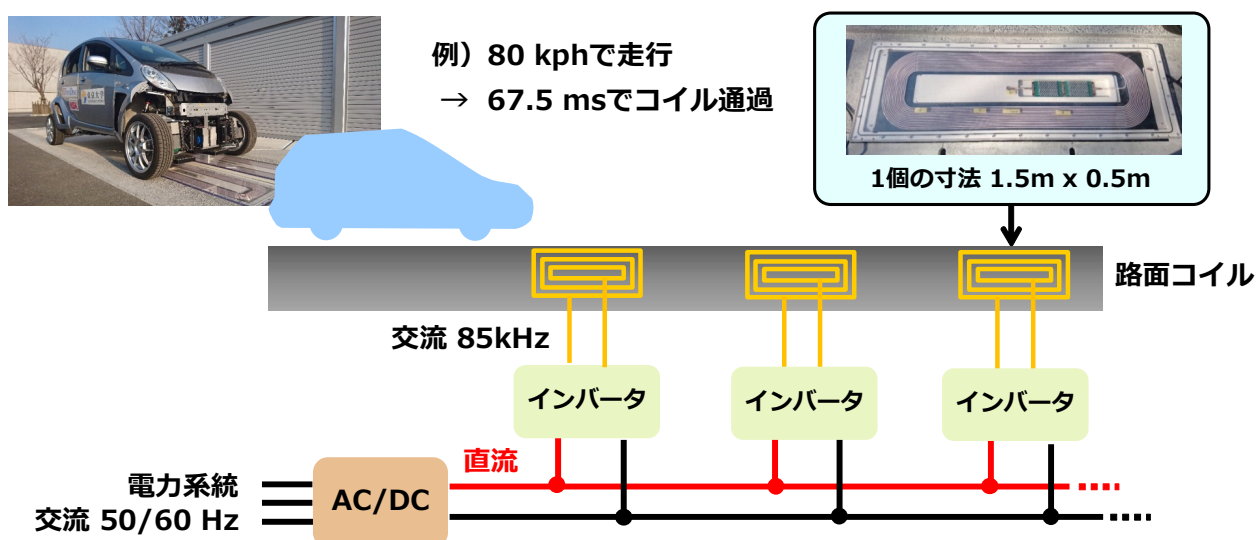


図 93: 走行中ワイヤレス給電における過渡応答の重要性

7.2 送電制御における過渡特性の重要性

受電タイミングの損失

本節では走行中ワイヤレス給電における過渡特性の重要性について示すため、具体的な条件に基づいて定量的な試算を行う。ここで、9章で紹介する本研究において構築した走行中ワイヤレス給電システムの仕様に基づいて計算する（図 93）。本研究で試作した路面コイルの全長は 1.5 m であり、本検討では車両がコイル上を通過する際には常に一定電力を受け取れると仮定して計算を簡単化する。このとき、走行車両が路面設備から受電できるエネルギーは電力の積分値であり、本条件では電力と時間の積で与えられることになる。

ここで、実験車両が 80 km/h で給電区間に進入するとき、1.5 m の路面コイル上を通過するまでの時間は 67.5 ms と極めて短く、車両検知と送電制御に利用できる時間はほとんど存在しないことが分かる。また、車両進入から車両検知までに 10 ms、送電開始から電流整定までに 10 ms かかった場合、これらの制御によって失われる時間は 20 ms であり、受電可能な時間の約 30 %にも達してしまい、同様にして受給できるエネルギーの約 30 %が失われることになる。

従って、高速走行する車両に対して適切に電力供給を行うためには、車両検知から電流整定までの時間を数 ms 以下に抑えなければならず、過渡特性を考慮に入れた送電制御を実装しなければならない。さらには、過渡特性を考慮せずに送電動作をいきなり立上げた場合には過大な電流オーバーシュートが発生して、機器破損の原因となることが考えられる。

電流オーバーシュートの抑制

ここでは回路シミュレーションを用いて送電開始時における過渡応答について示す。想定する WPT システムは図 94 に示す等価回路を利用し、シミュレーションには Matlab/Simulink, Simscape power systems を利用した。送受電コイルのパラメータは表 14 に示す通りであり、共

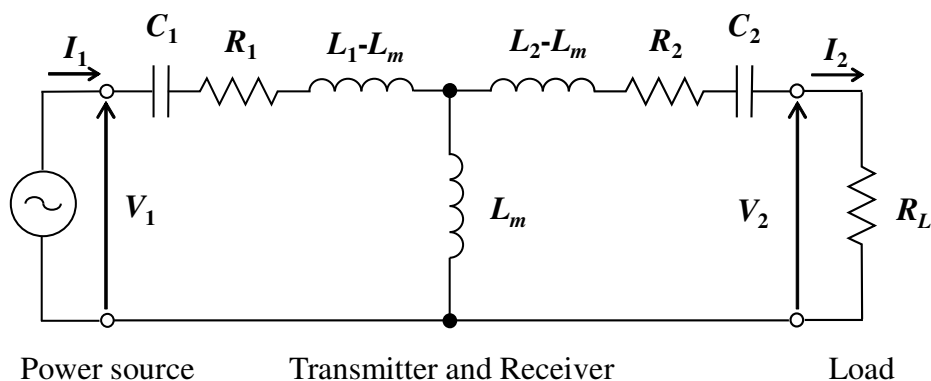


図 94: S/S 方式ワイヤレス電力伝送の T 型等価回路

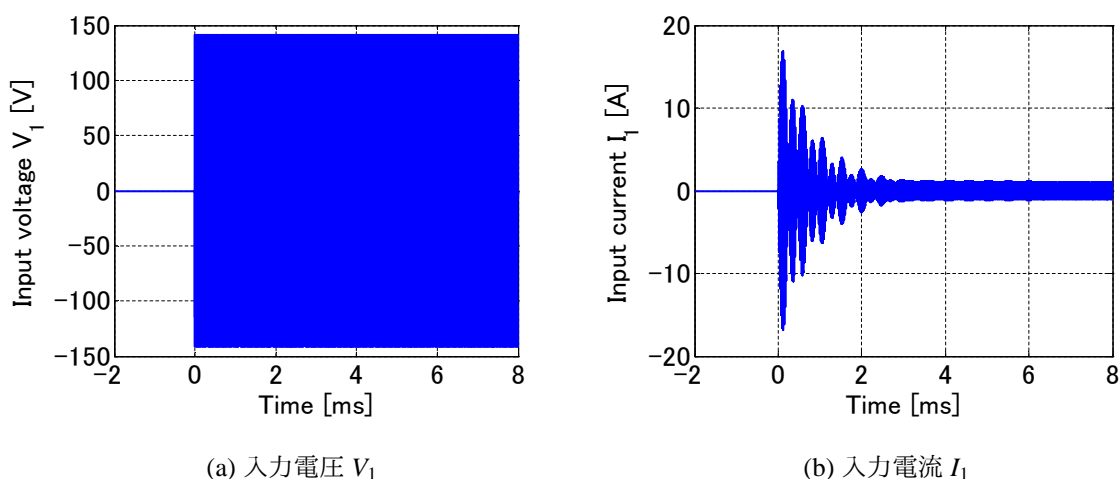


図 95: 送電開始時における過渡応答のシミュレーション結果

振コンデンサの静電容量 C_1, C_2 は共振周波数が 85 kHz となるように与えた。送電開始時を想定するために結合係数 k は 0.05 とし、負荷抵抗 R_L は 0 として短絡状態とした。この理由については後述する。

正弦波電圧入力 $V_1 = 100 \sqrt{2} \sin(85 \times 10^3 \times 2\pi t) \text{ [V]}$ を与えた場合のシミュレーション結果を図 95 に示す。 $t = 0 \text{ s}$ において V_1 の振幅をステップ状に大きくすることによって、入力電流 I_1 は大きなオーバーシュートを生じていることが確認できる。ここで、電源回路においては図 96 に示すようなソフトスタート動作を導入して突入電流を防止する試みが見られるが、WPT 回路においては電源と負荷の間に送受電器による過渡応答が含まれるため、電圧上昇時間 T_r を設計することは容易ではない。

本研究では WPT 回路を特徴づける送受電器の共振周波数や送受電コイルの Q 値、結合係数を用いた伝達関数モデルを提案し、この過渡解析に基づいて電圧上昇時間 T_r の簡易的な設計法を示す。

表 14: 送受電コイルのパラメータ

Parameter	Value
Resonance frequency	85 kHz
Transmitter coil resistance R_1	867 m Ω
Transmitter coil inductance L_1	292 μ H
Transmitter quality factor Q_1	180
Receiver coil resistance R_2	362 m Ω
Receiver coil inductance L_2	224 μ H
Receiver quality factor Q_2	328

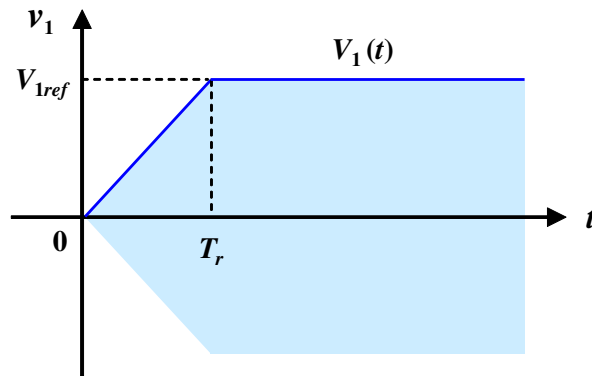


図 96: ランプ軌道を用いたソフトスタート動作

7.3 回路方程式に基づく伝達関数の導出（従来法）

7.3.1 システム構成と前提条件

本研究では図 94 に示す S/S 方式の磁界共振結合 WPT システムの等価回路を用いて解析する。本章では簡単のために送電側インバータによって矩形波駆動される送電側電圧の基本波実効値に着目し、負荷は純抵抗 R_L として検討する。なお、実際のアプリケーションでは定電圧負荷や定電力負荷が接続されることが多いが、本研究はあくまで理論解析に基づく基礎研究の段階であり、本技術を実際のアプリケーションに応用することは今後の課題として挙げられる。しかし、9 章で示す実験車両の走行試験においても提案する送電制御手法の有効性を検証できていることから、適切に本技術を応用すればよいと考えられる。

S/S 方式の磁界共振結合 WPT において、送受電器の共振角周波数 ω_1, ω_2 は

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad C_1 = \frac{1}{\omega_1^2 L_1} \quad (7-1)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}, \quad C_2 = \frac{1}{\omega_2^2 L_2} \quad (7-2)$$

として与えられ、 L_1, L_2 は送受電コイルの自己インダクタンス、 C_1, C_2 は各共振コンデンサの静

電容量である。

一般に磁界共振結合方式では電源の動作角周波数 $\omega = \omega_1 = \omega_2$ となるように共振コンデンサを設計するが、本研究では共振条件を仮定せずに伝達関数モデルを導出する。

7.3.2 伝達関数の導出 [91]

図 94 に示す T 型等価回路の回路方程式を用いて状態方程式および伝達関数を導出できる。入力電圧 V_1 から入力電流 I_1 までの伝達関数は

$$G_{11}(s) = \frac{I_1(s)}{V_1(s)} = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (7-3)$$

となり、各係数はそれぞれ以下のように与えられる [91]。

$$b_3 = \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (7-4)$$

$$b_2 = \frac{R_2 + R_L}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (7-5)$$

$$b_1 = \frac{1}{C_2(L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (7-6)$$

$$a_3 = \frac{L_1(R_2 + R_L) + R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (7-7)$$

$$a_2 = \frac{R_1 C_1 C_2(R_2 + R_L) + C_1 L_1 + C_2 L_2}{C_1 C_2(L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (7-8)$$

$$a_1 = \frac{R_1 C_1 + C_2(R_2 + R_L)}{C_1 C_2(L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (7-9)$$

$$a_0 = \frac{1}{C_1 C_2(L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (7-10)$$

この伝達関数における各係数は複数のパラメータが複雑に関係しているため、どのパラメータがどのように影響を与えているのか見積もることは難しい。しかし、極/零点マップなどを利用すれば、図を通してシステムの動作を理解することは可能である。

7.4 各要素に分けた伝達関数の導出（提案法）

先行研究では図 94 に示す T 型等価回路を用いて入力電圧 V_1 から入力電流 I_1 までの伝達関数を直接的に導出したが、本章では送電部と受電部、これらの結合部、負荷部の各要素に分けて伝達関数を導出する。

7.4.1 各要素における伝達関数

まず、各要素のつながりを分かりやすくするため、送受電器の結合による誘導起電力を利用した WPT 回路の等価回路を図 97 に示す。各誘導起電力は相互インダクタンス L_m と他方の電流微分値によって与えられるため、結合部の伝達関数は sL_m と記述できる。

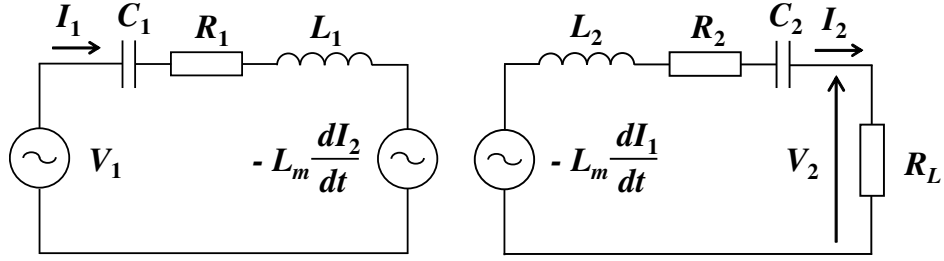


図 97: S/S 方式ワイヤレス電力伝送の誘導起電力を用いた等価回路

送電部および受電部の伝達関数は各電圧と各誘導起電力の差を入力とし、各電流を出力として求めればよい。送電部の伝達関数 $G_{11}(s)$ は RLC 直列回路によって与えられるため、

$$G_{11}(s) = \frac{sC_1}{L_1C_1s^2 + R_1C_1s + 1} = \frac{s}{L_1(s^2 + 2\zeta_1\omega_1s + \omega_1^2)} \quad (7-11)$$

となる。ここで、

$$\zeta_1 = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} = \frac{R_1}{2\omega_1L_1} = \frac{1}{2Q_1} \quad (7-12)$$

$$Q_1 = \frac{\omega_1L_1}{R_1} \quad (7-13)$$

であるため、 $G_{11}(s)$ は送電器の共振角周波数 ω_1 および送電コイルの Q 値 Q_1 によって特徴づけられる。

また、受電部の伝達関数 $G_{22}(s)$ も同様に RLC 直列回路から

$$G_{22}(s) = \frac{sC_2}{L_2C_2s^2 + R_2C_2s + 1} = \frac{s}{L_2(s^2 + 2\zeta_2\omega_2s + \omega_2^2)} \quad (7-14)$$

と記述できる。ここで、

$$\zeta_2 = \frac{R_2}{2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} = \frac{R_2}{2\omega_2L_2} = \frac{1}{2Q_2} \quad (7-15)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_2L_2}{R_2} \quad (7-16)$$

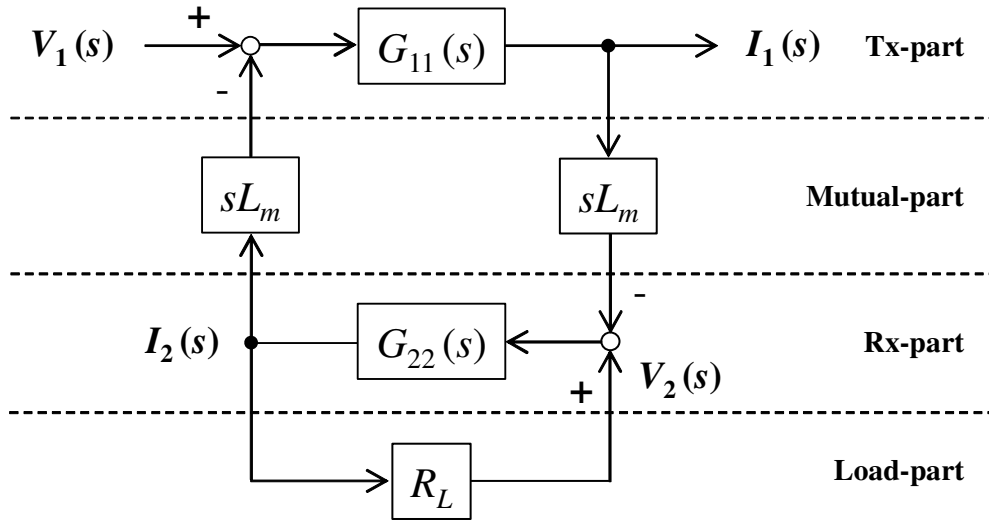
であるため、 $G_{22}(s)$ は受電器の共振角周波数 ω_2 および受電コイルの Q 値 Q_2 によって特徴づけられる。

最後に本章における負荷は純抵抗 R_L とするため、出力電圧 V_2 と出力電流 I_2 の関係はオームの法則から明らかであり、WPT 回路のブロック線図は図 98(a) のように記述できる。

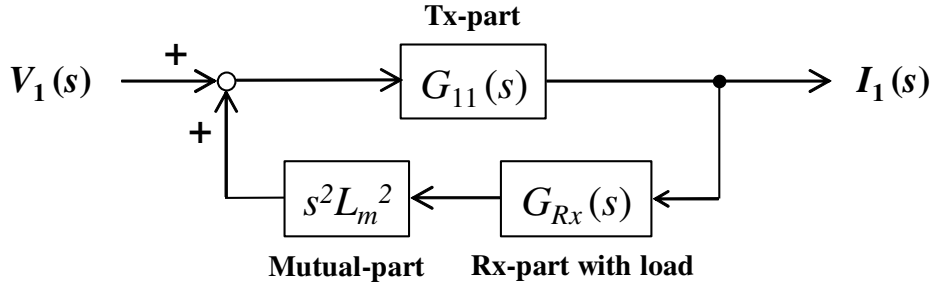
7.4.2 ブロック線図とその合成

まず、受電部と負荷部の伝達関数を合成する。これらは単純なフィードバック系であるため、合成後の伝達関数 $G_{Rx}(s)$ は

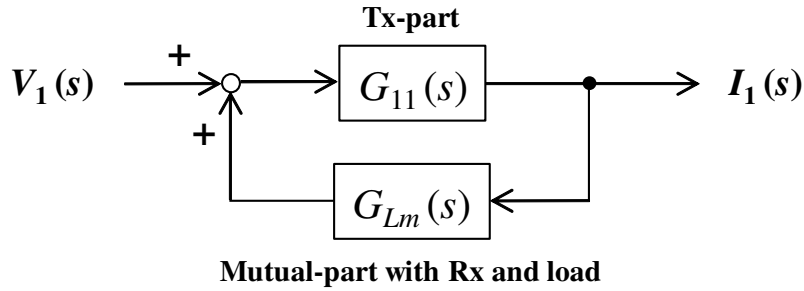
$$G_{Rx}(s) = \frac{G_{22}(s)}{1 + G_{22}(s)R_L} = \frac{sC_2}{L_2C_2s^2 + (R_2 + R_L)C_2s + 1} = \frac{s}{L_2(s^2 + 2\zeta_L\omega_2s + \omega_2^2)} \quad (7-17)$$



(a) システム全体のブロック線図



(b) 受電部と負荷部の合成



(c) 結合部と受電部の合成

図 98: S/S 方式ワイヤレス電力伝送のブロック線図

と求められる。ここで,

$$\zeta_L = \frac{(R_2 + R_L)}{2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} = \frac{(R_2 + R_L)}{2\omega_2 L_2} = \frac{1}{2Q_L} \quad (7-18)$$

$$Q_L = \frac{\omega_2 L_2}{R_2 + R_L} \quad (7-19)$$

と記述できるため、負荷まで含めた受電部の伝達関数は受電器の共振角周波数 ω_2 および負荷 Q (すなわち Q_L) によって特徴づけられる。

結合部の2つの伝達関数をまとめれば図98(b)の形で表せる。ここで、結合部以降をまとめた伝達関数 $G_{Lm}(s)$ は

$$G_{Lm}(s) = s^2 L_m^2 G_{Rx}(s) = \frac{s^3 L_m^2}{L_2(s^2 + 2\zeta_L \omega_2 s + \omega_2^2)} \quad (7-20)$$

と記述できるため、入力電圧 V_1 から入力電流 I_1 までの伝達関数 $G_{I1}(s)$ は

$$\begin{aligned} G_{I1}(s) &= \frac{n(s)}{d(s)} = \frac{G_{11}(s)}{1 + G_{11}(s)G_{Lm}(s)} \\ &= \frac{sL_2(s^2 + 2\zeta_L \omega_2 s + \omega_2^2)}{L_1 L_2(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s^2 + 2\zeta_L \omega_2 s + \omega_2^2) - s^4 L_m^2} \\ &= \frac{s}{L_1(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s^2 + 2\zeta_L \omega_2 s + \omega_2^2) - s^4 k^2} \end{aligned} \quad (7-21)$$

となる。ここで、

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (7-22)$$

であるため、 $G_{I1}(s)$ は送電部の2次系、受電部（負荷を含む）の2次系および結合係数 k によって与えられる。

7.5 周波数応答の過渡解析

前章において入力電圧 V_1 から入力電流 I_1 までの伝達関数 $G_{I1}(s)$ を導出したが、本章では $G_{I1}(s)$ の過渡解析を行う。

7.5.1 過渡応答と定常応答

振幅1、角周波数 ω の正弦波電圧入力 $v_1(t) = u(t) = \sin \omega t$ を印加するとき、入力電流 $I_1(s)$ は

$$I_1(s) = G_{I1}(s) \mathcal{L}[u(t)] = G_{I1}(s) \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (7-23)$$

で与えられる。ここで、部分分数分解より

$$I_1(s) = \frac{\alpha(s)}{d(s)} + \frac{\beta_1}{s - j\omega} + \frac{\beta_2}{s + j\omega} \quad (7-24)$$

と記述でき、 $\alpha(s)$ は $d(s)$ に依存して決まる多項式で、 $\beta_{1,2}$ は

$$\beta_1 = (s - j\omega) G_{I1}(s) \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \Big|_{s=j\omega} = \frac{1}{2j} G_{I1}(j\omega) \quad (7-25)$$

$$\beta_2 = \bar{\beta}_1 = -\frac{1}{2j} \bar{G}_{I1}(j\omega) \quad (7-26)$$

で与えられる。このとき、入力電流の時間応答 $i_1(t)$ は逆ラプラス変換より

$$i_1(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{\alpha(s)}{d(s)} \right] + \beta_1 e^{j\omega t} + \beta_2 e^{-j\omega t} \quad (7-27)$$

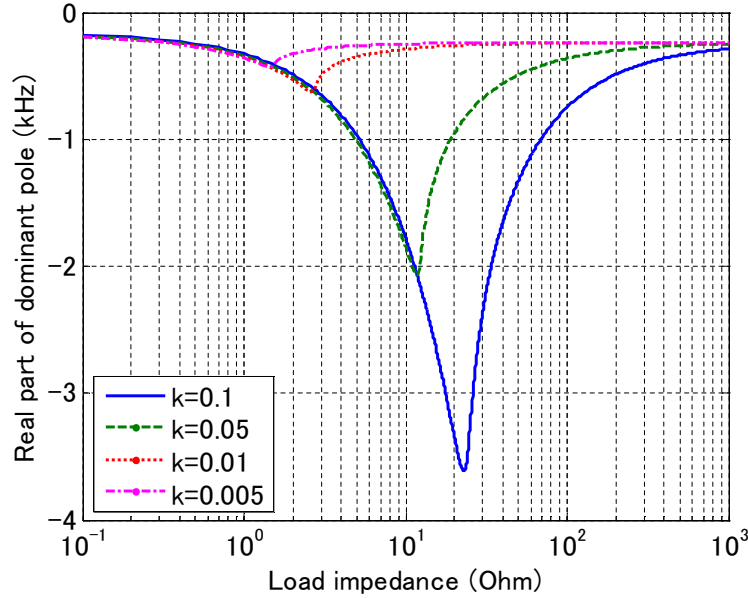


図 99: 伝達関数 $G_{11}(s)$ の支配極（実部）

となり，第 1 項が過渡応答を示すとともにその極は $G_{11}(s)$ の分母である $d(s)$ によって与えられることが分かる。

図 99 は $G_{11}(s)$ の支配極を示しており，他の極と零点を無視すると伝達関数は 2 次系で近似できる。ここで，結合係数 k が小さいほど支配極が遅くなり，負荷抵抗 R_L はあるピークを持つが短絡状態に近づくとき支配極が遅くなることが分かる。

本研究では $k \rightarrow 0, R_L \rightarrow 0$ としてワーストケースにおける整定時間 T_s を解析する。

7.5.2 ワーストケースにおける整定時間

結合係数 $k \rightarrow 0$ とするとき， $G_{11}(s)$ は

$$G_{11}(s)|_{k=0} = \frac{s}{L_1(s^2 + 2\zeta_1\omega_1 s + \omega_1^2)} = G_{11}(s) \quad (7-28)$$

となり，単純な RLC 直列回路となる。その極は

$$p_{1,2} = -\zeta_1\omega_1 \pm j\omega_1\sqrt{1-\zeta_1^2} \quad (7-29)$$

となり，支配極の実部は送電器の共振角周波数 ω_1 および送電コイルの Q 値 Q_1 によって決まる (R_L の影響は表れなくなる)。

T_s を見積もるためにステップ応答の包絡線を考えると

$$|i_1(t) - i_{1\infty}| \leq \frac{e^{-\zeta_1\omega_1 t}}{\sqrt{1-\zeta_1^2}} \leq \varepsilon \quad (t \geq T_s) \quad (7-30)$$

を得る。ここで，(7-30) 式を変形すると

$$\zeta_1\omega_1 t \geq \log \frac{1}{\varepsilon} + \frac{1}{2} \log \frac{1}{1-\zeta_1^2} \quad (7-31)$$

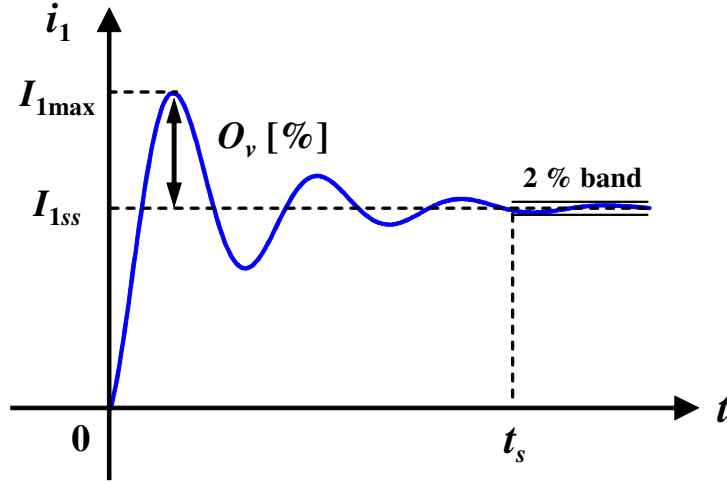


図 100: ソフトスタート動作の評価項目 ($I_{1\max}$, O_v および t_s)

となり，本稿では $\varepsilon = 0.02$ (2 % 整定) とし， $Q_1 > 100$ とすれば $\zeta_1^2 \ll 1$ より右辺の第 2 項を無視でき，

$$\zeta_1 \omega_1 t \geq 3.9 \quad (7-32)$$

と近似できる。従って， $k = 0$ における整定時間 T_s は

$$T_s \geq \frac{3.9}{\zeta_1 \omega_1} = \frac{7.8 Q_1}{\omega_1} = \frac{7.8 L_1}{R_1} \quad (7-33)$$

と求められる。

表 14 のパラメータを用いると $T_s \approx 2.6 \text{ ms}$ であり，本研究ではこの T_s をソフトスタート動作の電圧上昇時間 T_r として利用する。

7.6 シミュレーションおよび実験

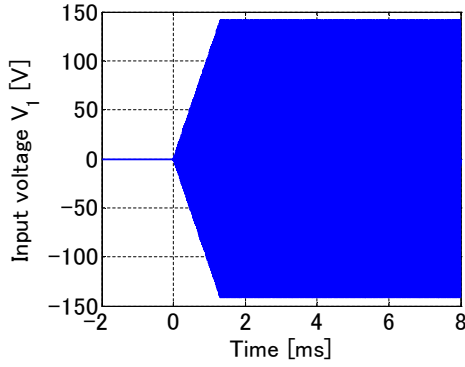
シミュレーション条件

本研究において検討した整定時間 T_s を利用したソフトスタート動作の有効性を検証する。電圧上昇時間 T_r は $0.5T_s, T_s, 2T_s$ の 3 通りとし，評価項目として図 100 に示す最大電流値 $I_{1\max}$ ，オーバーシュート量 O_v ，実際の整定時間 t_s を比較する。

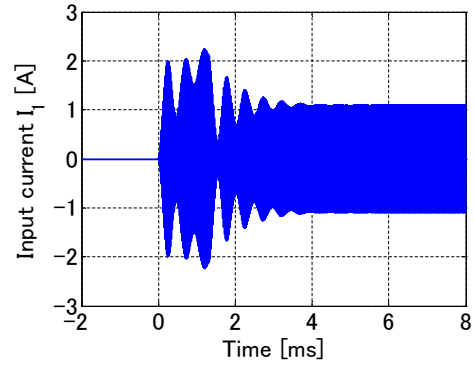
シミュレーションでは図 94 に示す S/S 方式を用いた磁界共振結合 WPT の等価回路を利用し，送受電器のパラメータは表 14 に示す値を用いた。電源は正弦波電圧入力とし，入力電圧の目標値 V_{1ref} は 100 V とした。このときの結合係数 k は 0.05 とし，負荷は短絡状態とした。

シミュレーション結果

シミュレーション結果を図 101 から図 103 に示し，各評価項目を表 15 に示す。図 95 に示したステップ状の入力と比較して，いずれの動作もオーバーシュート量 O_v を大幅に抑制できてい

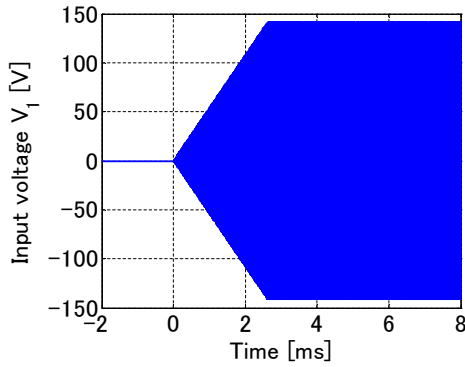


(a) 入力電圧 V_1

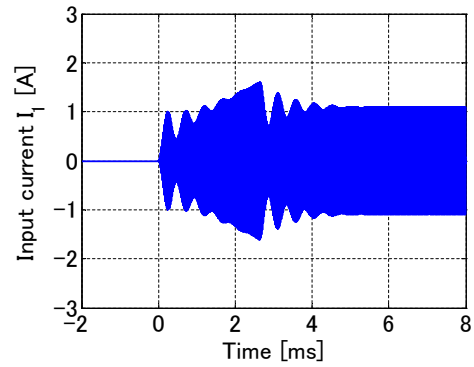


(b) 入力電流 I_1

図 101: ソフトスタート動作のシミュレーション結果 ($T_r = 0.5 T_s$)

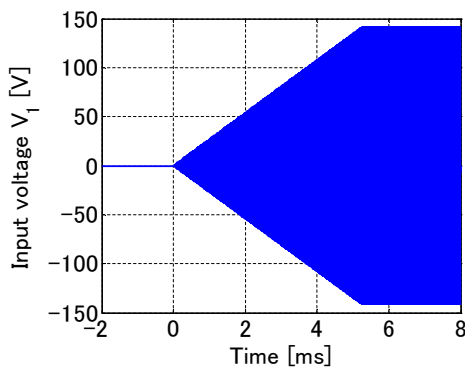


(a) 入力電圧 V_1

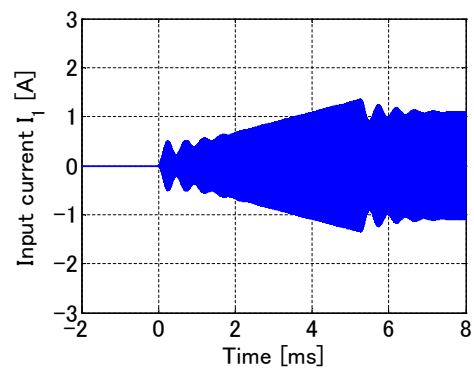


(b) 入力電流 I_1

図 102: ソフトスタート動作のシミュレーション結果 ($T_r = T_s$)



(a) 入力電圧 V_1



(b) 入力電流 I_1

図 103: ソフトスタート動作のシミュレーション結果 ($T_r = 2 T_s$)

る。 $T_r = 0.5 T_s$ の条件では $I_{1\max}$ は定常値の約 2 倍となっているが、整定時間 t_s はステップ状の入力よりも早い結果が得られた。一方で、 $T_r = 2 T_s$ の条件では O_v を 22.9 % まで削減できているが、 T_r を長くしたために t_s が遅くなっている。従って、 T_r の設計には O_v と t_s のトレードオフが存在するため、アプリケーションの仕様に応じて適切に設計すべきといえる。

表 15: ソフトスタート動作のシミュレーション結果

T_r	$I_{1\max}$ [A]	O_v [%]	t_s [ms]
0 (step)	16.8	1440	5.9
$0.5 T_s$	2.23	105	4.0
T_s	1.61	47.7	4.9
$2 T_s$	1.34	22.9	7.0

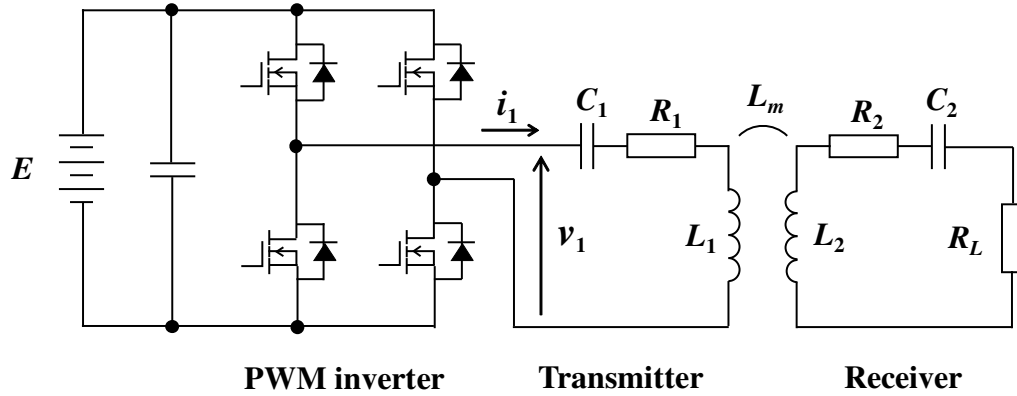


図 104: ソフトスタート動作の実験回路

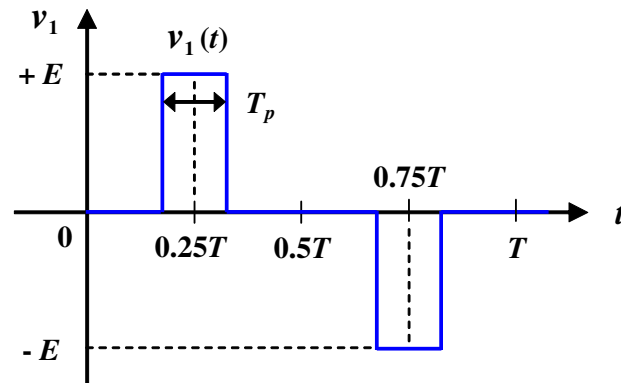
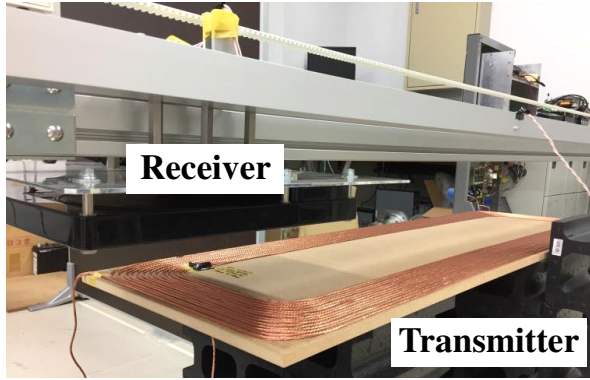


図 105: 送電側インバータのデューティ比

ここで、提案する伝達関数モデルの過渡解析に基づく整定時間 T_s を電圧上昇時間 T_r として利用したソフトスタート動作では O_v と t_s のバランスを取った設計となっており、実際に応用しやすい結果が得られた。

実験条件

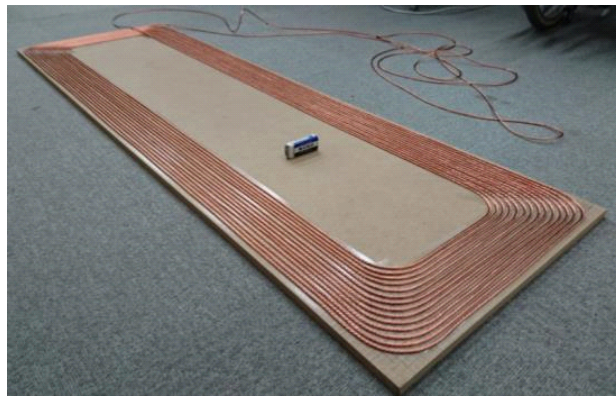
提案手法の有効性を実験によって検証する。本実験では図 104 に示す回路構成とし、PWM インバータのデューティ比を用いて図 105 に示す動作を行うことでソフトスタート動作を実現する。このとき、デューティ比 d_{inv} は入力電圧の基本波実効値 V_1 のフーリエ級数から算出できる [74]。本実験では V_1 の目標値 V_{1ref} を 50 V とし、制御周期 100 μ s 毎に V_1 がソフトスタート



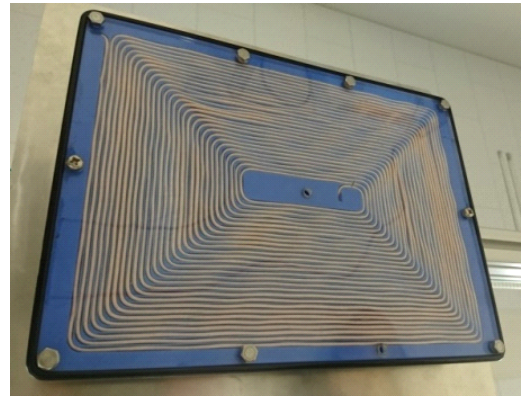
(a) Overview



(b) Inverter



(c) Transmitter coil



(d) Receiver coil

図 106: ソフトスタート動作の実験装置

動作の軌道を満たすように操作する。

送受電器は図 106(a) に示すように受電器の半分が送電器上に位置するように配置し、負荷は短絡状態とした。実験機における送受電器の共振周波数はおよそ 87.7 kHz となったため、同等のパラメータを利用したシミュレーションと実験の結果を比較する。結合係数 k は図 107 から図 110 に示すシミュレーション波形と実験波形の比較から、およそ $k = 0.015$ となる条件であり、前章と比較してより厳しい条件となった。

実験結果

まず、入力電圧の基本波実効値 V_1 をステップ状に変化させた実験結果を図 107 に示す。シミュレーションおよび実験ではほぼ同様の電流波形となっており、適切に解析できていることが確認できる。ここで、ソフトスタート動作を用いないシミュレーション結果と同様に大きなオーバーシュートが生じているため、何かしらの対策が必要といえる。

次に、ソフトスタート動作を適用した実験結果を図 108 から図 110 に示す。表 16 に示す各評価項目より、シミュレーションと同様に $T_r = 0.5T_s$ の条件では整定時間 t_s に優れており、 $T_r = 2T_s$ の条件ではオーバーシュート量 O_o の削減に効果的といえる。また、 $T_r = T_s$ とした場合にはそれらをバランスよく設計できており、提案手法は実験においても良好な結果が得られた。

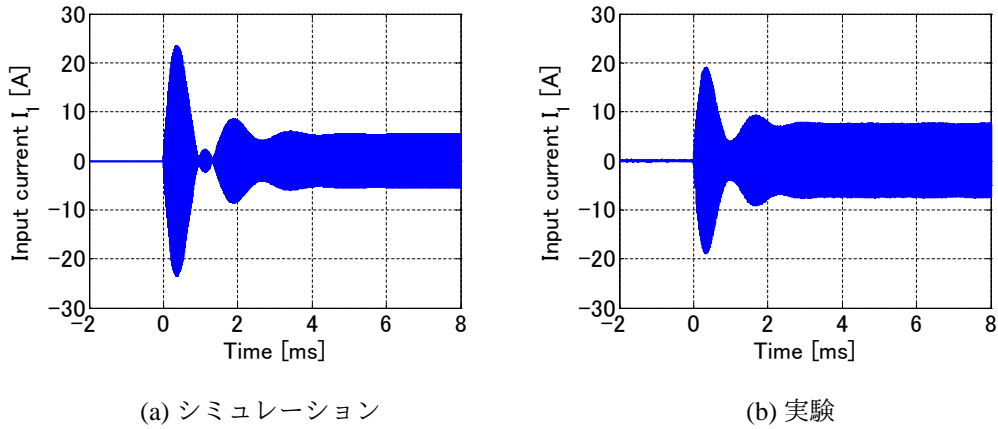


図 107: ソフトスタート動作を行わない場合のシミュレーション・実験結果

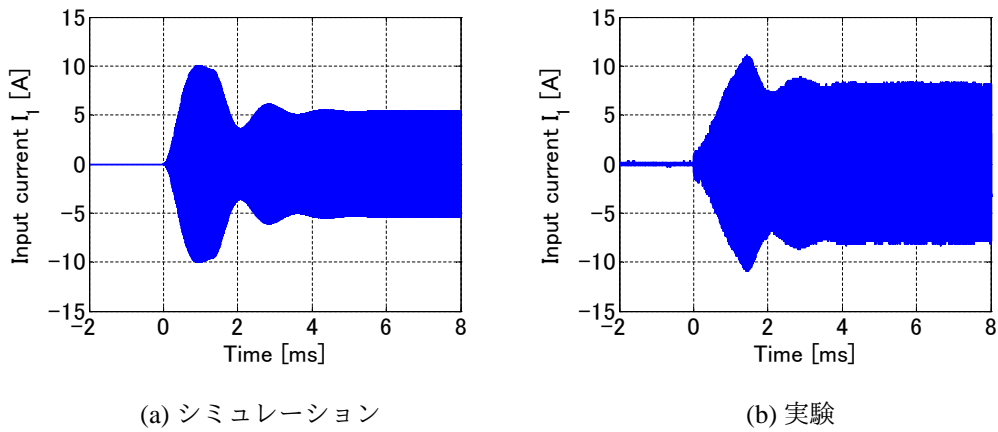


図 108: ソフトスタート動作のシミュレーション・実験結果 ($T_r = 0.5 T_s$)

表 16: ソフトスタート動作の実験結果

T_r	I_{lmax} [A]	O_v [%]	t_s [ms]
0 (step)	19.1	148	3.1
$0.5 T_s$	11.1	33.7	3.2
T_s	9.5	17.3	4.1
$2 T_s$	8.3	5.1	5.8

7.7 まとめ

本研究では磁界共振結合方式の WPT システムを送電部および受電部，これらの結合部，負荷部といった各要素に分けてブロック線図で表すことで，入力電圧から入力電流までの伝達関数が送受電器の共振周波数，送受電コイルの Q 値および結合係数を利用して特徴づけられることを示した。また，周波数応答の過渡解析からステップ応答における整定時間を簡易的に導出し，ソフトスタート動作における電圧上昇時間として利用する手法を提案した。シミュレーションおよび実験によって提案手法の有効性を検証するとともに，オーバーシュート量と整定時間の

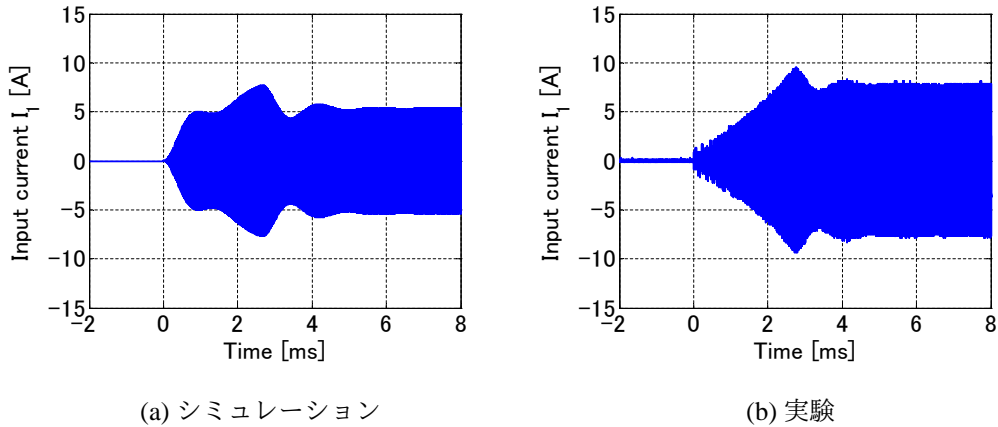


図 109: ソフトスタート動作のシミュレーション・実験結果 ($T_r = T_s$)

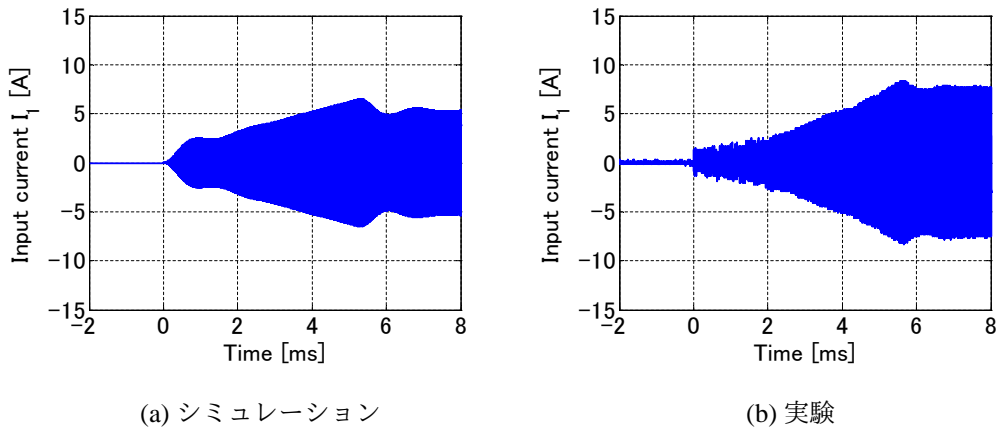


図 110: ソフトスタート動作のシミュレーション・実験結果 ($T_r = 2 T_s$)

トレードオフから電圧上昇時間の設計指針を示した。

本章では結合係数が小さく、負荷が短絡状態となるワーストケースについて検討したが、アプリケーションによっては保守的な設計となる可能性があるため、想定される動作条件に応じた設計法について更なる検討を行う。また、本研究における設計では入力電圧から入力電流までの伝達関数における零点の影響を無視したが、実際には零点によって整定時間がさらに遅くなるため、今後検討を行う予定である。

なお、本研究で提案したソフトスタート動作に基づく送電制御手法は9章で後述する実験車両を用いた走行試験にも実装しており、電流オーバーシュートの抑制に効果的であることを示している。今後は様々な動作条件において、提案手法の有効性を検証していく。

第 8 章

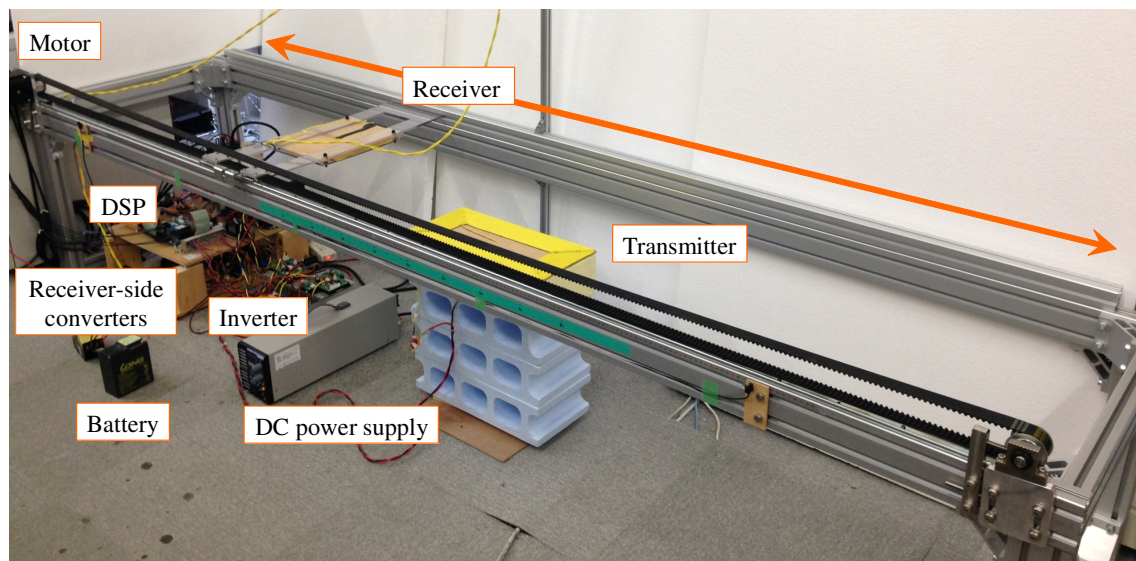
自動車応用を想定したシステム構築

8.1 はじめに

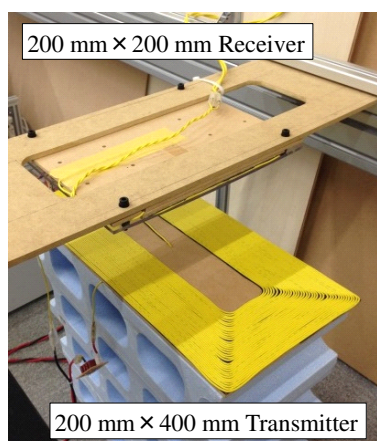
本章ではこれまでに示した制御設計に関する理論および知見を実際のアプリケーションに応用するため、基礎実験装置を用いた動作検証や大電力対応のシステム構築に必要な技術の確認を行う。これまでのワイヤレス給電システムでは送受電コイルが大きく動いたり、負荷が急峻に変動するアプリケーションではあまり使われてこなかったが、自動車応用を想定した場合にはこれらの外乱に対しても安定動作を実現する制御技術を発展させていかなければならない。また、走行中ワイヤレス給電のように動的に振る舞うシステムでは制御および観測を行うための適切な試験設備を構築することが重要であり、これらの実装手段についても紹介する。

次に、ワイヤレス給電技術の自動車応用の一例として、当研究室が開発した「ワイヤレスインホイールモータ (Wireless In-Wheel Motor : W-IWM)」を紹介する。これまで車体ばね下に搭載された IWM に電力を供給するケーブルの信頼性が課題とされてきたが、車体とホイール間のワイヤレス給電技術によってこれをワイヤレス化し、電力ケーブルの断線リスクを抜本的に改善する手段を示している。なお、W-IWM はワイヤレス給電の中でも特に制御が難しいモータ負荷であることから、本技術の発展はワイヤレス給電技術全体にも寄与するものと考えられる。

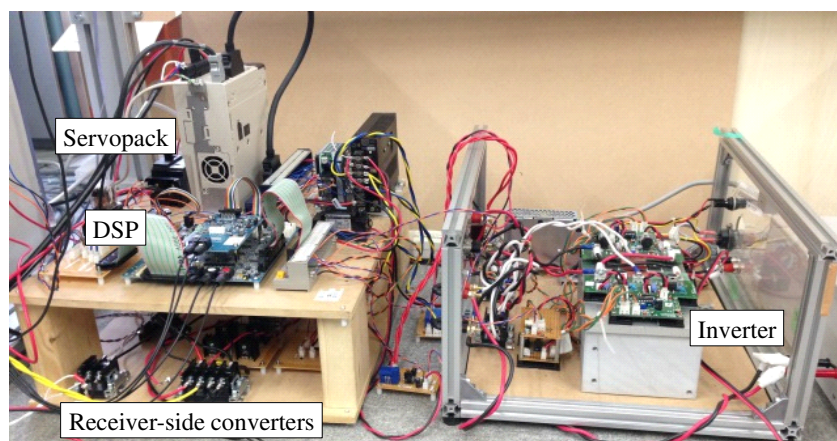
8.2 節では走行中ワイヤレス給電の模擬装置について示し、実際に構築したシステムの構成や設計技術について述べる。8.3 節では IWM 技術とワイヤレス給電技術を融合させた第 1 世代 WIWM の開発について取り上げ、大電力かつ高効率動作を実現するシステム設計について示す。最後に、8.4 節でまとめを述べる。



(a) 装置外観



(b) 送受電コイル



(c) 電力変換回路および制御装置

図 111: 走行中ワイヤレス給電の模擬実験装置

8.2 走行中ワイヤレス給電の模擬装置

8.2.1 システム構成

模擬装置の構築

まず、走行中ワイヤレス給電における車両の走行および受電コイルの移動を模擬する試験装置を図 111 に示す。本装置は想定される走行中ワイヤレス給電システムの 1/3 スケール相当として設計しており、受電コイルの移動速度は 20 km/h 程度まで模擬できる仕様となっている。また、受電コイルの移動はサーボモータを用いたベルトドライブによって実現しており、移動速度は装置の全長およびモータの定格出力などによって制約される。

受電コイルの移動はサーボパックを使用しており、速度指令値は DSP (PE-PRO/F28335A,

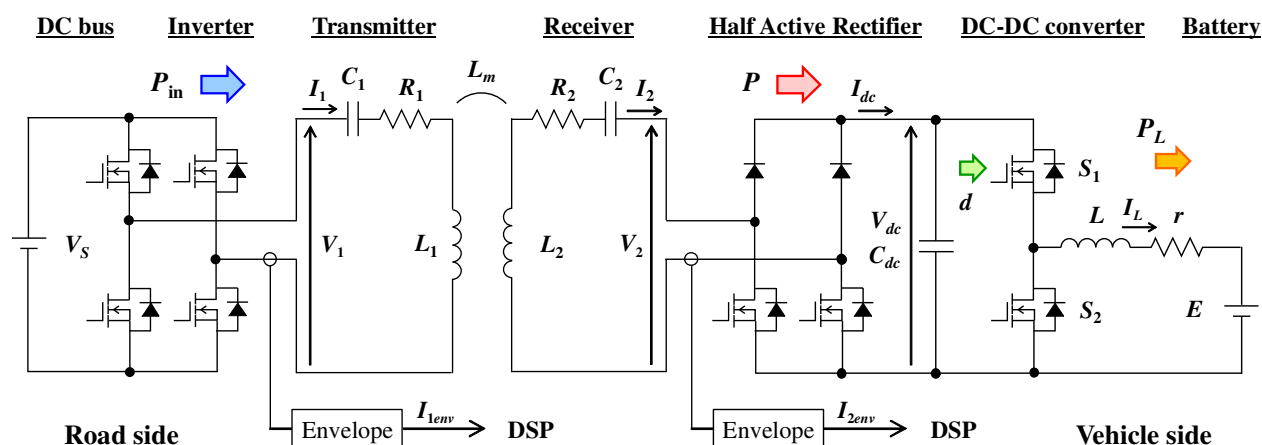


図 112: 走行中ワイヤレス給電システムの回路構成

Myway) を用いて与えている。速度軌道は台形軌道として実装しており、受電コイルが送電コイルを通過する際に一定速度となるように設定している。なお、加減速時の実験も可能であるが、これらの動作は模擬したい実験条件に応じて適切な速度軌道を設計すればよい。

本装置を利用する最大の利点は再現性のある実験環境を構築できることにあり、走行中ワイヤレス給電における制御動作の振る舞いや提案手法の有効性を理論と実験の両方から確認できる。また、静的なシステムでは観測できない新たな課題の抽出や実車試験に至るまでの基礎実験など、本装置を利用できる用途は幅広く、様々なケースで活用可能である。

送受電コイルの製作

本装置で使用している送受電コイルを図 111(b) に示す。送電コイルは進行方向に長い長方形コイルとし、受電コイルは EV 底部に設置されることを考慮したサイズとした (1/3 スケール)。

なお、送受電コイルは一般的な KV 線を用いて簡易的に試作したが、交流抵抗の小さいリッツ線や送受電コイル間の結合を強めるフェライトなどを利用することで高効率なシステムを構築することは可能である。しかし、今回の試作では走行中ワイヤレス給電における電力伝送動作の振る舞いや実装する制御手法の動作確認を優先したため、各コンポーネントの最適化による高効率化などは今後の課題である。

このほか、注意した点として鉄の利用を極力減らしたことが挙げられる。磁界共振結合方式では送受電コイル間に生じる磁界を介して電力伝送するため、コイル近傍に鉄が存在するときには渦電流損の発生によって効率が著しく低下する。そのため、本システムを構築する際にはアルミフレームや樹脂材料などを利用して製作した。

電力変換回路の設計

次に、電力伝送に利用した電力変換回路を図 111(c) に示す。走行中ワイヤレス給電システムの回路構成は図 112 に示す通りであり、送電側は直流電源とフルブリッジインバータで構成し、

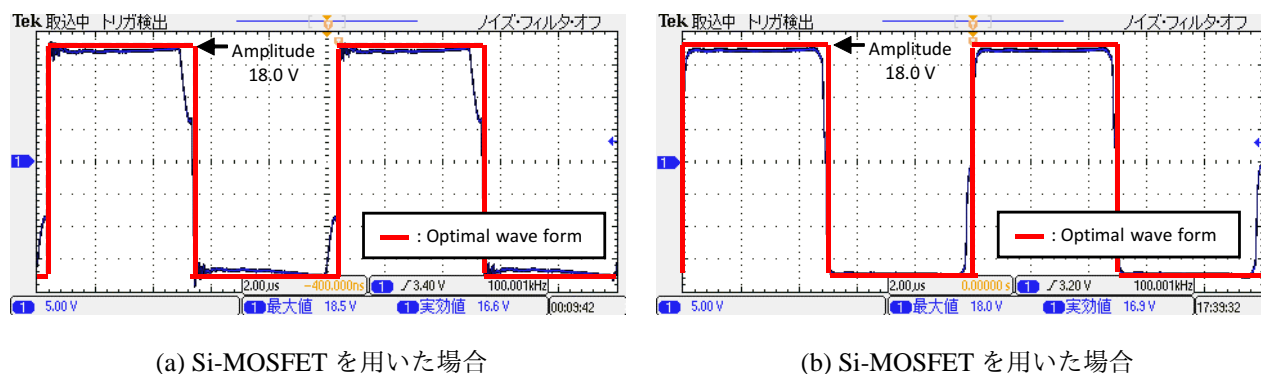


図 113: 半導体素子による送電側インバータの出力波形変化

受電側は HAR あるいはダイオード整流器を用いて整流した電力を DC-DC コンバータを介してバッテリーに給電する。インバータの動作周波数は送受電器の共振周波数と一致させるため、ここでは 100 kHz 程度の高周波動作を行わなければならない。

ここで、異なる半導体素子を用いて矩形波電圧出力を行った動作結果を図 113 に示す。Si-MOSFET を用いたインバータでは矩形波電圧の一部が欠けてしまっており、立上り・立下りの遅れやデッドタイムなどの影響が大きいと考えられる。一方で、SiC-MOSFET を利用した場合は出力電圧波形をある程度改善できており、なるべく高速動作が可能なデバイスを用いた方が好ましいといえる。

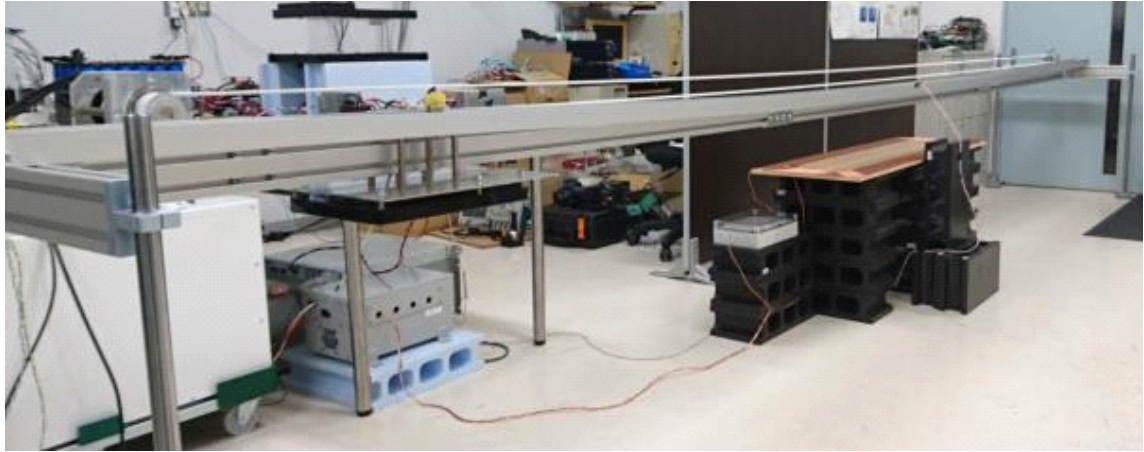
また、受電側の整流回路も同様に 100 kHz の交流電力を整流しなければならないため、本装置ではショットキーバリアダイオード (Schottky-Barrier Diode : SBD) を選定している。なお、50 W 以下の基礎実験であれば Si-SBD でも問題なく利用できるが、実車相当の大電力実験を行う場合には SiC-SBD が必要となる。

8.2.2 実車スケールへの対応

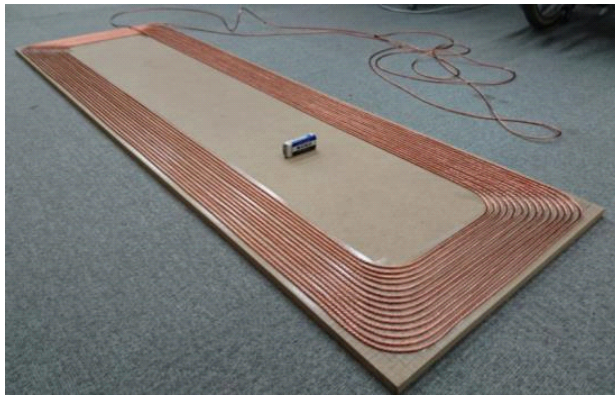
模擬装置の構築

次に、実車スケールに対応した走行中ワイヤレス給電の模擬装置を図 114 に示す。本装置も同様にサーボモータおよびドライブベルトを用いて受電コイルの移動を模擬している。全長は約 5 m であり、可動重量 10 kg の最大速度が 18 km/h 程度となるように設計されている。なお、今回の装置では前回のものと比べて全長を長くしたことで、実際の走行試験に利用する路面コイルを用いた走行中ワイヤレス給電の模擬実験が可能になっている。

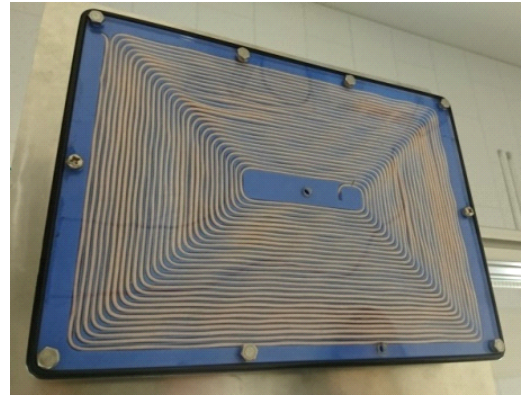
受電コイルの速度制御はサーボパックを用いており、制御器 (PE-Expert3, Myway) から出力された速度指令値に追従させている。このとき、移動させる受電コイルは電力変換回路から遠く離れてしまうため、ケーブルキャリアを用いて配線の取り回しを確保した。このほか、模擬装置の機械共振を励起しない速度軌道を生成するなど、前回製作した装置よりも多くの工夫を凝らしている。



(a) 装置外観



(b) 送電コイル



(c) 受電コイル

図 114: 実車スケールに対応した走行中ワイヤレス給電の模擬装置

送受電コイルの仕様

実験に使用する送電コイルは実車試験用の設計データをもとに手巻きで作成したものであり、線材は第1世代 W-IWM で使用したリッツ線を流用し、背面のフェライトは今回配置していない。そのため、送電コイルの Q 値や受電コイルとの結合が弱くなるために伝送効率がやや低下することが想定される。しかし、本装置においても制御手法の動作確認を優先しているため、大きな支障がない程度の伝送効率を維持できる条件において実証実験を行っている。

また、走行中給電用の受電コイルは第1世代 W-IWM で利用したものを流用しているため、線材は送電コイルと同様にリッツ線で作成しており、背面のフェライトも実装されている。また、ドライブベルトと受電コイルを固定するための支持材はアルミを利用しており、なるべく鉄を用いない構成としている。

第2世代 W-IWM の模擬実験装置

本装置のシステム構成は次章で紹介する第2世代 W-IWM の走行中ワイヤレス給電動作を模擬するため、実車仕様と同様な回路構成で小電力規模の実験装置（ミニモデル）を製作して制

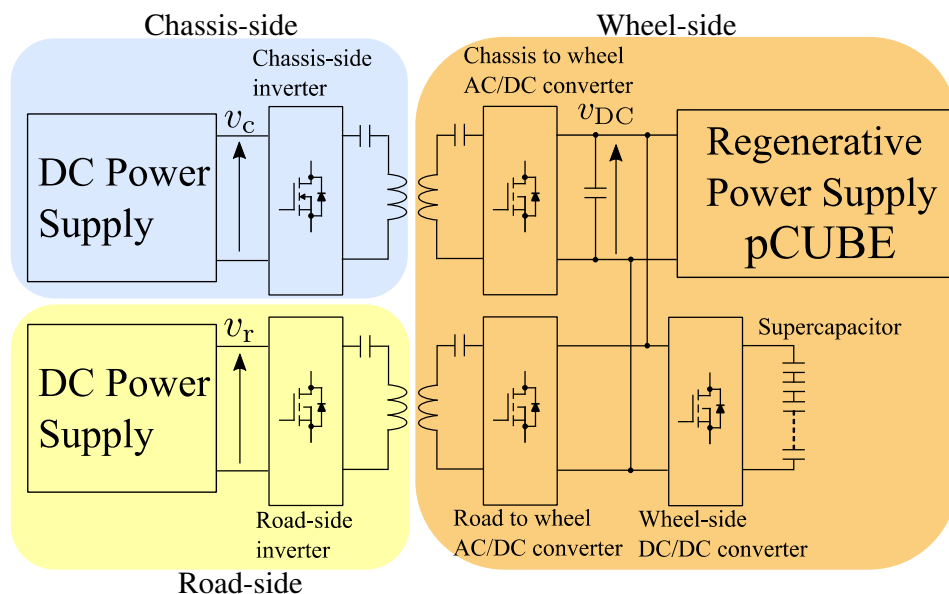


図 115: 第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの模擬実験回路

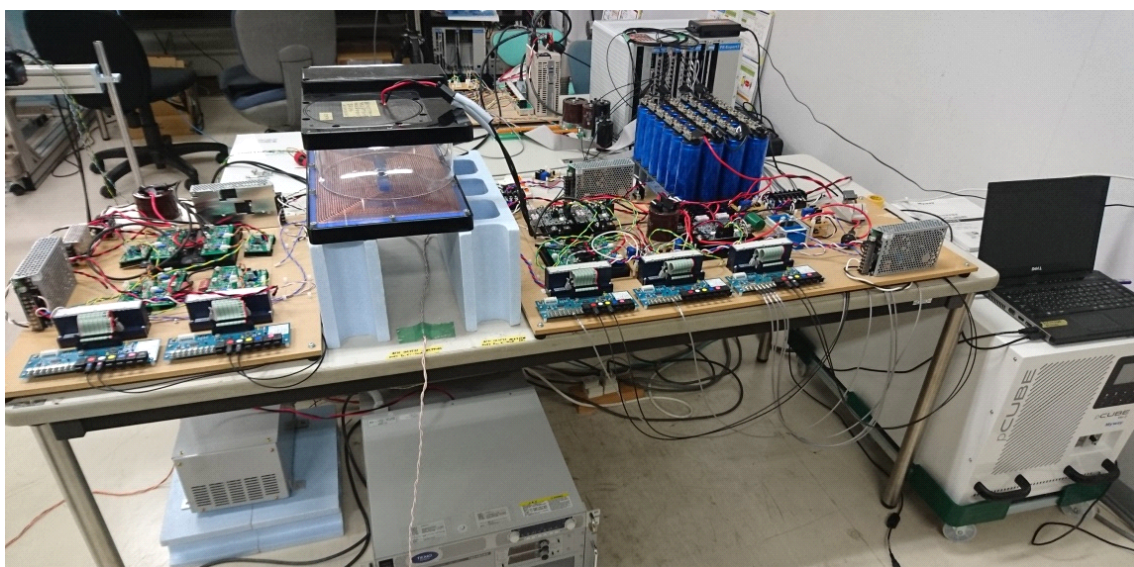


図 116: 第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの模擬実験装置

御手法の有効性を検証している。回路構成を図 115 に、装置の外観を図 116 に示す。なお、実車仕様と比較してミニモデルと称しているが、本実験装置でも数 kW 程度の電力を扱える構成としている。また、ホイール側（受電側）の直流リンク電圧の目標値は 200 V と実験車両への応用も視野に入れた値としており、より実車試験に近い環境で実機検証を行うことができる。

これらの電力伝送に用いる送受電コイルは第 1 世代 W-IWM で製作したものを流用し、それぞれリッツ線やフェライトなどを利用している。また、走行中ワイヤレス給電には前述の模擬装置を利用して実験を行っている。各電力変換回路はミニモデルであっても数 kW の電力伝送に対応できる仕様が必要なため、2 in 1 のフル SiC パワーモジュール（SiC-MOSFET + SiC-SBD）を用いて製作し、これらの制御は DSP（PE-Expert3, Myway）を利用して行った。

第2世代 W-IWM では複数の電力源および負荷を利用するため、それぞれの動作を考慮して一般的な直流電源以外に回生型直流電源（pCUBE, Myway）や電気二重層キャパシタ（Electric Double Layer Capacitor : EDLC）などを用いている。なお、これらの制御動作や詳細な実証実験などは9章で後述する。

8.3 第1世代ワイヤレスインホイールモータ

本節ではワイヤレス電力伝送の自動車応用の一例として、2015年に発表した第1世代ワイヤレスインホイールモータ（Wireless In-Wheel Motor : W-IWM）について紹介する。

8.3.1 研究背景

EV の運動制御

EV は電気モータの優れた応答性によって、ガソリン車では実現できない高度な車両運動制御が可能になることを序論で述べた [8,9]。モータはエンジンと比較して 10 倍以上もトルク応答が早く、モータに流れる電流から出力トルクを正確に検知できるため、路面状況や走行状況をいち早く把握することで、安全かつ高効率な走行を実現できる [10,11]。このほか、EV がモータ駆動を行うメリットとして、モータを分散配置できることが挙げられる。

EV の駆動方式は1つの車載モータを利用する以外にも複数のモータを利用して、各車輪を独立に駆動できるインホイールモータ（In-Wheel Motor : IWM）方式が存在し、より高度な運動制御を実現できる可能性が示されている。本研究ではこの IWM 方式に着目し、EV の駆動技術とワイヤレス給電技術を融合させた「ワイヤレスインホイールモータ（W-IWM）」の研究開発について紹介する。

EV の駆動方式

まず、EV の駆動方式を図 117 に示す。これらは車載モータ方式と IWM 方式に大別でき、一人乗りの超小型 EV などを除けば、これまでに量産されたすべての EV が車載モータ方式を採用している。しかし、IWM 方式は多くのメリットを有する次世代の駆動方式として期待されており、今後の先進的なクルマの実現に向けて研究・開発が進められている。

さらに、IWM 方式は駆動モータとホイールの間に減速機を使用するか否かによって、ダイレクトドライブ方式と減速機方式に細分化できる。ダイレクトドライブ方式ではモータとホイールの間に伝達機構が不要なため、モータの高い制御性能を十分に発揮できるが、高トルクなモータが必要となる。一方で、減速機方式ではモータトルクを小さくできるため、結果的に低コスト化や省スペース化といった利点を得やすい。しかし、ギアの弾性やバックラッシの影響によって制御系設計に工夫が必要になる。ここでは詳細な分類については取り上げずに車載モータ方式と IWM 方式の2つに分けて、それぞれの特徴について示す。

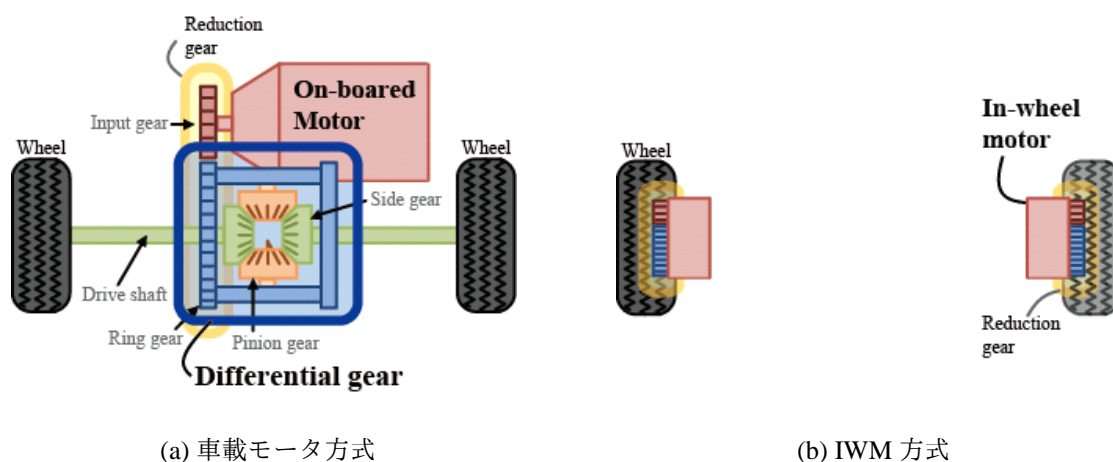


図 117: 電気自動車の駆動方式

車載モータ方式

車載モータ方式はこれまでのガソリン車が搭載していたエンジンを単純にモータに置き換えたもので、モータ出力を減速機とデファレンシャルギアやドライブシャフトを介してタイヤに動力を伝達する（図 117(a)）。従来のガソリン車と比べれば、駆動モータを使っているために制御面でのメリットはあるが、伝達機構（特にドライブシャフト）におけるねじれ振動によって低い周波数で機械共振が生じる。このままでは高応答なフィードバック制御を行うことが難しいため、駆動モータの利点である高い応答性を有効に活かしきれない。

しかし、これまでのクルマと同じ構造を持つことは悪いことばかりではなく、車両設計や研究開発にはこれまでのノウハウがある分、コスト面で有利になる。また、現在市販されている EV がすべて車載モータ方式であることも相まって、当面はこの方式が一般的であると考えられる。一方で、更なる高応答化によって運動性能を向上させるためには伝達機構の機械共振を抑制するような制御手法 [92,93] を開発するか、あるいは後述する IWM 方式に移行していかなければならない。

インホイールモータ方式

IWM 方式ではホイール内部にモータを搭載するため、デファレンシャルギアやドライブシャフトといった駆動系の部品を省略でき、駆動モータは直接あるいは減速機のみを介してタイヤに動力を伝達する（図 117(b)）。車載モータ方式と比較すると、駆動系の重量を軽くできるだけでなく、エネルギー損失も少なくなる。また、機械共振による影響を受けにくくなるため、モータの高い制御性能を発揮しやすい方式といえる [94–96]。

さらに、駆動モータをタイヤ内に分散配置することで各輪を独立して制御でき、安定性や快適性の向上さらには航続距離の延長などの高度な運動制御も実装できる [97–99]。当然のことながら、これまでに駆動系が占めていた車載スペースも有効に利用できるため、車両デザインの自由度もきわめて高くなると考えられる。

表 17: 車載モータ方式とインホイールモータ方式の比較

駆動方式	モータ配置	車両デザインの自由度	制御性能
車載モータ	車体	×	△
インホイールモータ	各車輪内	○	○

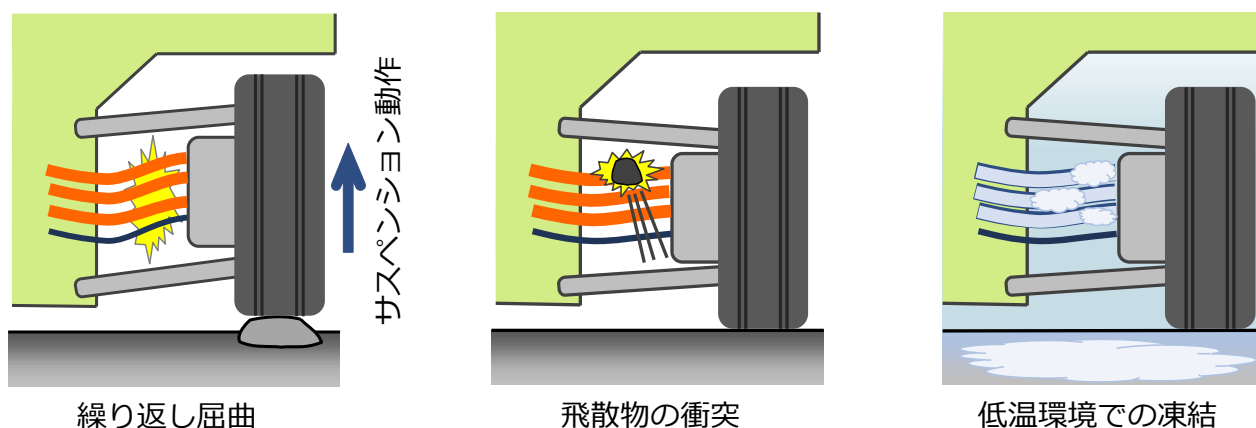


図 118: インホイールモータ方式の課題

IWM 方式の課題

表 17 に示すように、IWM 方式は多くのメリットを得られるが、下記に示す課題が挙げられる。

- 1) ばね下重量の増加
- 2) コストの増加
- 3) 信頼性の低下（断線リスク）

一般的に、ばね下重量の増加によってクルマの乗り心地は悪化するが、サスペンション設計や IWM を積極的に利用した制御 [100–103] などによる対策が提案されている。また、コスト面についても分散配置によってモータの数は増えるが、車載モータ方式と同じ出力でよければ各 IWM の出力は小さくてよい。実際にはモータとインバータを合わせて数十 % 程度のコスト増というのが現実的な見方といえる。そして、特に重要となるのが信頼性の課題である。自動車に应用するとなれば少なくとも 10 年、もしくはそれ以上の耐用年数が求められる。

ここでは IWM に電力を供給するケーブルの耐久性に注目する。具体的には

- 1) サスペンション動作による繰り返し屈曲
- 2) 飛散物の衝突
- 3) 低温環境での凍結



図 119: 第 1 世代ワイヤレスインホイールモータのコンセプト

などが挙げられる（図 118）。従来よりもフレキシブルなケーブルを使うとしても導線である以上は性能に限界があるため、ケーブルの断線リスクを根本的に解決することは難しく、長期間にわたってケーブルの信頼性を保障することが大きな課題であった。

ワイヤレスインホイールモータの開発

前述した通り、従来の IWM は車体側からケーブル（ワイヤ）によって電力供給されているが、これをワイヤレス化することができれば断線リスクに対する信頼性を大きく向上できる。具体的にはワイヤレス給電技術を応用して、車体側と IWM の間を“ワイヤレス”で高効率に電力を送る。このとき、モータを駆動するための制御信号もやり取りしなければならないため、こちらは無線通信によってワイヤレス化を実現する。

このような IWM の構成を「ワイヤレスインホイールモータ（W-IWM）」と定義し、W-IWM のコンセプトを図 119 に示す。なお、次章において走行中給電に対応した第 2 世代 W-IWM を紹介するため、本章では第 1 世代 W-IWM として記述する。

8.3.2 システム構成

磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送

車体側と IWM 側の電力伝送を実現するためには、車両のばね下に位置する IWM とサスペンションの動きによって上下する車体側との相対的な位置変化を適切に取り扱わなければならない。WPT に用いる送受電コイルの位置ずれに対してロバストな特性が必要となる。そのため、本構成においても 2 章で述べた磁界共振結合方式を採用し、位置ずれに強くて高効率伝送を実現できる特性を持たせる。

WPT に利用する動作周波数は EV 用途で標準化が進められている 85 kHz 帯とし [59]、第 1 世代 W-IWM の開発ではサスペンションストロークを十分に確保することや操舵輪に応用することも考えて送受電コイル間のギャップを 100 mm として設定している。

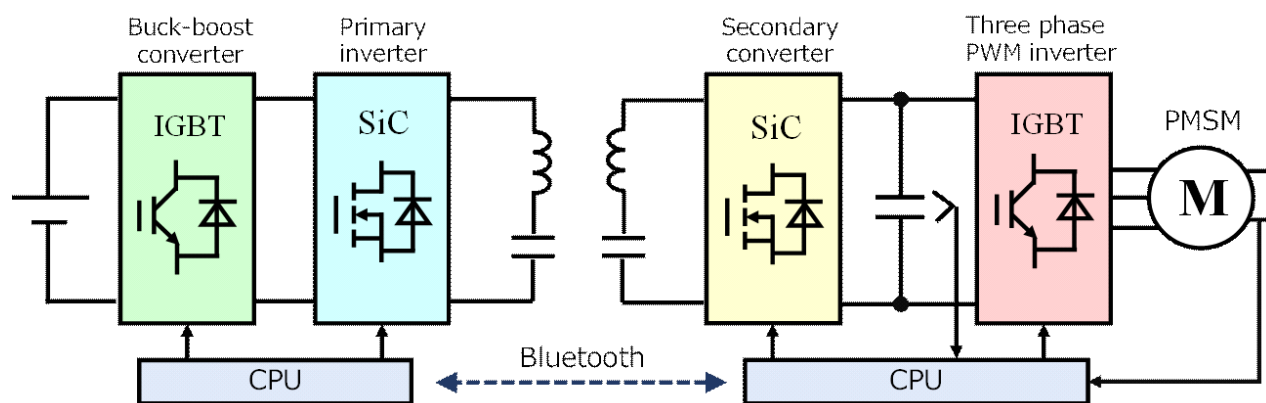


図 120: 第 1 世代ワイヤレスインホイールモータのシステム構成

電力変換回路の構成

第 1 世代 W-IWM のシステム構成を図 120 に示す。送電側の電力変換回路は双方向の昇降圧チョッパによって車載バッテリーの電圧を適切な値に昇降圧し、インバータを使って直流から交流に変換する。送電側と受電側の間は磁界共振結合 WPT によって 85 kHz の交流で電力伝送を行う。受電側の電力変換回路では受電した電力を直流に変換し、三相 PWM インバータを使って永久磁石同期モータ（Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM）を駆動する。

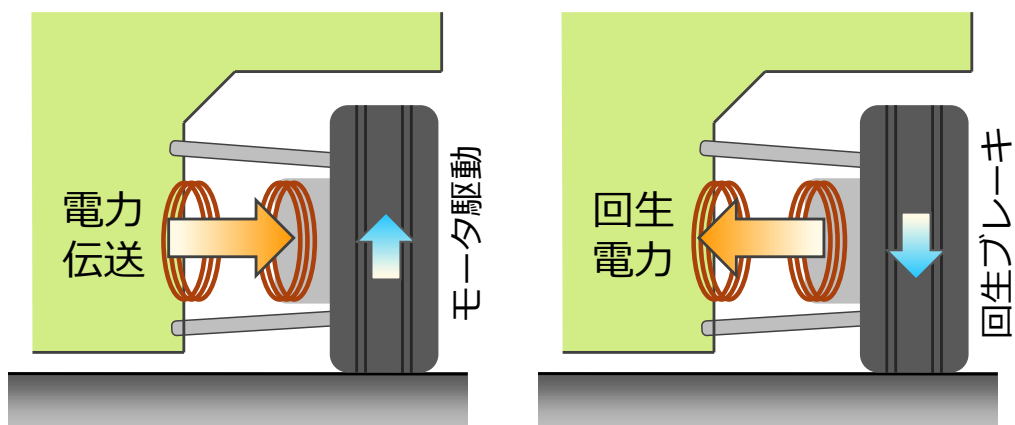
第 1 世代 W-IWM では送電側の昇降圧チョッパと受電側の三相 PWM インバータには Si-IGBT を使用しているが、WPT に用いる送電側インバータと受電側コンバータは 85 kHz と比較的高周波で駆動させるために SiC-MOSFET を用いて高効率動作を実現する。また、送受電間の制御信号は Bluetooth を用いて通信をしているが、ここでは高速な通信は行わずに比較的遅い制御信号のみをやり取りする。

双方向ワイヤレス電力伝送で回生動作を実現

EV の走行では加速するためにモータに電力を供給するだけでなく、回生ブレーキによって制動時のエネルギーを回収することも要求される。そのため、W-IWM においても同じ動作を実現しなければならない、車体側からホイール側に電力を送れるだけでなく、回生時にホイール側から車体側に回生電力を送り返せるように設計しなければならない（図 121）。

まず、磁界共振結合 WPT として S/S 方式の回路構成を利用することで、送電側・受電側ともに共振コンデンサが直列に接続される対称な回路構成とした。また、直流と交流の電力変換に用いる送電側インバータと受電側コンバータを同じ回路構成とすることでいずれの方向に電力を送ったとしても同じ構成を維持する。そのため、電力回生時にこれらの回路の接続を切り替えることなく、高応答な動作を実現することが可能になる。

モータ駆動時にはこれまでと同様に送電側インバータによって送った電力を受電側コンバータが整流してモータ・インバータに電力を供給するが、電力回生時には受電側コンバータをインバータとして動作させ、送電側インバータをコンバータとして動作させることでホイール側



(a) モータ駆動

(b) 回生ブレーキ

図 121: 双方向ワイヤレス電力伝送による力行・回生動作の実現



図 122: 受電コイルを搭載した第1世代ワイヤレスインホイールモータ

から車体側に回生電力を送る。このとき、回路切り替え等が不要であるため、力行動作から回生動作にシームレスで制御でき、高応答な回生動作を実現できている [75,104]。

機電一体構造のインホイールモータ

また、構造的な特徴として機電一体の IWM であることが挙げられる。W-IWM ではモータ・インバータだけでなく、受電側のコイルとコンバータもホイール内に搭載しなければならない。このように複数の部品を限られたスペースに搭載するため、各電力変換回路やモータを小型化するだけでなく、それぞれを統合して設計することで実際の車両に搭載可能な機電一体構造の IWM を実現している。

電気自動車(EV)の例

シリーズハイブリッド車(HEV)の例

燃料電池車(FCV)の例

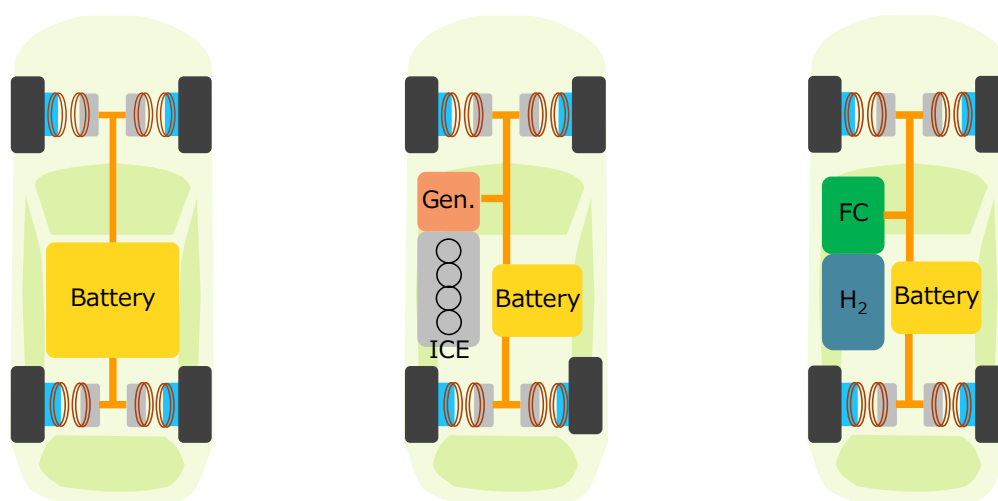


図 123: 第1世代ワイヤレスインホイールモータの xEV 応用

このような機電一体化はカーエレクトロニクス業界でも大きな注目を集めており，省スペース化だけでなく，配線レス化による軽量化などの多くのメリットが挙げられる。従来の駆動系ではタイヤを駆動させるモータと制御を行うインバータはそれぞれ別に設計した後に配線で繋げる方法が一般的であるが，W-IWM では機電一体構造としてクルマの駆動系をすべてホイール内に集約させている（図 122）。

EV・HEV・FCV への適用も可能

W-IWM の構成は複数の電力変換回路を用いて構成しているが，専用のクルマでなくとも電気モータで駆動する電動車両であれば本構成を適用可能である。

図 123 にさまざまなクルマに W-IWM を搭載した模式図を示す。これまで示した構成は車載バッテリーの電力をモータに供給する一般的な EV の例であったが，シリーズハイブリッド車や燃料電池車であってもエンジンや燃料電池によって発電した電力をモータに供給して駆動している点では同じ構成といえる。ここで，W-IWM が実現したことは IWM 方式の弱点であった電力ケーブルの信頼性を抜本的に改善したことで，これまで車載モータ方式で開発されてきた車両に対して，IWM 方式という選択肢を与えるものになると考えられる。

8.3.3 制御系設計

これまでに W-IWM に関する制御手法 [?, 72, 74, 75, 104–108] は数多く提案されてきたが，これらの技術はモータ負荷を利用する一般的なワイヤレス給電にも応用可能である。特に，EV 用途のモータ負荷では大きく急峻な負荷変動が生じるために制御が難しく，提案された制御手法は W-IWM に限らず，WPT システム全体の制御技術を大きく発展させたといえる。

本節では W-IWM の動作を成立させる，これらの制御系設計について紹介する。

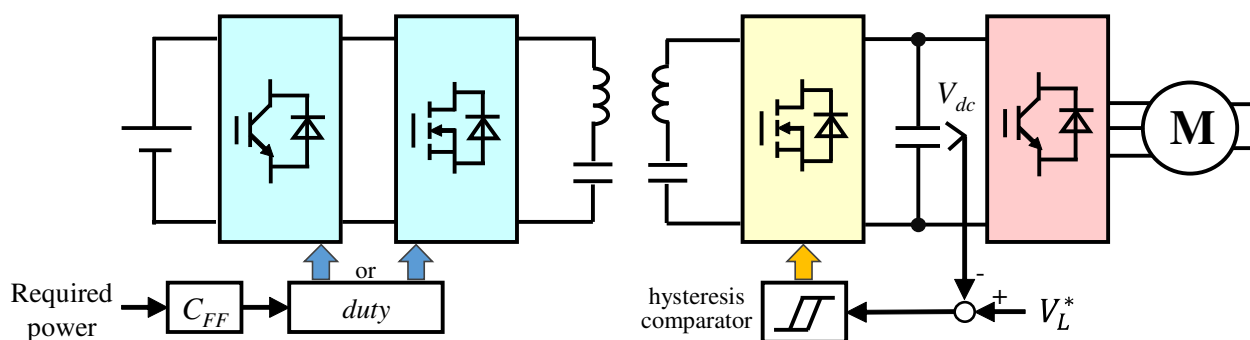


図 124: 第 1 世代ワイヤレスインホイールモータの制御系設計

制御系の構成

W-IWM に利用する制御系の基本構造を図 124 に示す。ここでは送受電間の高速な無線通信は仮定せずに制御系を設計する。なお、高速な無線通信を前提として制御系を構築した場合、通信の断絶や遅れがボトルネックとなり、信頼性を確保することが難しくなる。また、WPT システムでは送電側と受電側が分離されていることが多く、それぞれの制御器がそれぞれの情報を用いて制御する方が好ましいといえる。ただし、車両運動制御のために用いるモータのトルク指令値や回転数などの情報はある程度遅い無線通信でやり取りしているため、これらの情報はできる限り有効に利用する。

以上の前提条件を考えれば、受電側のシステムを制御・安定化するために送電側に情報を送ってから、送電側で制御するような大きなループを形成する制御系は適用できない。そのため、図 124 に示すように送電側と受電側にそれぞれ個別に制御系を持たせる形が基本的な構造となる。

ここで、W-IWM の負荷は駆動モータであり、定電力負荷が接続されることから受電側の直流リンク電圧を受電側で安定化しなければならない（2 章参照）。従って、受電側では比較的高速なフィードバック制御系が必要であり、送電側では受電側の制御が成立するように、負荷電力に対して WPT の供給電力が不足しないよう制御を実装する。

送電側の制御系設計

送電側における制御では受電側の安定化制御が成立するように送電電力に余裕を持たせることが目的となる。W-IWM では受電側の直流リンクに入力される電力は受電側コンバータを介した WPT の受電電力のみであり、出力される電力は駆動モータの負荷電力によって与えられる。ここで、出力される負荷電力はアクセル開度などによって決まるトルク指令値や走行速度、路面状況などによって任意に与えられるため、安定化のためには利用できない。また、入力される WPT の受電電力は受電側コンバータを用いて制御可能であるが、送電側から送った電力以上を受け取ることはできない。

従って、負荷電力に対して受電電力が大きければ受電側コンバータを使って受電電力を制御できるが、受電電力が不足する場合には受電側で制御する余地がなくなってしまう。そのため、

要求される負荷電力に対してある程度の余裕を持たせて電力を送らなければならない。

ここで、送電側が常に最大電力を出力すればいつでも安定した走行が可能となるが、効率の観点から考えると、不要な電力損失を生じさせるために好ましくない。このとき、受電側のハーフアクティブ整流器（HAR）を用いた制御では送電電力が絞られる仕組みとなっているために効率が著しく悪化することはないが、ある程度バランスの取れた電力を送電した方が高効率動作を実現しやすい。

必要な送電電力の計算

送電側からは負荷電力を直接測定できないため、ほかの情報から適切に見積もらなければならない。ここでは、モータ角速度とモータトルクからモータの機械出力を求めて、これにある程度の余裕を持たせて送電電力を計算する。

まず、モータ角速度は受電側の情報であるため、送電側で取得する際には通信による遅延を含んでしまう。しかし、通常の走行においてタイヤにスリップが発生していないと仮定すれば通信遅延による誤差は十分に小さいとして無視できる。一方で、モータトルクの応答性はモータの電流制御系によって決められ、一般に 1 kHz 程度の応答性を有している。そのため、モータトルクはトルク指令値に対して高速に追従できる。しかし、トルク指令値を送電側から受電側に送る際の通信遅延については考慮しなければならない。ここで、通信遅延がある程度分かっているとすれば、モータ角速度とトルク指令値からモータの機械出力を計算できる。

しかし、実際にはこれに加えてモータ・インバータの効率特性なども考慮しなければならないため、あらかじめモータ角速度とトルク指令値から必要な送電電力を求めるマップを用意しておき、これを参照するのが実用的といえる。

送電側電力変換回路の指令値生成

次に、送電側の電力変換回路を用いて送電電力の制御系を構築する。なお、送電電力が負荷電力に対して不足しなければ、多少の誤差があってもシステムの安定性に大きな影響を与えないため、送電側ではノミナル値に基づくフィードフォワード制御器を使って制御系を構築する。

送電側から送電電力を制御する手法はいくつか存在するが、ここでは送電側の昇降圧チョップあるいは送電側インバータのデューティ比を操作して送電コイルに印加する電圧を制御する。ここで、これらのデューティ比はモデル誤差や外乱がないときには受電側コンバータのデューティ比が一定となるように決定する。このとき、送電側のデューティ比の計算には求めた負荷電力のほかに受電側の直流リンク電圧、送受電コイルの相互インダクタンス、受電側コンバータのデューティ比などを利用するが、これらはいずれも目標値やノミナル値を用いて指令値を生成する。なお、実際の値との誤差は受電側のフィードバック制御で対応するため、安定性には大きく影響しない。

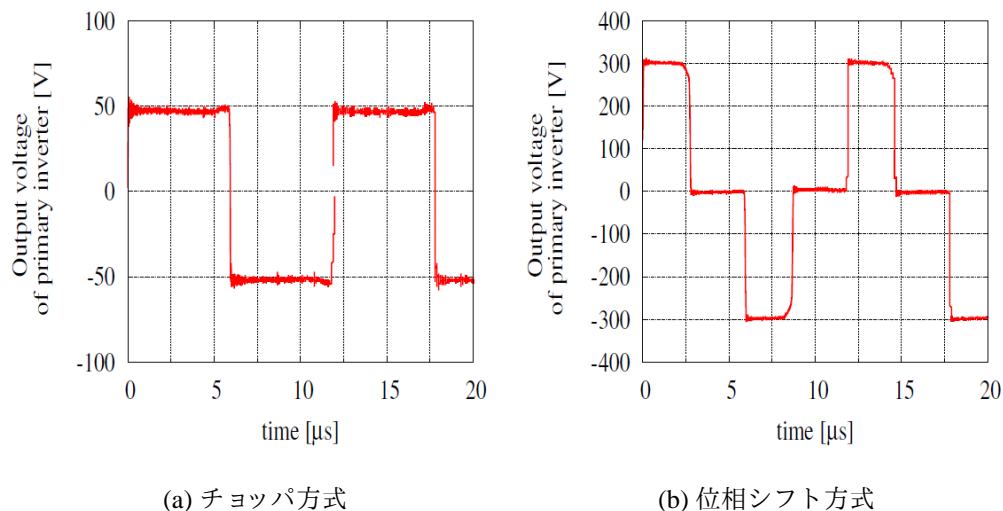


図 125: 送電側電力変換回路の制御方式 [105]

チョップ方式と位相シフト方式による制御 [105]

W-IWM の構成では送電側の昇降圧チョップと送電側インバータのいずれも制御可能であるが、それぞれのデューティ比を可変とすると制御が煩雑になるため、一方のデューティ比を固定し、他方のデューティ比を可変として動作させる。

まず、チョップ方式では昇降圧チョップのデューティ比を可変とし、送電側インバータのデューティ比は固定として矩形波の電圧を出力する（図 125(a)）。このとき、送電側インバータの入力電圧の振幅を変化させるために PAM（Pulse Amplitude Modulation）制御のような動作を行う。

一方で、位相シフト方式では昇降圧チョップのデューティ比を一定として、送電側インバータの出力波形が 3 レベルの電圧波形となるように制御する（図 125(b)）。ここで、送電側インバータの各レグのデューティ比は常に 50 % としているが、これらの位相差をシフトさせることで出力波形を操作する。いずれの手法も送電コイルに印加される電圧の基本波成分を操作できるため、送電側の送電電力フィードフォワード制御に利用できる。

受電側の制御系設計

次に、受電側のフィードバック制御について示す。前述した通り、送電側と受電側の高速な通信は仮定できないため、受電側の直流リンク電圧を安定化させるためには受電側でフィードバック制御を完結させなければならない。受電側で測定した直流リンク電圧をもとに受電側コンバータのデューティ比を操作し、電圧が不安定化する前に制御、すなわち安定化することでシステムの安定した動作を実現する。

ここで、フィードバック制御が重要となるのはシステムのモデル誤差があることに加えて、W-IWM ではサスペンションによって送受電コイルの相対位置が変化したり、加減速や外乱などによってモータ負荷が大きく急峻に変化したりすることによる。磁界共振結合方式の WPT では送受電コイルの結合変化や負荷変動によって受電電力が変化してしまうため、直流リンク

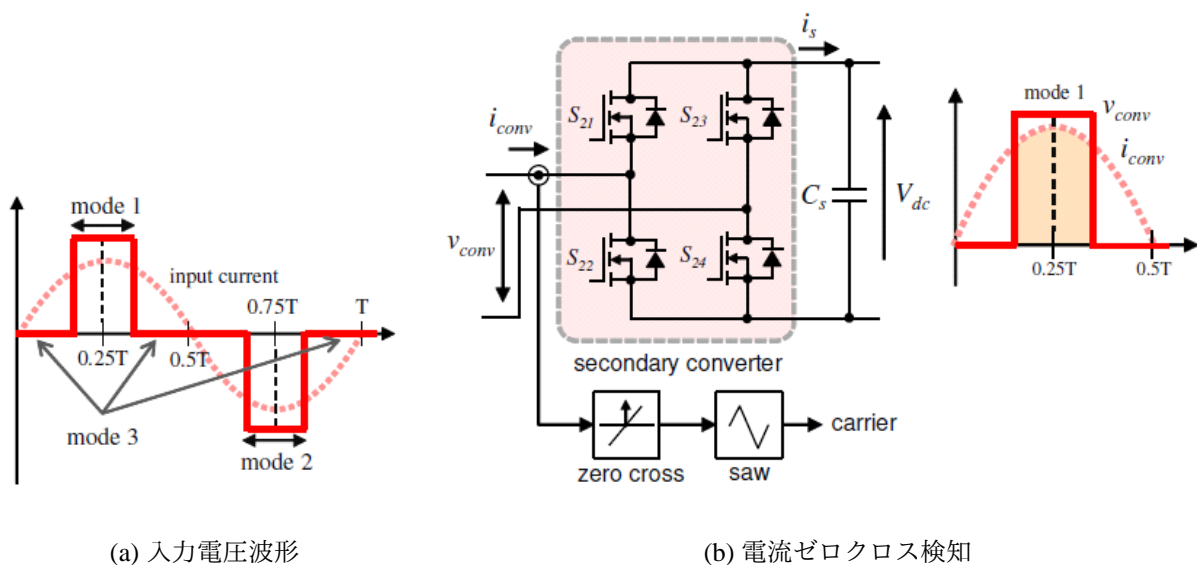


図 126: 受電側電力変換回路による同期整流制御 [74]

表 18: 同期式の制御に用いる受電側コンバータの動作モード [74]

mode	gate state	circuit operation
1	$S_{21}, S_{24} = \text{ON}$	operated as rectifier
2	$S_{22}, S_{23} = \text{ON}$	operated as rectifier
3	$S_{22}, S_{24} = \text{ON}$	secondary coil is shorted

に入力される受電電力と出力される負荷電力が一致しなくなることによって直流リンク電圧が変化してしまう。その結果、これらの外乱に対して適切に補償できなければ受電側直流リンク電圧はあつという間に発散してしまい、安定した動作を実現できない。そのため、受電側ではあくまで高応答なフィードバック制御系を構築する必要があるといえる。

受電側の同期式および非同期式の制御手法

まず、制御系を設計する前に受電側コンバータの動作手法を決定する必要がある。ここでは制御手法に用いる制御周期から同期式と非同期式の2つに分類し、これらの特徴について述べる。

まず、同期式の制御手法では共振周波数（ここでは 85 kHz）に位相と周期を同期させたキャリア信号を生成して制御しなければならないため、高度な実装技術が要求される。しかし、2章で示した HAR などを用いた非同期式の制御と比較すると、モード切替時の過渡応答が生じないために高応答な制御系を実装しやすいと考えられる。また、受電側コンバータの同期整流による高効率化や力行状態からシームレスな高応答回生など、多くの利点が挙げられる [75,104]。

一方で、非同期式の制御手法では送受電コイルの共振周波数よりも遅い制御周期（数～数十 ms 程度）を利用するため、比較的に実装しやすく使いやすい。なお、非同期式の制御については2章で紹介したため、本章では同期式の制御についてのみ示す。



図 127: 実験用電気自動車 FPEV4-Sawyer

同期式の受電側制御動作 [74]

同期式の制御手法では表 18 に示す 3 つのスイッチングモードで受電側コンバータを動作させ、図 126(a) に示す 3 レベルの電圧波形を生成する。このとき、モード 1, 2 では受電コイルから直流リンクに電流を流入させるが、モード 3 では両レグの下アームあるいは上アームを ON 状態として受電器短絡を行う。従って、モード 1, 2 とモード 3 の割合を受電側コンバータのデューティ比として直流リンクにおける平均入力電流を操作すれば、直流リンクの入力電力が負荷電力と一致するようにフィードバック制御を行うことで直流リンク電圧を安定化できる。

ここで、実際のゲート信号の生成では受電側コンバータの基本波力率が 1 となるように、受電側コンバータの入力電流とゲート信号を同期させる必要がある。このとき、図 126(b) に示すように受電側コンバータの入力電流がゼロクロスするタイミングを基準としてキャリア信号を生成し、三角波比較等によって受電側コンバータにゲート信号を与えれば同期式の制御手法を適用できる。

8.3.4 一次試作ユニットの製作

ここでは実際に製作した一次試作ユニットについて紹介する。試作した W-IWM は当研究室が開発した実験用電気自動車 FPEV4-Sawyer (図 127) に搭載して実車走行試験を行う。

実験用電気自動車 FPEV4-Sawyer

本車両は市販車である i-MiEV の改造車両であり、図 128 に示す駆動ユニット交換方式 [109] を採用している。メインユニットはすべての駆動方式で共通なバッテリーや運動制御用コントローラ、駆動インバータ (W-IWM ではサブユニット側にあるため不要) などを搭載し、サブユニットは駆動モータやステアリング機構などを搭載している。また、各サブユニットはモータ

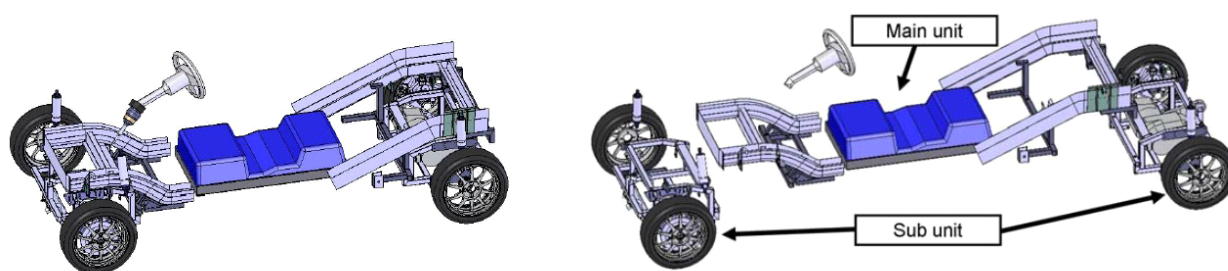


図 128: 駆動ユニット交換方式

表 19: 第 1 世代ワイヤレスインホイールモータの目標性能と一次試作仕様

	Final target	First trial unit
Number of IWM	4	2
Max total power	48 kW	6.6 kW
Max total torque	1300 Nm	475 Nm
Max acceleration	0.40 G	0.14 G

タなどの駆動機構以外は基本フレーム、サスペンション構造、ステアリング機構などを共通として設計しており、前後輪でサブユニットを交換可能であり、車両駆動方式を自由に変更できる。これにより、同じメインユニットを使いながら車載モータ方式や IWM 方式などの異なる駆動方式を実験できるようになり、同一車両で各方式を平等に評価できる車両構造と運動制御を統括した研究開発を可能にしている。

本車両のバッテリーはベース車両である i-MiEV のリチウムイオン電池を流用しており、最大電圧 330 V、総電力量 16 kWh となっている。また、充電システムもベース車両と同一であるため、AC100 V/AC200 V/急速充電器に対応している。しかし、運動制御用コントローラや駆動インバータは当研究室で開発した制御手法を適用できるプラットフォームを搭載しており、研究テーマに応じた高度な運動制御プログラムを実装して走行実験が可能である。

目標性能と一次試作仕様

第 1 世代 W-IWM の目標性能と一次試作仕様を表 19 に示す。最終目標は 4 輪搭載時の合計最大出力が市販の EV と同等の性能である 48 kW としたが、開発当初（2012 年から 2013 年頃）における EV へのワイヤレス給電では数 kW クラスで電力伝送を行った例が少なく、まずは一次試作として一輪あたり 3.3 kW、後輪 2 輪に搭載して合計で最大出力 6.6 kW のユニットを製作することにした。

第 1 世代 W-IWM の開発では制御手法・大電力伝送・送受電コイル設計などの技術確立することが主な目的であり、第 1 世代 W-IWM の試作で得られた知見は次章で紹介する第 2 世代 W-IWM の開発に大きく結び付いている。

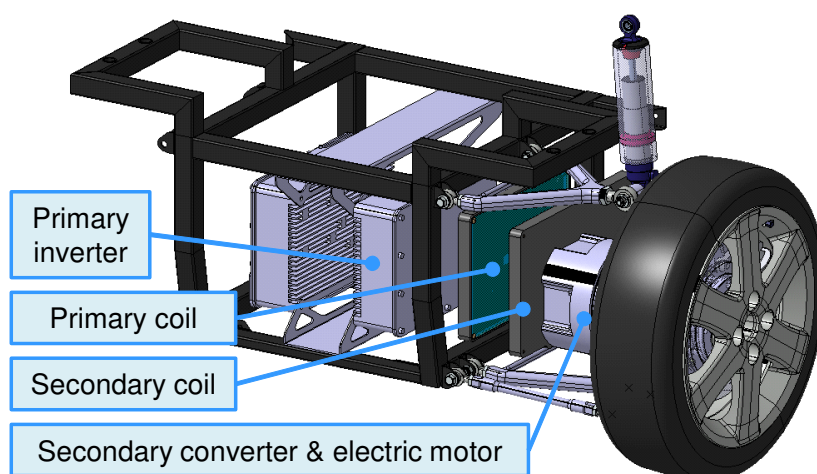


図 129: 一次試作ユニットの 3D CAD 図

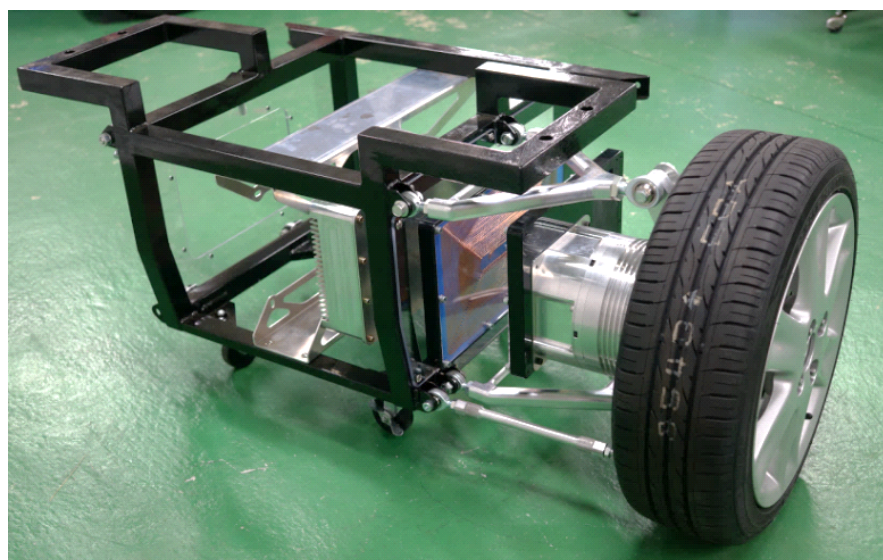


図 130: 製作した一次試作ユニット

サブユニット構造（サブフレーム）

一次試作ユニットの 3D モデルを図 129 に示す。本開発品においても FPEV4-Sawyer のサブユニット構造に適合する形で設計を行っており、実際に製作した一次試作ユニットは図 130 に示すように、ほぼ設計通りの構成で実現できている。

W-IWM の構成では車体側とホイール側の電力伝送に磁界共振結合方式の WPT を採用しているが、IWM が配置される周辺にはサスペンションアームやフレーム等の金属部材が多数存在するため、電力伝送時の効率を悪化させないようにサブフレームを設計することが重要である。特に、送受電コイル周辺の金属に生じる渦電流損は効率低下の原因となるため、サブフレームは機械特性を満たしながらも送受電コイルの設計に大きく影響を与えない構造として設計する。

また、送受電コイルはサブフレームの影響を最も受けにくい中央部に配置し、伝送効率を下げることなく高効率な電力伝送を実現する [110]。

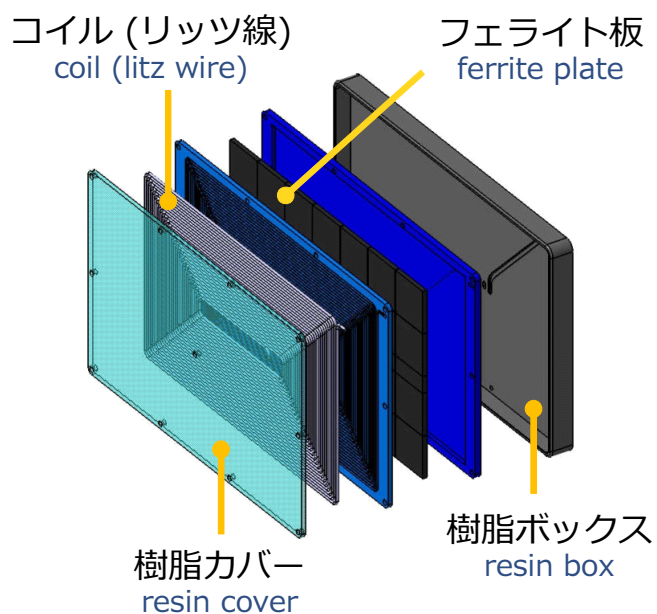


図 131: 送受電コイルの構造

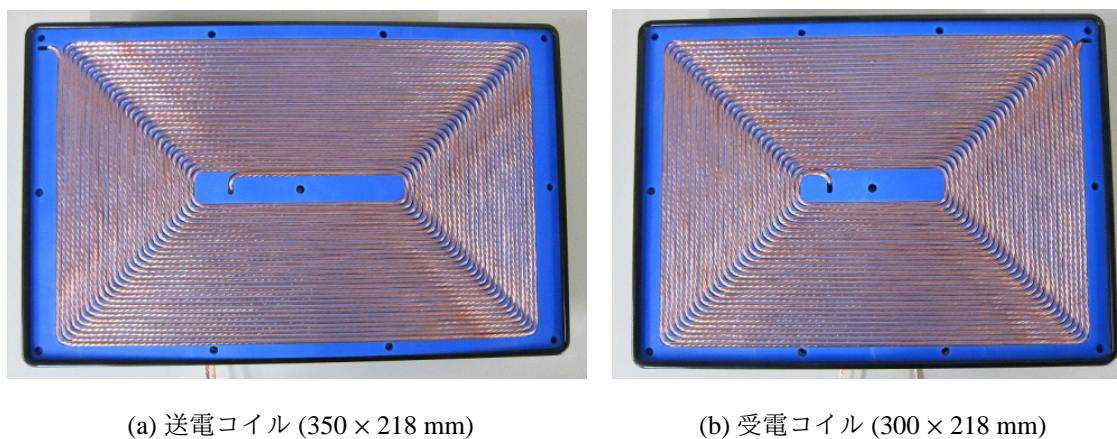


図 132: 製作した送受電コイル

送受電コイルの形状と材質 [110]

次に送受電コイルの形状について示す。W-IWM では送受電コイルを搭載できるスペースが限られているため、薄型で設計できるフラットスパイラル型を採用した。また、効率よく電力伝送を行うためには送受電コイルの磁気的な結合を強くするため、送受電コイルの面積がなるべく大きくなるように四角形の構造とした。

このほか、送受電コイルの銅損低減による高効率化を目的として、表皮効果の少ないリッツ線を採用し、さらに磁気的な結合を強めるフェライトをコイル背面に挿入した。送受電コイルの構成は図 131 に示すようになり、樹脂ボックスや樹脂カバーで成形して、図 132 に示す送受電コイルを製作した。

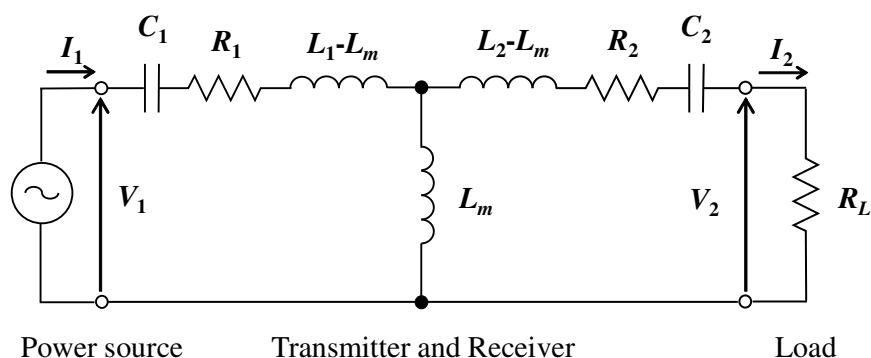


図 133: S/S 方式ワイヤレス電力伝送の T 型等価回路

表 20: 伝送効率の特性評価に用いたパラメータ

	送電コイル抵抗 R_1 [Ω]	受電コイル抵抗 R_2 [Ω]	相互インダクタンス L_m [μH]
図 134(a)	0.1 – 4.0	1.0	40
図 134(b)	1.0	0.1 – 4.0	40
図 134(c)	1.0	1.0	20 – 60

コイルパラメータの設計 [110]

WPT に用いる送受電コイルの設計には多くの検討が必要となるため、伝送効率に寄与するコイルパラメータについて検討した一例を示す。

W-IWM で用いる磁界共振結合 WPT の等価回路は図 133 で表せ、この回路解析からコイルパラメータを設計する。ここで、送受電器の共振周波数が一致しているとき、送受電コイル間の伝送効率 η は

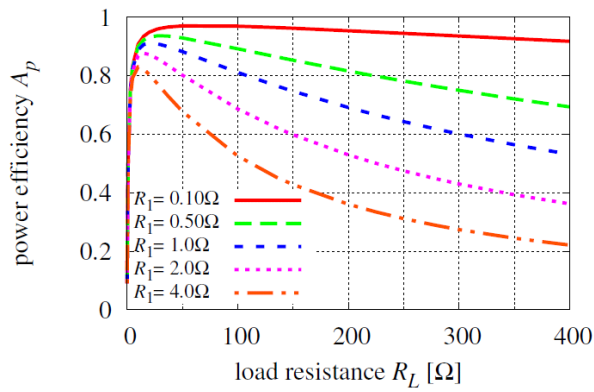
$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L)\{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}} \quad (8-1)$$

として与えられる。

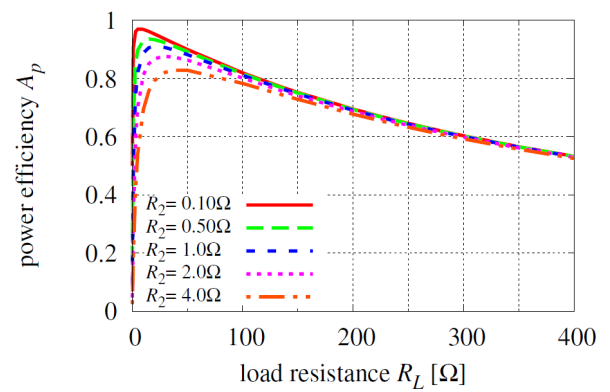
(8-1) 式より所望の効率以上を達成できる送電コイルの内部抵抗 R_1 、受電コイルの内部抵抗 R_2 、送受電コイル間の相互インダクタンス L_m を設計する。今回の試作では最大負荷電力の 3.3 kW 出力時に 90 % 以上の高効率となるように検討した。

表 20 に示すように各パラメータを変化させた時の効率特性を図 134 に示す。 R_2 による効率特性の変化はあまり見られないが、 R_1 の増加に応じて効率が著しく低下することが分かる。また、 L_m もある程度大きくなるように設計しなければならない。

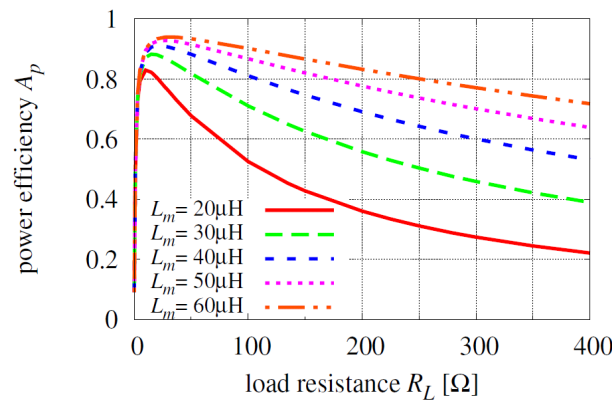
ここで、三相インバータの定格入力電圧を 350 V、受電する最大電力を 3.3 kW とすると、等価負荷抵抗 $R_L = 350^2 / 3300 \approx 37.1 \Omega$ と概算できる。このときの効率値から $R_1 < 1 \Omega$, $R_2 < 1 \Omega$, $L_m > 40 \mu\text{H}$ という設計目標値が導ける。実際に製作した送受電コイルのパラメータは表 21 に示す通りであり、各目標値を満たすように製作できている。



(a) R_1 変化



(b) R_2 変化



(c) L_m 変化

図 134: 各パラメータ変化による伝送効率特性 [110]

表 21: 製作した送受電コイルのパラメータ

Parameters	Target value	Measured value
Transmitter coil resistance R_1 [Ω]	< 1.0	0.425
Receiver coil resistance R_2 [Ω]	< 1.0	0.354
Mutual inductance L_m [μH]	> 40	61.9

車体側ユニットの構成

製作した車体側ユニットを図 135 に示す。車体側に搭載する電力変換回路は前述した通り、車載バッテリーの電圧を昇降圧する双方向チョップと直流から 85 kHz の交流に変換するフルブリッジインバータで構成される。これらは WPT の送電電力制御に利用できるが、電力変換回路を 2 つ用いているために下記の 2 つの自由度を有している。

- 1) 昇降圧チョップを用いた直流電圧の制御
- 2) フルブリッジインバータを用いた duty 比の制御

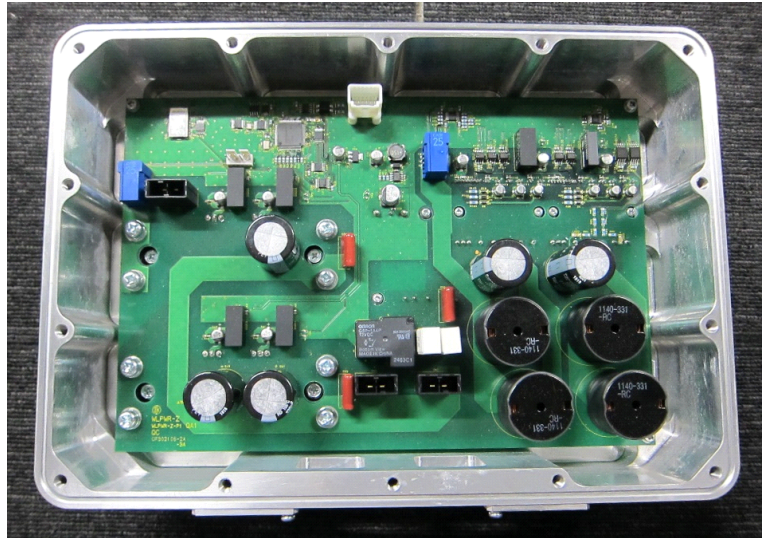


図 135: 製作した車体側電力変換回路

いずれの制御手法においても WPT に用いる交流電圧を制御できるため、2) の制御を採用する場合には昇降圧チョッパを用いない構成も可能である。しかし、送電電力が小さい条件では昇降圧チョッパを用いて 1) の制御を使った方が高効率になる結果が得られており [75]、本構成は研究開発のためだけに制御自由度を高くしているのではなく、広い動作領域をカバーしなければならない EV 用途に適した構成となっている。

また、車体側ユニットにはアクセルペダルの開度に応じたトルク指令値が入力され、送電側の制御に利用するだけでなく、Bluetooth を介して受電側ユニットと無線通信を行う。無線通信では送電側からは主にトルク指令値を送り、受電側からはモータ回転数などの情報を受け取っている。

ホイール側ユニットの構成（機電一体構造 IWM）

ホイール側は機電一体構造の IWM としているため、モータ背面にコンバータおよびインバータの基板を取り付けている（図 136）。ホイール側の電力変換回路にはフルブリッジコンバータを搭載して直流リンク電圧の安定化制御を実装している。三相 PWM インバータはこの安定化された電圧を利用してモータ駆動を行い、走行を実現する。モータ出力はハブ軸受に内蔵された減速機（減速比 4.2）を用いて減速し、ホイールに出力する（図 137）。

車体側ユニットおよびホイール側の電力変換回路、モータは東洋電機製造（株）が、減速機内蔵ハブ軸受は日本精工（株）が開発している。また、これらの制御技術については共同開発を行っており、産学連携によってプロジェクトを進めている。

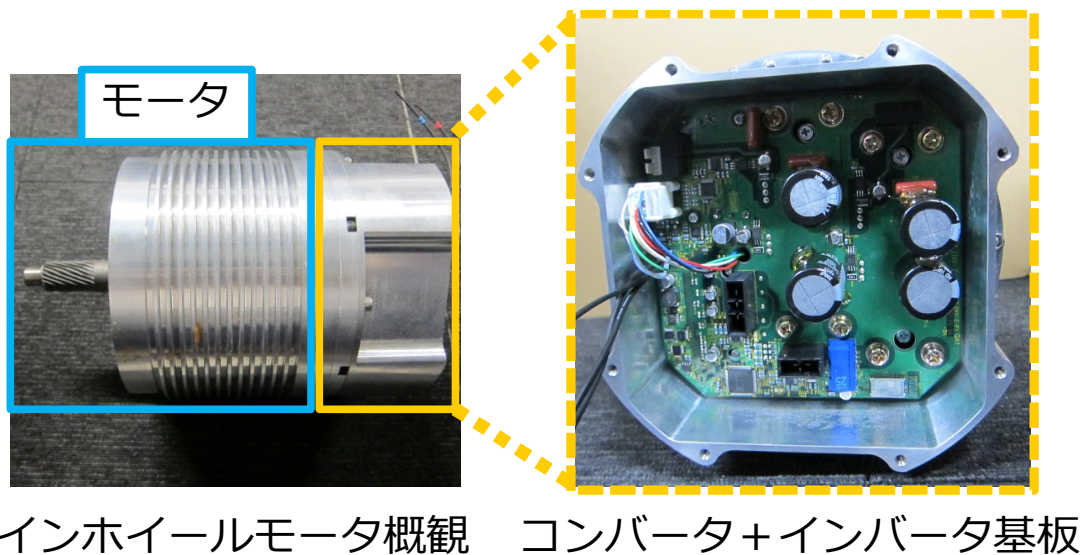


図 136: 製作した機電一体構造のインホイールモータ

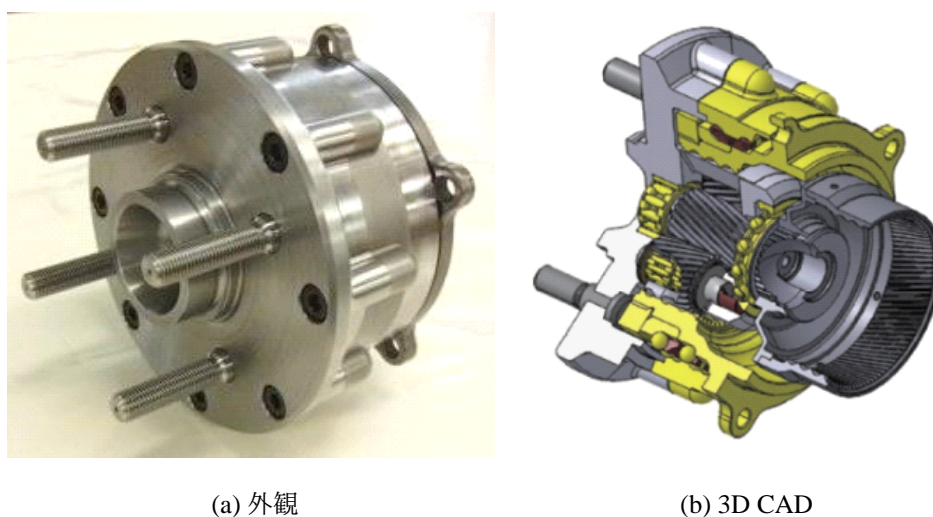


図 137: 減速機内蔵ハブ軸受ユニット

8.3.5 ベンチ試験による特性評価

ここでは実際に製作した一次試作ユニットを用いたベンチ試験について示す。ベンチ試験では負荷モータを用いることで実車走行試験では難しい詳細な効率評価や再現性の高い実験データを収集できる利点がある。

ベンチ試験装置の構成

ベンチ試験装置の外観を図 138 に示す。ベンチ試験では W-IWM の出力軸に負荷モータ（誘導機 22 kW）をカップリングさせ、負荷モータを速度制御、W-IWM をトルク制御とすることでモータ回転数と負荷トルクを制御しながら各動作領域を測定する。また、本実験では W-IWM の減速機（減速比 4.2）を接続した状態で測定している。

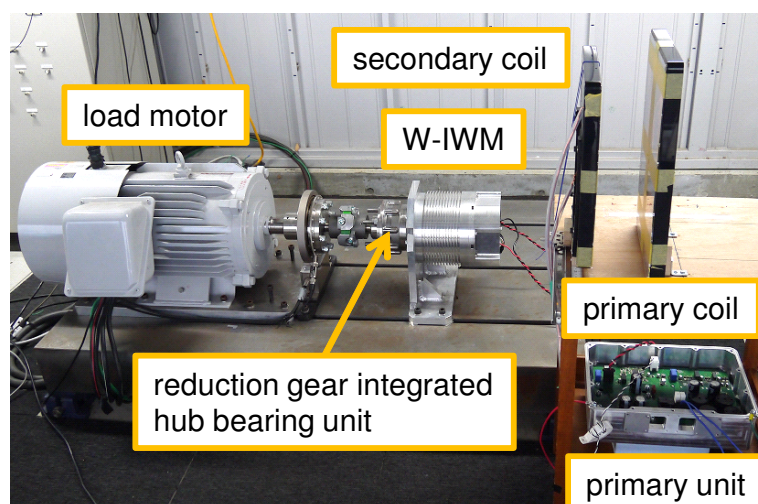


図 138: ベンチ試験装置の外観

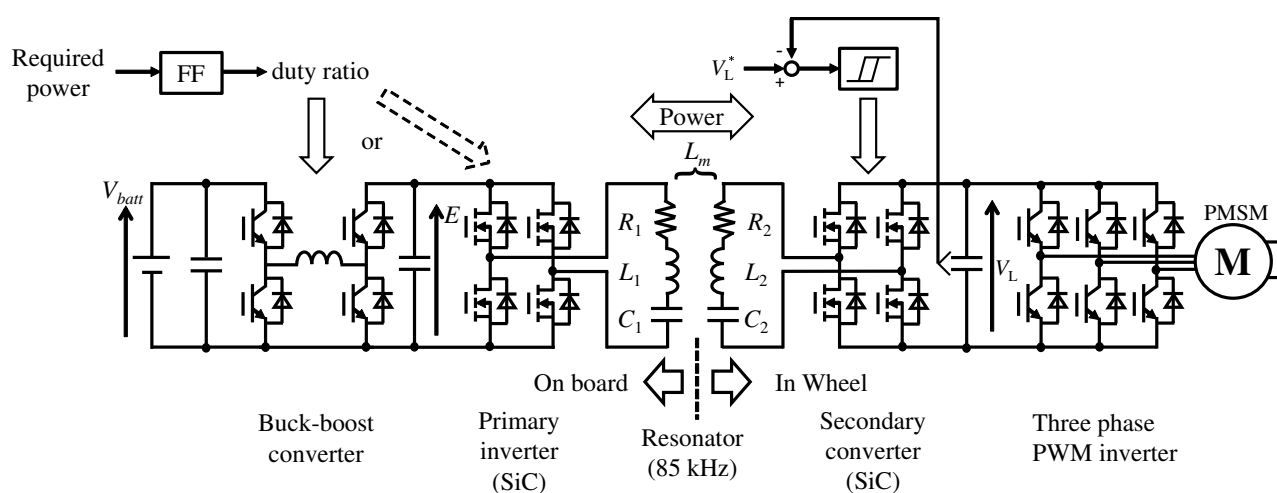


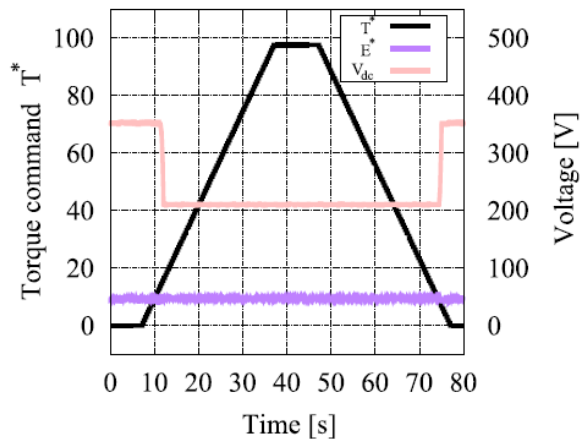
図 139: 第 1 世代ワイヤレスインホイールモータの回路構成

このほか、電力変換回路およびモータなどは車載を想定した一次試作ユニットと同様のものを使用している。送受電コイル間のギャップは実車に搭載した場合と同様に 100 mm とした。

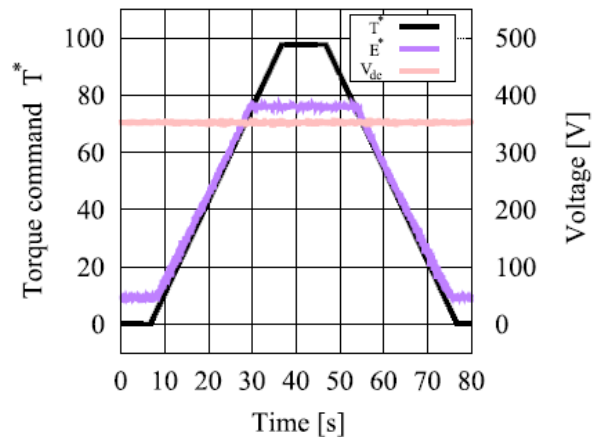
一次試作における W-IWM の回路構成

今回の実験に使用した W-IWM の回路構成を図 139 に示す。走行試験では車載バッテリーを送電側の電源として用いるが、ベンチ試験では三相 200 V を正弦波コンバータで整流することでバッテリーを代用している。送電側の電力変換回路は双方向昇降圧チョッパとフルブリッジインバータで構成している。送受電間は磁界共振結合の WPT で電力伝送を行い、受電側のフルブリッジコンバータで整流する。そして、モータ駆動用の電圧型三相 PWM インバータによって永久磁石同期モータを駆動する。

送電側の送電電力フィードフォワード制御はチョッパ方式を採用し、送電側インバータの入力電圧 E を昇降圧チョッパで制御する。受電側の直流リンク電圧の安定化制御には非同期式の



(a) 送電側 FF 制御なし



(b) 送電側 FF 制御あり

図 140: 送電側フィードフォワード制御を用いたベンチ試験結果 [73]

ヒステリシスコンパレータ方式を採用し、直流リンク電圧の目標値 $V_{dc}^* = 352.5 \text{ V}$ とした。ここで、ヒステリシス幅 $\Delta V = \pm 2.5 \text{ V}$ と設定したため、直流リンク電圧 V_{dc} は下限値 $V_{low} = 350 \text{ V}$ 、上限値 $V_{high} = 355 \text{ V}$ の間で制御される。

受電側直流リンク電圧の安定化制御 [73,111]

まず、受電側直流リンク電圧の安定化制御が正しく動作できていることを確認する。負荷モータの回転数を W-IWM の定格回転数 135 rpm とし、W-IWM のトルク指令値を 0 から 100 % まで変化させた場合の受電側直流リンク電圧 V_{dc} の測定結果を図 140 に示す。

トルク指令値が増加することでモータの負荷電力も同様に増加するが、図 140(a) に示す送電側 FF 制御なしの場合にはチョッパ出力電圧 E が一定のために伝送電力が不足してしまい、 V_{dc} は受電側のシステム下限電圧 210 V まで低下している。しかし、トルク指令値が小さく送電電力に余力がある場合には受電側のヒステリシスコンパレータによって V_{dc} を安定化できている。

一方で、図 140(b) に示す制御ありの場合には送電側フィードフォワード制御によってチョッパ出力電圧 E をトルク指令値に応じて制御できており、 V_{dc} は目標値 352.5 V 付近で安定化されている。その結果、W-IWM の広い動作領域においても安定動作を実現できている。

力行動作と回生動作の実現

W-IWM が力行動作だけでなく回生動作も実現できることを検証する。前述の実験と同様に負荷モータの回転数を 135 rpm とし、W-IWM のトルク指令値を 0 から 100 % まで変化させた場合はトルク指令値が正であるために力行動作となる。このとき、受電側の直流リンク電圧 V_{dc} は図 141(a) に示す通り目標値付近で安定化できている。

回生動作では負荷モータの回転数を 67 rpm とし、トルク指令値を 0 から -100 % まで変化さ

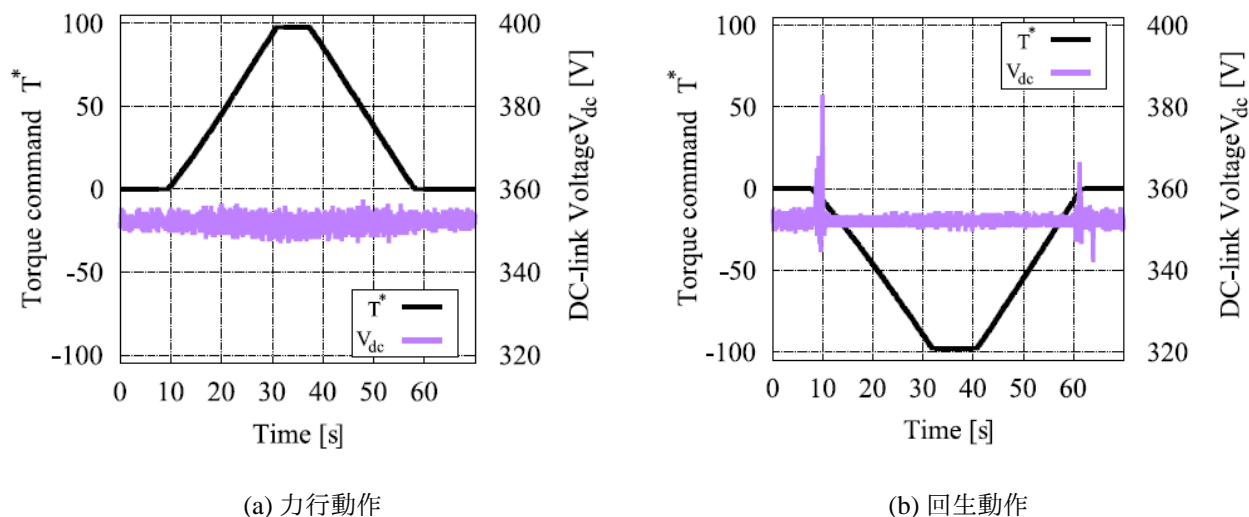


図 141: 力行動作および回生動作のベンチ試験結果 [73]

せ、 V_{dc} が安定化されていることを確認した。ここで、トルク指令値が負であるため、図 141(b) に示すように回生電力によって V_{dc} が一時的に上昇しているが、瞬時に回生動作への切り替えが実行されている。動作切替時を除いた動作点では力行時と同様に V_{dc} を一定に制御できており、安定した回生動作を実現できている。

なお、非同期式の受電側制御を用いた場合には動作切替時の通信遅延などによって、送電側インバータの動作が切り替わるまでに時間を要するため、 V_{dc} にやや大きな変動が見られる。現時点における電圧変動分は受電側のシステムが動作可能な範囲内であるために問題とならないが、受電側の制御に間欠同期整流制御 [75] を利用することで、 V_{dc} を大きく変動させることなくシームレスな回生動作を行うことが可能である。

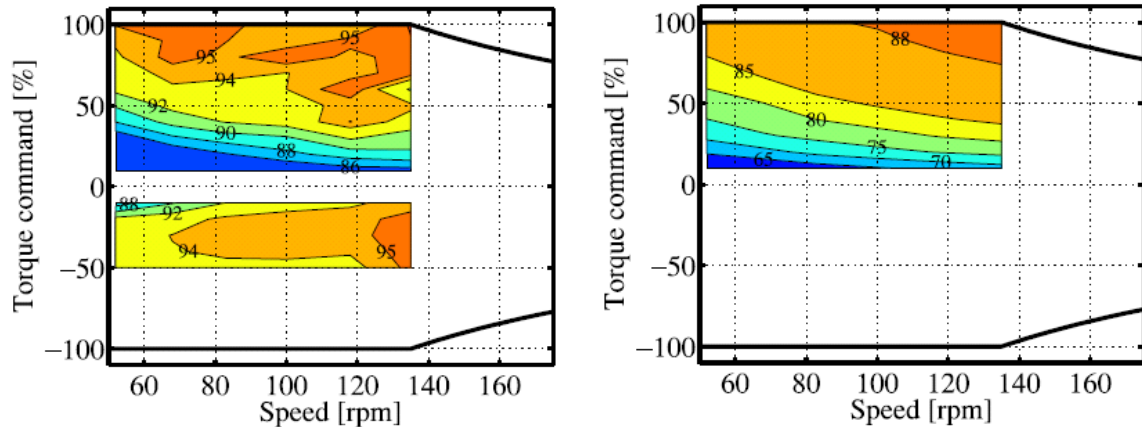
送受電コイル間の伝送効率 [73,111]

ここでは負荷モータの回転数とトルク指令値を変化させて効率測定を行い、各動作条件における効率マップを作成した。測定条件として負荷モータの回転数を 52, 68, 83, 100, 117, 135 rpm、トルク指令値を -50 % から 100 % まで 10 % ごとに变化させて送受電コイル間の伝送効率をパワーメータによって測定した。

測定結果は図 142(a) に示す通りであり、出力が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 80 % 以上の効率を達成している。また、回生動作においても 90 % 以上の高効率動作を実現していることが確認できる。なお、ここで示すデータは 2015 年時点のものであり、高効率化を目的とした制御手法を導入した場合には更なる効率改善が可能である。

電源から受電側直流リンクまでの総合効率 [73,111]

送受電コイル間の伝送効率測定と同様の条件でトルク指令値を 10 % から 100 % まで 10 % ごとに変化させ、電源から受電側 DC リンクまでの総合効率を測定した。なお、実験機の都合上、回



(a) 送受電コイル間の伝送効率

(b) 電源から直流リンク間の総合効率

図 142: ベンチ試験による伝送効率評価 [73]

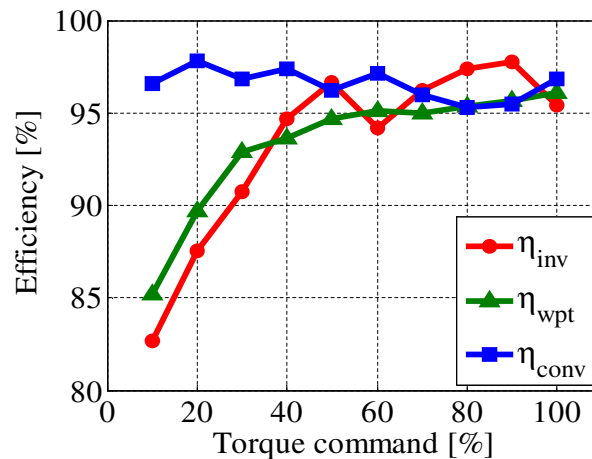


図 143: 135 rpm 時における各変換器効率の測定結果 [73]

生時は電力変換回路の効率測定ができなかったため、総合効率を示していない。

測定結果は図 142(b) に示す通りであり、出力が大きくなるほど総合効率が高くなっていることが確認できる。また、モータ定格回転数 135 rpm においてトルク指令値を変化させたときの各電力変換回路の効率を図 143 に示す。出力が大きいとき各電力変換回路の効率は 95 % 以上の高効率を達成しているが、出力が小さいときに送電側インバータの効率と送受電コイル間の伝送効率が低下している。しかし、伝送効率の低下は磁界共振結合 WPT の特性によるものであるため、送電側電圧と受電側電圧の組み合わせを最適化することによって効率改善できると考えられる [108]。

最大出力時の各電力変換回路の効率と各回路部の電力測定

最大出力時（負荷モータの回転数 135 rpm, 100 % トルク指令）の各変換器の効率と各回路部の電力を測定した結果を図 144 に示す。電源から受電側の直流リンクまでの総合効率は 88.8 % と

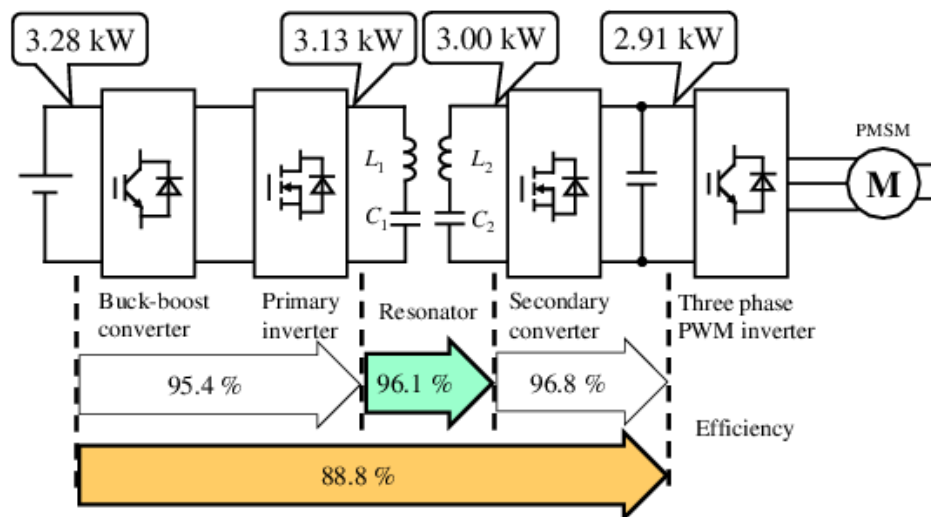


図 144: 最大出力時における各変換器効率の測定結果 [73]

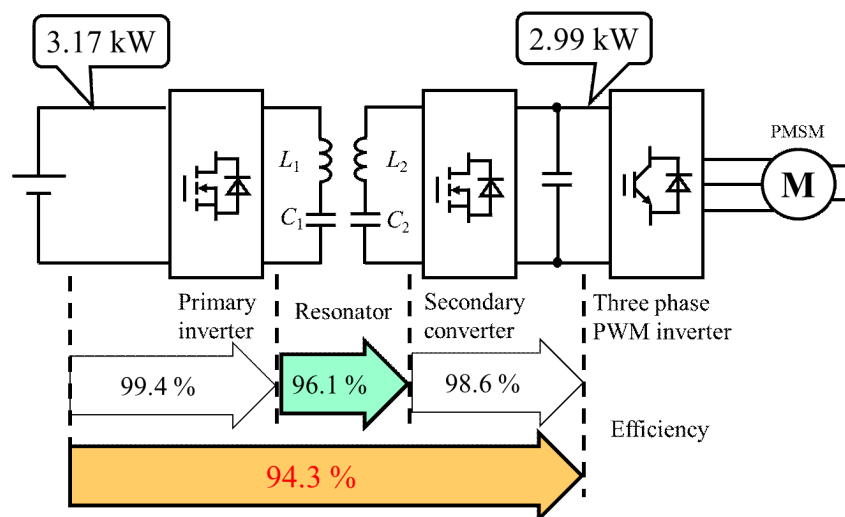


図 145: 各変換器の高効率化による総合効率の改善（最大出力時）

比較的高い効率が得られており、2015 年時点においても一次試作した W-IWM が実車に適用可能な性能を有することが確認できた。

また、各変換器の制御技術を向上させることで更なる効率改善を実現した。図 145 に効率改善後の W-IWM の総合効率（最大出力時）を示す。送電側の電力変換回路では出力が大きいときに高効率となる位相シフト方式を採用して昇降圧チョップをバイパスすることで高効率動作を実現し、受電側コンバータに間欠同期整流制御を用いることで更なる高効率化を達成した [75]。これより、受電側における同期整流技術が効率向上に大きく貢献していることが分かる。

8.3.6 実験車両を用いた走行試験

製作した一次試作ユニットを実験車両 FPEV4-Sawyer に搭載し、実車での走行試験を行った。ここでは実際の走行条件における動作を確認し、安定して走行できることを検証する。



図 146: 第 1 世代ワイヤレスインホイールモータを搭載した FPEV4-Sawyer

第 1 世代 W-IWM を搭載した実験車両

今回製作した第 1 世代 W-IWM のサブユニット（一次試作ユニット）は本研究室が所有する実験用電気自動車 FPEV4-Sawyer の後輪サブユニットと互換性を持つように設計しているため、該当するユニットのみを付け替えて走行試験を行っている。一次試作ユニットを後輪に搭載した実験車両の写真を図 146 に示す。

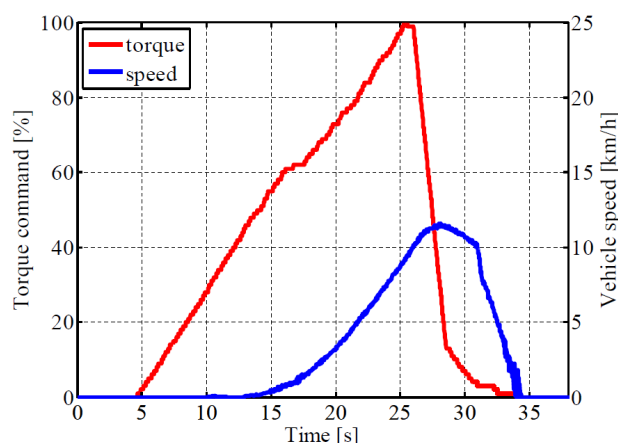
一次試作ユニットでは左右輪にそれぞれ第 1 世代 W-IWM を搭載しているため、後輪 2 輪 6.6 kW の一次試作目標を達成できる形を実現している。各 W-IWM へのトルク指令値はドライバーのアクセルペダル入力に応じて生成することや PC 等の CAN 通信によって与えることができ、実験に応じて使い分けている。なお、今回の走行試験では一次試作ユニットである後輪 W-IWM のみで駆動しており、実験車両の前輪は非駆動輪として用いた。

W-IWM の回路構成は図 139 に示すものと同様であり、電源には実験車両である FPEV4-Sawyer のメインバッテリーを使用した。そのため、駆動時の電力供給だけでなく、回生時の電力回収においてもこのメインバッテリーを使用している。また、各回路における基本的な制御手法はベンチ試験と同じ構成としている。

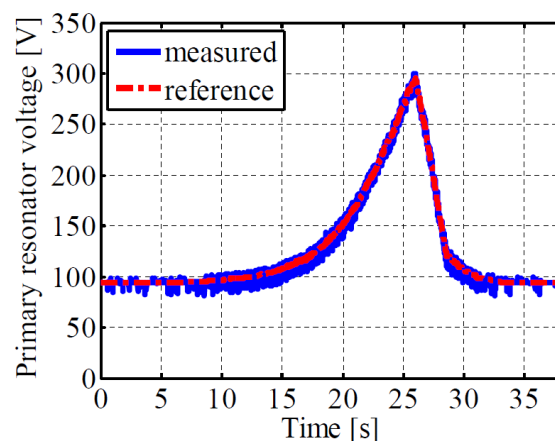
W-IWM ユニット単体での走行試験 [112]

まず、W-IWM のユニット単体での性能を評価するため、W-IWM 右後輪 1 輪のみを駆動させて試験を行った。ここでは W-IWM のトルク指令値は操作者が通信機器を用いて CAN により W-IWM へ送信し、その際のトルク指令値は手動で与えた。

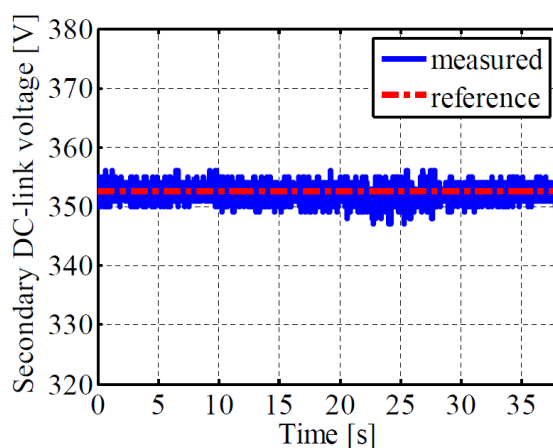
試験結果を図 147 に示す。今回の走行試験ではテスト走行路の長さが約 40 m と短く、実車の走行距離が制限されていたため、走行速度は最大で 12 km/h 程度となっている。しかし、トルク指令値を 100% まで上昇させても安定した走行を実現できている。



(a) トルク指令値および車体速度



(b) 送電側電圧



(c) 受電側直流リンク電圧

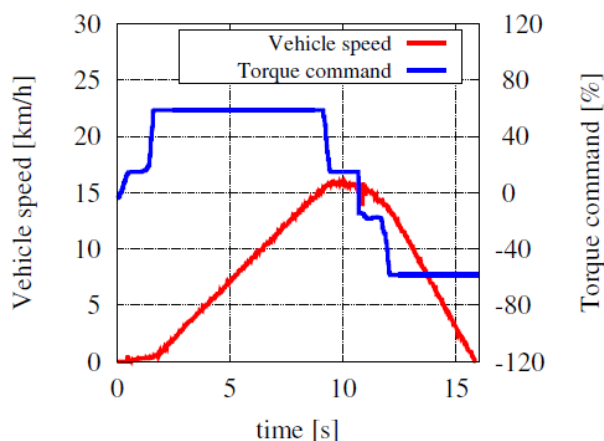
図 147: 右後輪 1 輪駆動による走行試験の結果 [112]

図 147 は全て同じ時系列の実験データであるが、図 147(a) に示すトルク指令値および車体速度の増加に伴って、図 147(b) の送電側電圧を上昇させられており、送電側の伝送電力フィードフォワード制御が正常に動作していることが確認できる。ここで、送電側電圧を上昇させるタイミングはトルク指令値が増加した時点ではなく、車体速度が徐々に増加していく時点であり、負荷電力の増加を適切に見積もることができている。また、図 147(c) では W-IWM の負荷が増えても受電側の直流リンク電圧を目標値である 352.5 V 付近に制御できている。

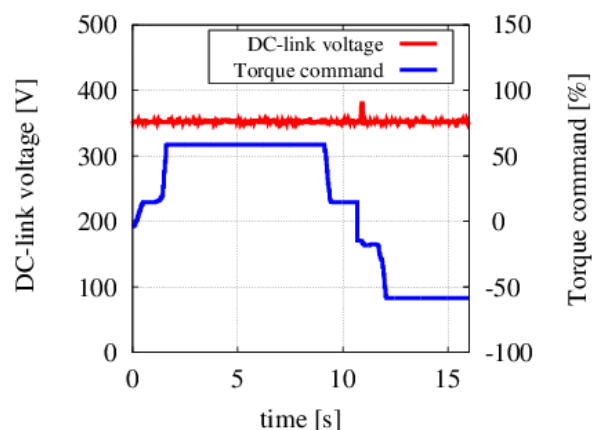
以上の結果から、開発した送電側のフィードフォワード制御および受電側のフィードバック制御によって W-IWM の安定動作を実現できている。

W-IWM ユニットの後輪 2 輪駆動による走行試験 [113]

次に、W-IWM ユニットの後輪 2 輪駆動とした走行試験結果を図 148 および図 149 に示す。ここでは W-IWM のトルク指令値はドライバーの操作するアクセル開度によって与えられており、本信号は CAN と Bluetooth によって W-IWM のホイール側に送信される。

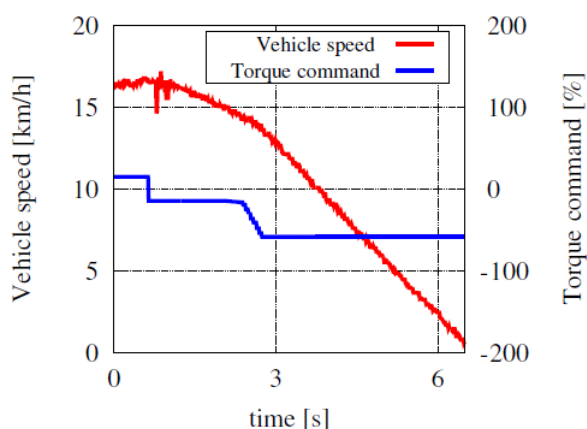


(a) トルク指令値および車体速度

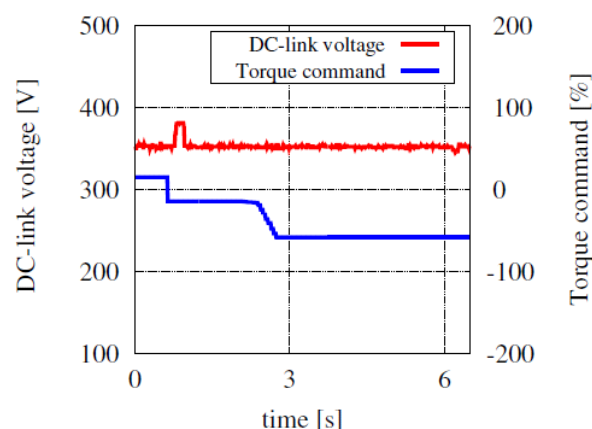


(b) 受電側直流リンク電圧

図 148: 後輪 2 輪駆動による走行試験の結果 [113]



(a) トルク指令値および車体速度



(b) 受電側直流リンク電圧

図 149: 後輪 2 輪駆動による走行試験の結果（回生動作時を拡大） [113]

図 148(a) に示すように、ドライバーが操作するアクセルペダルによってトルク指令値が生成されており、車体速度もそれに応じてスムーズに加速していることが確認できる。また、今回の走行試験ではトルク指令値が負となる条件も検証できており、回生動作も実現できている。図 148(b) に示す受電側の直流リンク電圧はトルク指令値が変化しても目標値付近で制御できており、安定した動作を実現している。

図 149(a) は力行動作から回生動作への切り替え時を拡大したものであるが、トルク指令値が正から負に変わる瞬間に車体速度が若干変動していることが確認できる。また、図 149(b) に示す通り、回生動作への切り替え時に受電側の直流リンク電圧も上昇しているが、これらはベンチ試験でも生じた Bluetooth の通信遅延によって送電側インバータの動作切替が遅れたことが原因と考えられる。実際の動作においては過電圧保護がかかる領域まで達していないため、大きな問題が生じることなく走行できているが、今後は走行時においても間欠同期整流制御を利用したシームレスな回生動作を実現することが課題といえる。

今回の走行試験では 15 km/h 程度の試験データまでしか示せなかったが、学内試験場における走行試験では約 25 km/h までの検証を行っている。また、現在搭載している一次試作ユニットの仕様では最高速度は 40 km/h 程度となる見込みであり、モータの電圧設定を変更することで 75 km/h まで実現できると想定されている。さらに、W-IWM ユニットの前輪にも搭載して 4 輪駆動とした場合には 105 km/h まで出力でき、高速走行にも対応できると考えられる。

8.4 まとめ

本章ではワイヤレス給電技術の自動車応用として、走行中ワイヤレス給電の模擬装置について紹介し、再現性の高い実験環境を構築することで理論と実験の両方からシステムの動的な振舞いや実装した制御技術の動作確認を実現できることを示した。

また、EV の理想的な駆動方式であるインホイールモータ (IWM) とワイヤレス給電技術を融合することでワイヤレスインホイールモータ (W-IWM) という EV の新しい駆動技術を提案し、IWM が持つ電力ケーブルの信頼性の課題を根本的に解決した。実車走行に向けた一次試作ユニットの開発を通して、大電力かつ高効率な電力伝送動作の実現や負荷変動や位置ずれに対する安定性の確保など、新たに取り組んだ制御技術についても紹介した。これらの技術によって IWM 方式の研究・開発が更に活発となり、モータの高い制御性能を活かした EV の普及、更には高度な運動制御や電費の向上（航続距離の延長）などが達成されることを期待したい。

今回紹介した W-IWM システムでは最大効率で 94.3 % を達成しているが、実用化を目指していくには更なる高効率化が必要である。従来のケーブルでは信頼性の課題はあったが、ほぼ 100 % の効率で IWM に電力を供給できるため、この効率低下のデメリットと信頼性向上のメリットが天秤にかけられる程度の性能は達成しなければならない。また、市販車クラスまでの高出力化に加えて更なる小型・軽量化も重要となるが、これらの技術開発は第 2 世代 W-IWM でも取り組んでおり、次章で実車試験ユニットの開発について述べる。

第 9 章

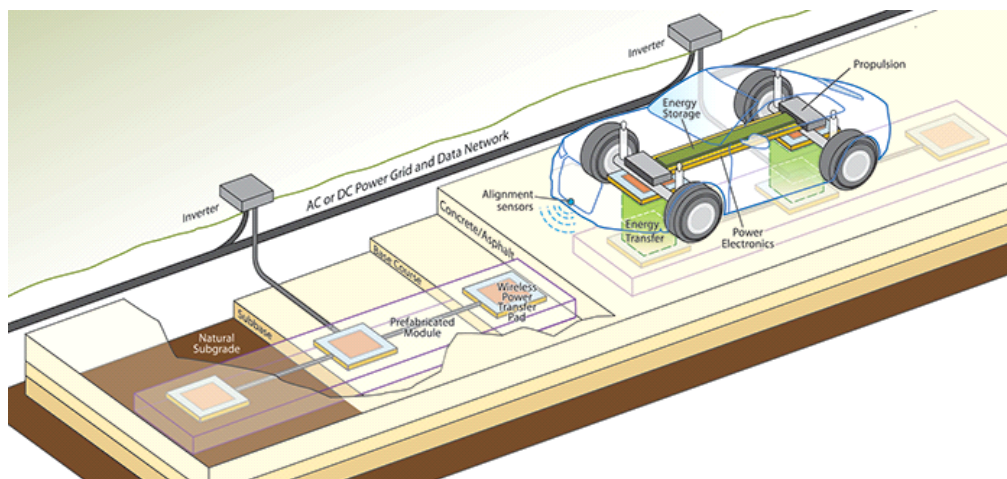
走行中給電設備の構築と実車走行試験

9.1 はじめに

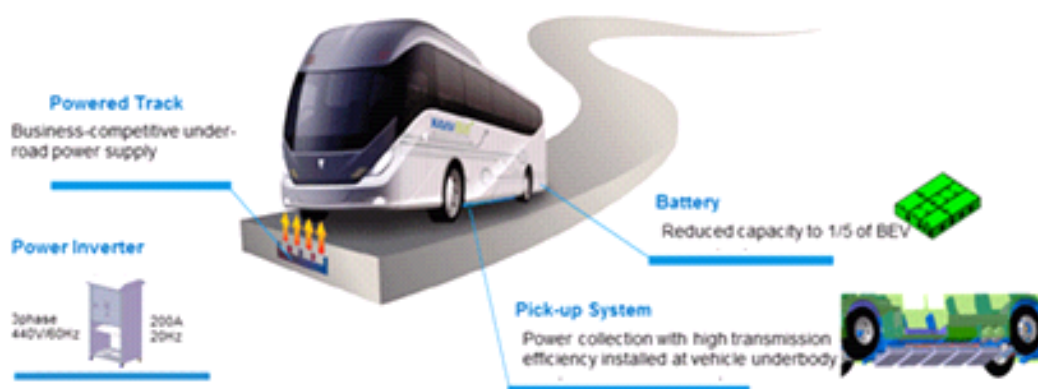
本論文ではEVの航続距離に対する課題を抜本的に解決する手段として走行中ワイヤレス給電技術の実現に向けて取り組んできたが、これまでに検討されてきた走行中給電はいずれも車載モータ方式のEVを想定しており、車体底部に設置されたコイルに電力伝送を行って車載バッテリーを充電するものばかりであった。そこで、本研究ではEVの理想的な駆動方式であるIWMに適した新しい走行中給電のかたちを提案し、道路のコイルからIWMに直接ワイヤレス給電を行う。このコンセプトを実車で検証するため、走行中給電に対応した第2世代ワイヤレスインホイールモータ（WIWM）の開発を行った。

第2世代WIWMでは第1世代W-IWMで実現した車体-IWM間の双方向ワイヤレス給電に加えて、路面からの走行中ワイヤレス給電に対応し、IWM側の蓄電デバイス（LiC）による回生効率の向上と高度なパワーフロー制御を実装する。また、東京大学柏キャンパス電気自動車実験場に構築した走行中ワイヤレス給電設備を用いて走行試験を行い、路面からIWMに直接ワイヤレス給電できることを実証する。

9.2節ではIWM方式に適した新しい走行中給電のかたちを提案し、本コンセプトについて紹介する。9.3節では走行中給電に対応した第2世代W-IWMの開発について取り上げ、システムの大電力化に加えて高度なパワーフロー制御や蓄電デバイスの容量設計などを示す。9.4節では実車走行試験に向けた基礎的なデータ取得について示し、コイル間の結合情報から理論的な最大伝送効率や給電可能な電力の試算など、システム構築に応用できる技術について述べる。9.5節では走行中ワイヤレス給電設備の構築について取り上げ、走行中給電レーンの建設および電源設備の構成などを紹介する。9.6節では第2世代W-IWMを搭載した実験車両による走行試験について示し、9.7節でまとめを述べる



(a) ユタ州立大学（米国）の走行中給電 [114]



(b) KAIST（韓国）の走行中給電 [115]

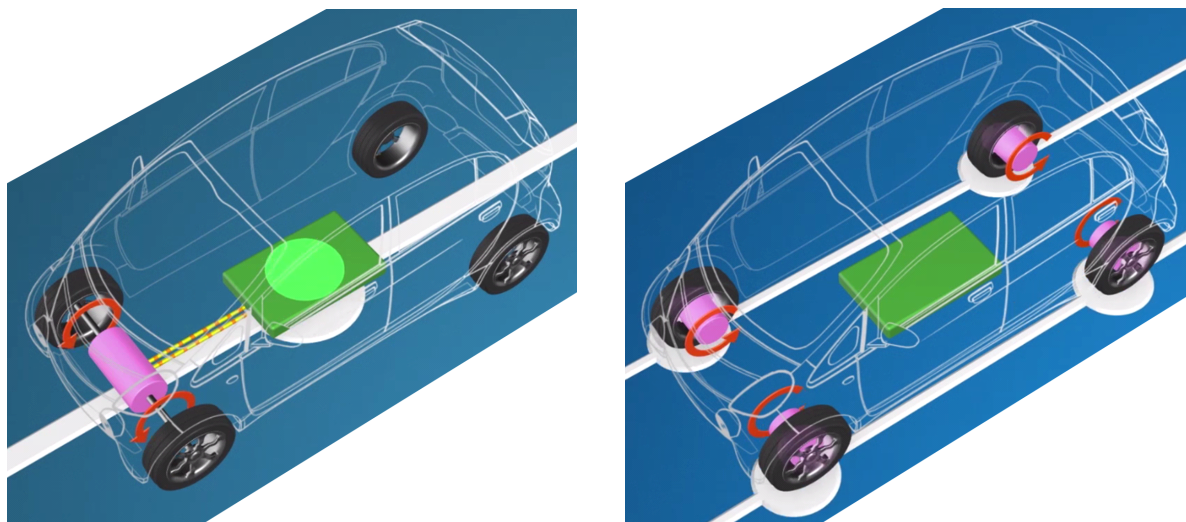
図 150: これまでの走行中ワイヤレス給電の研究例

9.2 新しい走行中給電のかたち

これまでは車載モータ方式のEVが対象

接触式であっても非接触式であっても、実際のクルマへの走行中給電実験はすでに成功しており、実用化・普及に向けて研究開発が進められている。しかし、これまでに提案されてきた走行中給電はいずれも車載モータ方式のEVを対象として、接触式では車体に設置された集電機構で、非接触式では車体下部に設置された受電コイルなどで電力を受け取り、車載バッテリーを充電する構成が想定されてきた（図 150）。これらは必ずしもIWM方式のEVには適していないため、本研究はIWMならではの新しい走行中給電のかたちを提案する。

また、一度バッテリーを充電してからモータを駆動するシステムでは、バッテリーを充放電する損失が発生するため、インフラから電力を受け取ってモータで使用するまでの総合効率が低下してしまう。そのため、一部の走行中給電システムでは駆動モータとバッテリーに適切に電力を分配し、受け取ったエネルギーを有効に利用している。本研究においても、走行中給電



(a) 車載モータ方式

(b) IWM 方式

図 151: 新しい走行中ワイヤレス給電のかたち

によるエネルギーはモータ駆動を最優先にして使用し、それでも電力が余る時にはバッテリーに給電する構成を考える。

IWM 方式に適した新しい走行中給電

IWM では各車輪に駆動モータが搭載されているため、はじめにエネルギーを使うのは各車輪となる。ここで、IWM の電力ケーブルの信頼性問題を避けるために W-IWM の構成を採用するとなれば、車体下部の受電コイルでエネルギーを受けてから、車体側から IWM に向けて、さらにワイヤレス給電を行うのは効率的ではない。

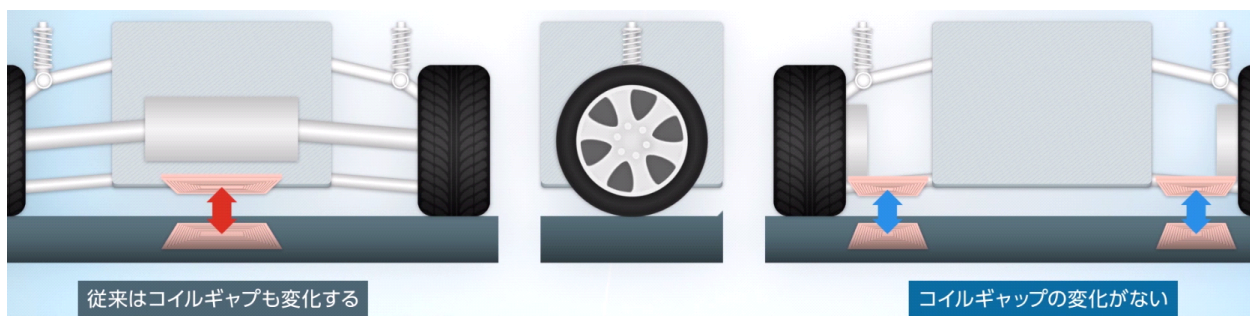
そこで、道路のコイルから車体のコイルに給電するのではなく、道路のコイルから IWM に直接ワイヤレス給電を行う。このコンセプトでは図 151 に示すように、これまで大きなコイルでピックアップしていた方式を小さなコイルに分散させて、各 IWM で電力を受け取る仕組みとしている。

提案する走行中給電のメリット

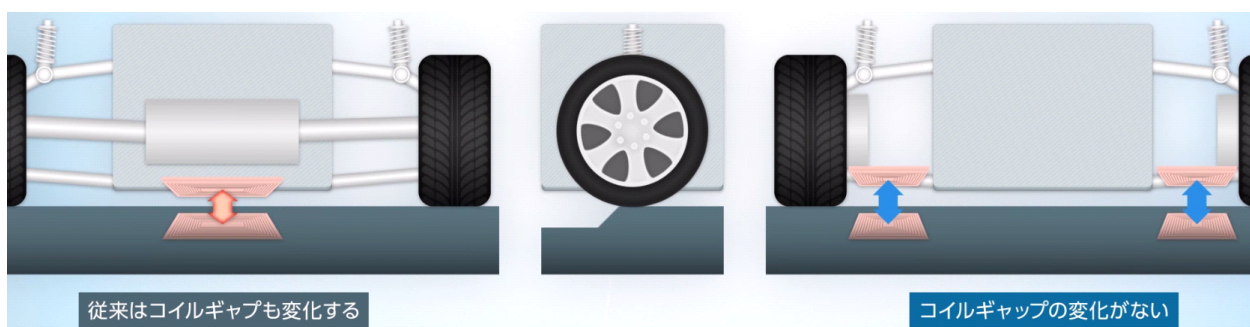
本研究で提案する IWM ならではの新しい走行中給電のかたちでは、これまで検討されてきた走行中給電に比べて以下のメリットが挙げられる。

- 1) 車載バッテリーを介さないため、高効率化できる
- 2) 各輪それぞれに給電するため、路面コイル 1 つあたりの出力を小さくできる
- 3) 受電コイルが IWM に配置されるため、コイル間ギャップの余裕を小さくできる

1) については前述の通りであるが、2), 3) については補足しながら説明する。



(a) サスペンション変位なし



(b) サスペンション変位あり

図 152: 道路の凹凸や乗車人数によるギャップの変化

複数コイルで受電できるため、大電力化しやすい

これまでの走行中給電でも大電力伝送が必要な電動バスなどの大型車両には複数の受電コイルを搭載して、なるべく各コイルで受け取る電力があまり大きくならないようにしていた。提案する走行中給電でも各 IWM に受電コイルが搭載されているため、同様な効果が期待できる。また、路面側に設置するコイルも左右 2 つに分けることで 1 つあたりの出力を小さくできる。さらに IWM を 4 輪に搭載した EV では、路面コイル上を通過する際に前輪と後輪の受電コイルで電力を受け取れるため、1 つの路面コイルを 2 回利用することも可能である。

ギャップ一定でより高効率な設計が可能

これまでは受電コイルを車体下部に取り付けることが一般的であったが、この位置では道路の凹凸や乗車人数によってサスペンションの沈み込みが生じるため、路面とのコイル間のギャップはある程度の余裕を持たせて設計しなければならない。一方で、提案する方式ではばね下の IWM に受電コイルが配置されるため、サスペンション変位によらず、路面と受電コイルの位置はほぼ一定になる。そのため、できる限り路面コイルに近い位置に設置でき、無駄な余裕をなくすことでより高効率な設計が可能になる（図 152）。

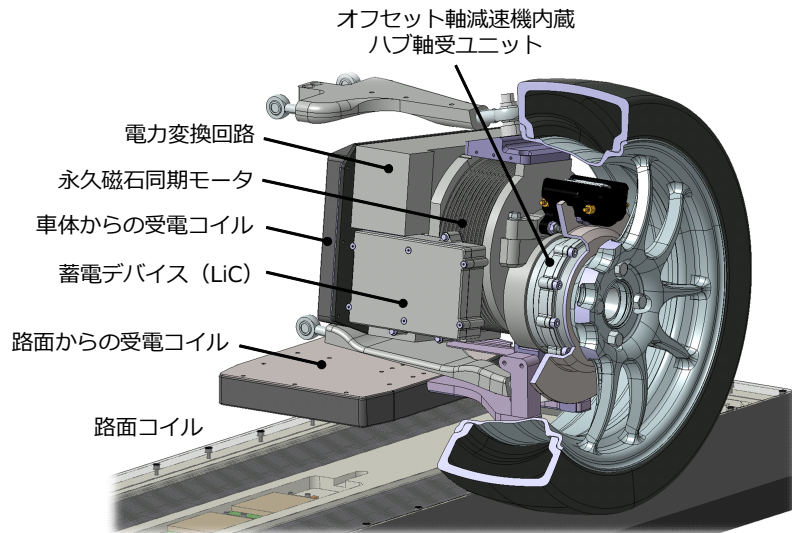


図 153: 第2世代ワイヤレスインホイールモータの構成

クルマの走行機能をホイールの中に

さらに、走行中給電によって得られたエネルギーだけで走行できれば、車載バッテリーによる電力供給を受けなくても走り続けることが可能になる。そのため、走行中給電路の間を航続できるだけの蓄電デバイスを IWM に搭載すれば、クルマの「走る・曲がる・止まる」といった機能のすべてをホイールの中に持たせることができる。

以上のように「インホイールモータ」と「走行中給電」をキー技術として、未来の EV の理想形を描くことができ、本研究ではこれらの機能を持たせた第2世代 W-IWM について紹介する。

9.3 第2世代ワイヤレスインホイールモータ

9.3.1 研究背景

EV の利点は環境性能だけでなく、電気モータの高い応答性によって安全でエコな走りを実現できることを述べた。さらに、各車輪に搭載された IWM を独立制御することで、これまで不可能であった高度な車両運動制御を実現できる。そこで、本研究では「インホイールモータ」および「走行中給電」をキーワードとして、EV の理想形を示す。IWM ならではの新しい走行中給電のかたちを提案し、実際に製作した実験車両や走行中給電設備などを示しながら、技術的背景や実験の様子を紹介する。

なお、8章で述べた第1世代 W-IWM では車体とホイール間の電力ケーブルをワイヤレス化することで IWM の断線リスクを抜本的に解決したが、第2世代 W-IWM ではこれに加えて走行中ワイヤレス給電にも対応した構成を実現する。このほか、一輪あたりの大出力化および回生効率の向上を目的としてホイール内に蓄電デバイスを搭載し、これまで以上に高度なパワーフロー制御にも取り組んでいる。

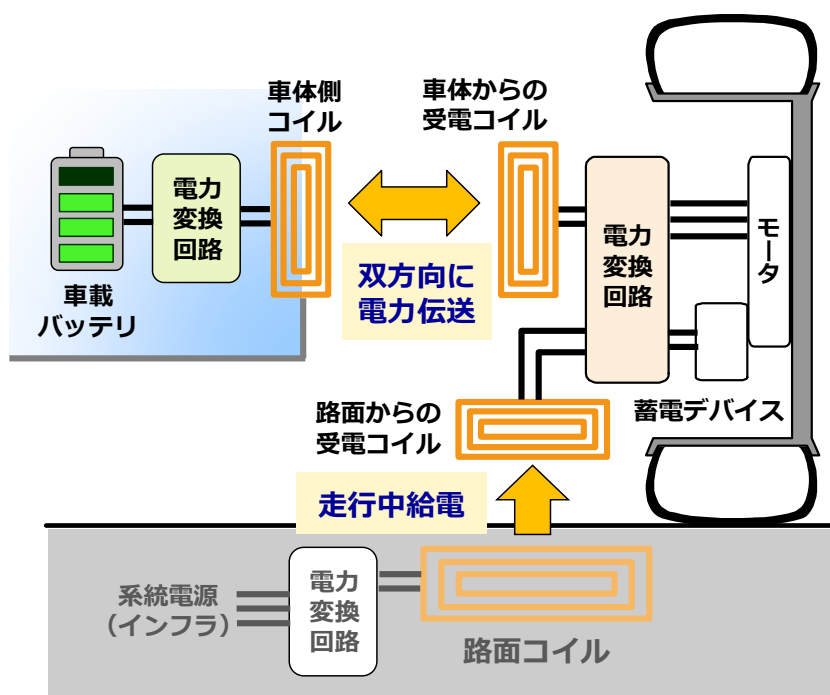


図 154: 第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの模式図

9.3.2 システム構成

機能的な特徴

第 2 世代 W-IWM の構成図を図 153 に示す。本開発品も第 1 世代と同様に機電一体構造のインホイールモータであり、ホイール近傍にモータ、電力変換回路、および 2 つの受電コイルが配置されている。各コイルは操舵時、およびサスペンションのストローク時にサスペンションアームと干渉しないよう配置されている。車体と IWM 間のコイル間ギャップは 100 mm，路面と IWM 間のコイルギャップは 100 mm である。モータの出力はハブ軸受ユニットに内蔵されたオフセット軸減速機を介してホイールに出力される。

第 2 世代 W-IWM は以下の 3 つの機能的な特徴を有している。

- 1) 車体と IWM 間での双方向ワイヤレス給電
- 2) 路面から IWM への直接走行中ワイヤレス給電
- 3) IWM に内蔵した蓄電デバイスを用いたパワーフロー制御

このうち、1) については第 1 世代 W-IWM で既に実現しているため、本節では後者 2 つの機能について述べる。

システムの模式図

第 2 世代 W-IWM の模式図を図 154 に示す。本開発品では磁界共振結合方式 [54] を用いて電力伝送を行い、これらの共振回路は送電側・受電側ともに共振コンデンサを直列接続とする S/S

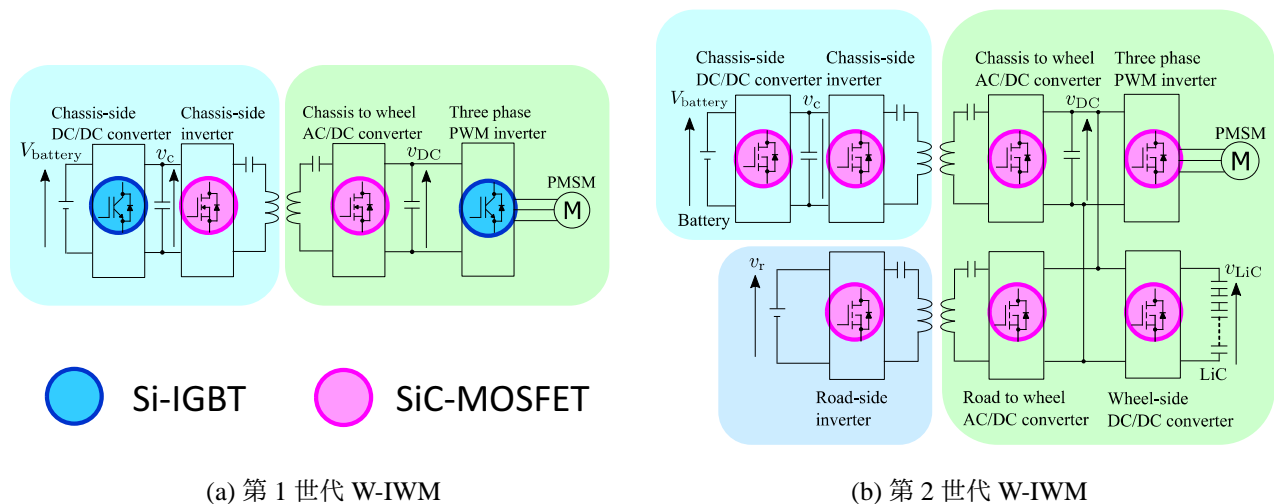


図 155: 第1世代および第2世代ワイヤレスインホイールモータの回路構成

方式を採用している。動作周波数は自動車応用でワイヤレス給電の標準化が進められている 85 kHz を用いた [59]。

第2世代 W-IWM には車体-IWM 間と路面-IWM 間の2つのワイヤレス給電経路が存在する。このうち前者は8章で報告した第1世代 W-IWM と同様の構成となっており、車体側-IWM 間で双方向に電力伝送が可能である。後者が走行中ワイヤレス給電を実現するためのものであり、路面コイルから電力を受け取るための受電コイルおよび共振回路を搭載している。なお、受電した電力を直流に変換するための AC/DC コンバータが IWM 内に設けられており、AC/DC コンバータは IWM の直流リンクに接続されている。

電力変換回路の構成

第1世代および第2世代 W-IWM の回路構成を図 155 に示す。第1世代では車体-IWM 間のワイヤレス給電のため、車載バッテリーの直流から交流に電力変換して電力伝送を行い、IWM 側で受電した電力を直流に変換した後に三相 PWM インバータを用いて駆動モータを制御していた。第2世代ではこの構成に加えて、走行中給電による受電電力を直流に変換する AC-DC コンバータ、IWM 内の蓄電デバイスを有効利用するための DC-DC コンバータを IWM 側に搭載している。なお、これらの制御技術については次節で後述する。

第2世代ではフル SiC 化を実現

第1世代では比較的に高周波を扱う車体側インバータ、IWM 側コンバータのみに SiC-MOSFET を採用し、車体側の昇降圧チョッパと IWM 側の三相 PWM インバータは Si-IGBT で構成していた。第2世代では一輪あたりの大出力化にともない、すべての電力変換回路に SiC-MOSFET を採用することにした。また、フル SiC 化によってホイール内の電力変換回路を高速動作可能にし、受動部品の小型化などの高出力密度化にも貢献している。

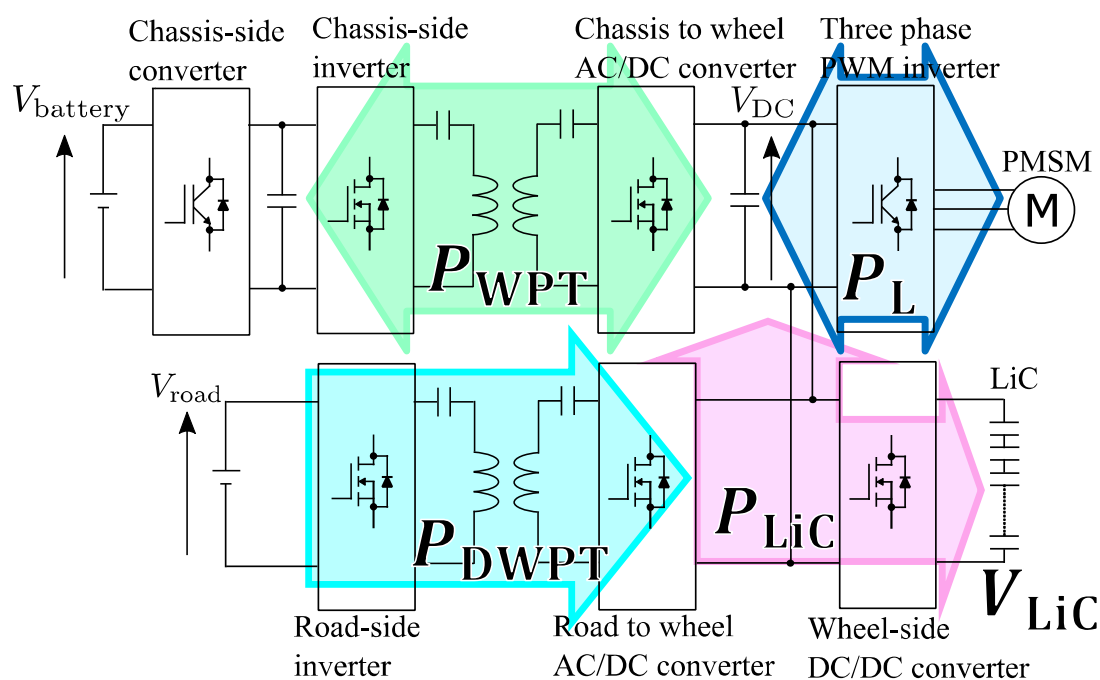


図 156: ホイール側の直流リンクにおける電力の流れ

複数のエネルギー源を利用

さらに第2世代 W-IWM の特徴として、IWM に蓄電デバイスであるリチウムイオンキャパシタ (Lithium-ion Capacitor : LiC) を内蔵しており、LiC は DC-DC コンバータを介して IWM の直流リンクに接続されている。従って、IWM 側の直流リンクには以下の4つのエネルギー源が接続されている (図 156)。

- 1) 車体側との双方向ワイヤレス給電によるエネルギー
- 2) 路面からの走行中ワイヤレス給電によるエネルギー
- 3) LiC が充放電するエネルギー
- 4) モータが駆動・回生するエネルギー

そのため、これらの間のエネルギーの流れを適切に制御しつつ、直流リンク電圧を所望の値に制御しなければならない。

9.3.3 制御系設計

第2世代 W-IWM では先述の通り、複数の電力源から IWM にエネルギーが出入りするため、これらのエネルギーの流れを適切に制御する必要がある。本節では、第2世代 W-IWM において開発したエネルギーマネジメント制御の概要について述べる。

制御の概要

IWM 内の回路におけるエネルギーマネジメント制御の目的は複数の電力源から出入りするエネルギーを適切にコントロールすることであり、具体的には直流リンク電圧を所望の値に保つことと IWM に内蔵した LiC の蓄電量（State of Charge : SOC）を所望の値に制御することである。

ここで、電力変換回路における損失を無視すると、ある瞬間に直流リンク電圧が変化しないために IWM 内で満たすべき電力バランスの条件は

$$P_L = P_{WPT} + P_{LiC} + P_{DWPT} \quad (9-1)$$

で表され、 P_L は負荷電力（モータ出力＋モータ損失）、 P_{WPT} は車体-IWM 間で送受電される電力、 P_{LiC} は DC-DC コンバータを介して LiC に充放電される電力、 P_{DWPT} は走行中給電によって受電している電力である。ここで、 $P_{WPT} > 0$ であれば車体側（すなわち車載バッテリー）から IWM に送電されていることを、 $P_{WPT} < 0$ であれば反対に IWM から車体側に電力を戻していることを表す。また、 $P_{LiC} > 0$ は LiC が放電していることを、 $P_{LiC} < 0$ は LiC を充電していることを示している。

ここで、右辺の 3 つのパワーは電力変換回路によって能動的に制御可能であるため、(9-1) 式の電力バランスを保ちつつ右辺の 3 つのパワーの比率を変えることができる。これにより、直流リンク電圧を所望の値にフィードバック制御するとともに、同時に LiC の SOC（すなわち、 V_{LiC} ）も所望の値に制御できる。

電力変換回路の役割分担

これらの電力を適切に調整することでパワーフロー制御を実装するが、第 2 世代 W-IWM ではパワーフロー制御だけでなく、モータの力行/回生、走行中給電の受電可否、LiC の SOC 管理なども考慮しなければならない。そのため、各電力変換回路の制御をそれぞれの役割に応じて分担し、より高度な制御系を実装する。ここでは、要求される制御性能（応答性など）を考慮して、それぞれの役割を決定する。

EV の走行性能はモータ駆動の制御性能によって決まるため、他の電力変換回路によって安定化された直流リンク電圧を利用して三相 PWM インバータの空間ベクトル制御によって負荷モータを制御する。なお、負荷電力 P_L はドライバーのアクセル操作や自動運転の制御指令に応じて決まるため、パワーフロー制御などの他の制御には利用できない。

次に、走行中給電による電力 P_{DWPT} は走行中給電が可能な区間ではインフラからなるべくエネルギーを受け取れるが、走行中給電がない区間では P_{DWPT} が常に 0 であるため、この電力を使った制御は動作できない。ただし、負荷モータの出力 P_L が小さく、車載バッテリーや LiC も満充電状態に近い条件に限って、路面用 AC-DC コンバータを用いて、 P_{DWPT} を調整または遮断して需給バランスを保つ。このほか、路面用 AC-DC コンバータは車両検知に用いる受電モード/待機モードの実現に利用するが、他の制御には利用しない。

以上の検討より、ホイール側のパワーフロー制御に利用できるのは LiC 用 DC-DC コンバータあるいは車体用 AC-DC コンバータのいずれかである。パワーフロー制御では各電力のバランスを保つことが重要であるが、 P_L や P_{DWPT} の変動を補償できる程度に速い制御が必要になる。そのため、ここでは制御の応答性と蓄電デバイスの特性から利用する電力変換回路を選択する。

第2世代では LiC を用いて電圧安定化

第2世代 W-IWM では長寿命かつ出力密度に優れる LiC をホイール側に搭載した。これにより、比較的高速な負荷変動を LiC に補償させることで、車載バッテリーが供給する電力を低周波で定常的な動作とし、車載バッテリーの負担を軽減できる。また、LiC 用 DC-DC コンバータを利用して電圧制御系を構築すれば、実質的にパワーフロー制御を実現できるため、シンプルかつ高応答な制御系を設計しやすいといえる。LiC 用 DC-DC コンバータが直流リンク電圧を安定化しているとき、直流リンクにおける入出力電力は過不足がない状態となるため、これらの電力収支は (9-1) 式を満たす。

このとき、LiC に入出力される電力 P_{LiC} は他の電力に応じて

$$P_{LiC} = P_L - P_{WPT} - P_{DWPT} \quad (9-2)$$

として定められる。従って、LiC が電力の過不足をすべて補償することになるため、何も意識しなければ LiC の SOC はあっという間に空っぽになったり、満充電状態になったりしてしまう。そのため、第2世代 W-IWM では LiC の SOC 制御も考慮しなければならない。

(9-2) 式が成立する条件下では車体用 AC-DC コンバータを用いて P_{WPT} の大きさを変えることで LiC が充放電する電力 P_{LiC} を間接的に操作できる (P_L および P_{DWPT} は勝手に決まってしまう)。ただし、(9-2) 式は直流リンク電圧が定常状態となる場合でしか成り立たないため、制御系を設計する際に注意しなければならない。

そのため、車体用 AC-DC コンバータでは P_{LiC} そのものではなく、もっと時間スケールが長くてよい LiC の SOC を制御する。すなわち、短時間の電力ではなく、より長時間のエネルギーを考慮することで、 V_{dc} の定常状態を保ちながら LiC の SOC 制御を実装する。以上の検討より、ホイール側の4つの電力変換回路すべての役割が決定できた。

ホイール側制御系のブロック線図

第2世代 W-IWM のブロック線図を図 157 に示す。ここでは制御動作の概要について解説するため、制御器設計の詳細は文献 [116, 117] を参照されたい。

直流リンク電圧制御 (V_{dc} のフィードバック制御) は高応答な制御系設計によって、短時間の電力バランスを保持するためのパワーフロー制御として実装する [116]。そのため、加減速時や走行中給電への進入時などの比較的に速い電力変動には DC-DC コンバータがパワー密度に優れる LiC を積極的に利用して、ホイール側システムの安定動作を実現する。

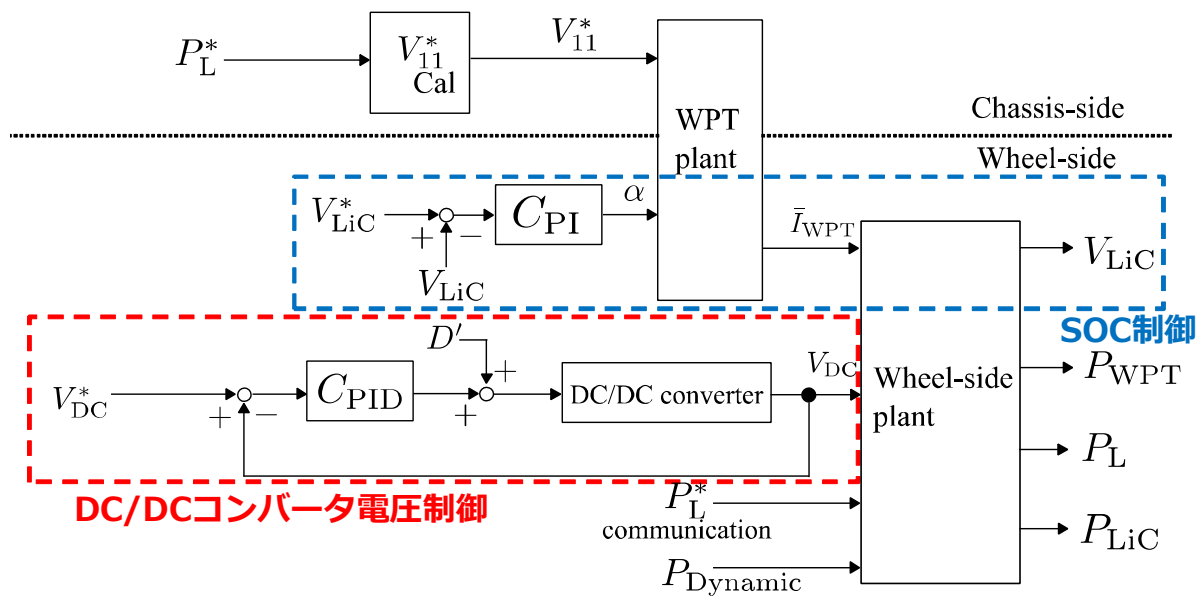


図 157: 第 2 世代ワイヤレスインホイールモータのブロック線図

一方で、LiC の SOC 制御 (V_{LiC} のフィードバック制御) では速い電力変動に対して無理に追従させないことで、LiC に蓄えたエネルギーを短時間のパワーフロー制御に利用することを許容している [117]。しかし、ゆっくりとした動作でも SOC を目標値に追従させる制御を行うことで、航続走行時などの定常動作では LiC の SOC を管理する、エネルギーマネジメント制御を実現する。この制御では車体用 AC-DC コンバータがエネルギー密度に優れる車載バッテリーからのワイヤレス給電電力を利用して、LiC の充放電量を決定する。

以上の制御系によって、ホイール側システムを安定して動作させるだけでなく、2 種類の蓄電デバイスの特性を賢く利用し、より高効率・長寿命となる動作を実現している。電力とエネルギー、これらの違いを正しく理解して蓄電デバイスを選択し、それらに適した制御系を設計することが重要である。

9.3.4 走行時の動作状態例

本節では図 158 から図 160 に示す具体的な 3 つの動作状態におけるエネルギーマネジメント制御の例を示す。

走行中給電レーンでの走行時

図 158 に示すように、EV が路面コイル上を走行しているときには走行中給電によるエネルギーを利用できる。前述した通り、最も効率よくエネルギーを使うためには負荷であるモータの駆動を最優先にする。このとき、走行に必要な負荷電力よりも走行中給電による受電電力が大きければ、余剰の電力を使って IWM 内の LiC または車載バッテリー、もしくはその両方を充電しながら走行できる。ここで、車載バッテリーの充電には IWM と車体間でのワイヤレス

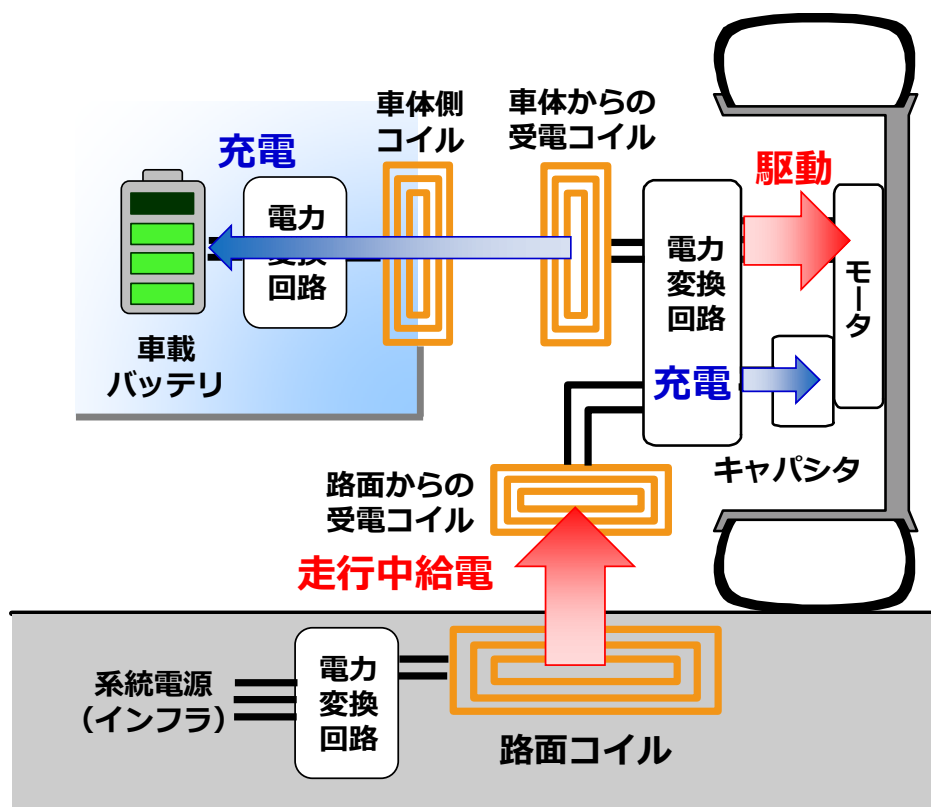


図 158: 走行中給電があるときの動作例

給電が必要になるため、伝送効率やサイクル寿命等を考慮すると LiC を積極的に利用した方が有利である。

通常の道路での走行時

図 159 に示すように、走行中給電のない道路では走行に必要なエネルギーを LiC と車載バッテリーから供給しなければならない。このとき、LiC からのエネルギーを使えばワイヤレス給電が不要なために効率的であるが、LiC の容量は車載バッテリーと比較して小さいため、いつまでも放電し続けることは難しい。そのため、加速時などの高出力時には積極的に LiC を使用し、定速走行になるにつれて車載バッテリーが徐々にエネルギーを供給していくことが好ましい。

回生ブレーキ時

通常の EV と同じように、第 2 世代 W-IWM でも回生ブレーキによるエネルギーを回収でき、このときの動作例を図 160 に示す。ここで、IWM 内の LiC を積極的に利用すれば、減速時に LiC に貯めたエネルギーを次の加速時に効率よく再利用できる。また、ワイヤレス給電が不要だけでなく、出力密度に優れる LiC を使うことで、より効率的なエネルギー回収が可能である。

しかし、長い下り坂などにおいて LiC の SOC が満タンになってしまう場合には IWM 側から車体側に電力伝送を行い、車載バッテリーに回生電力を送って充電する。

以上のように、第 2 世代 W-IWM のパワーフロー制御では IWM に内蔵した LiC を有効に使

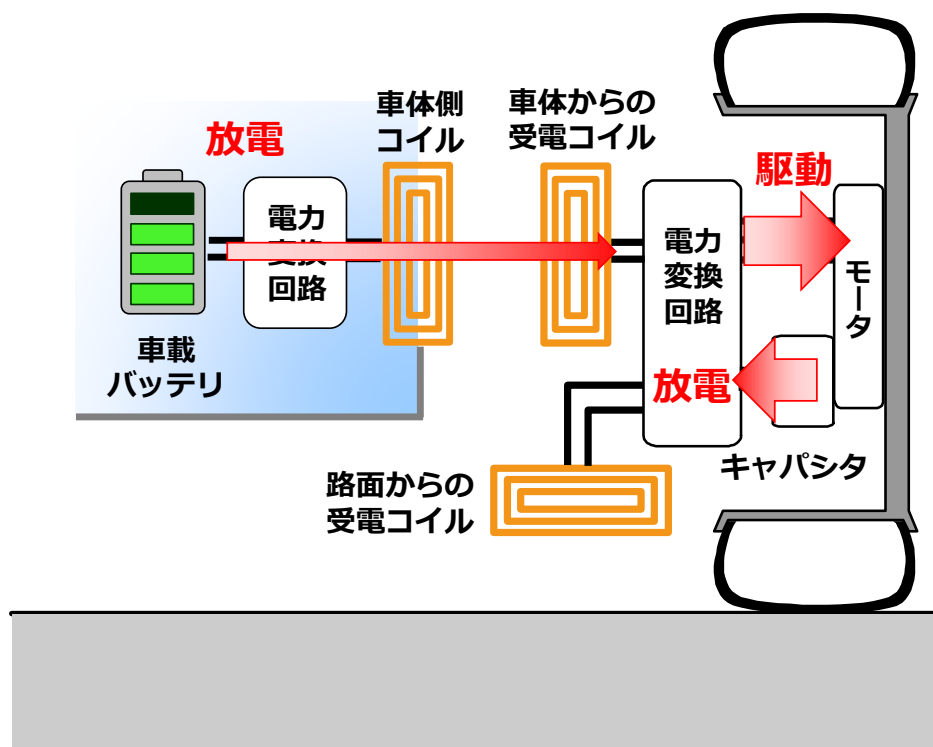


図 159: 走行中給電がないときの動作例

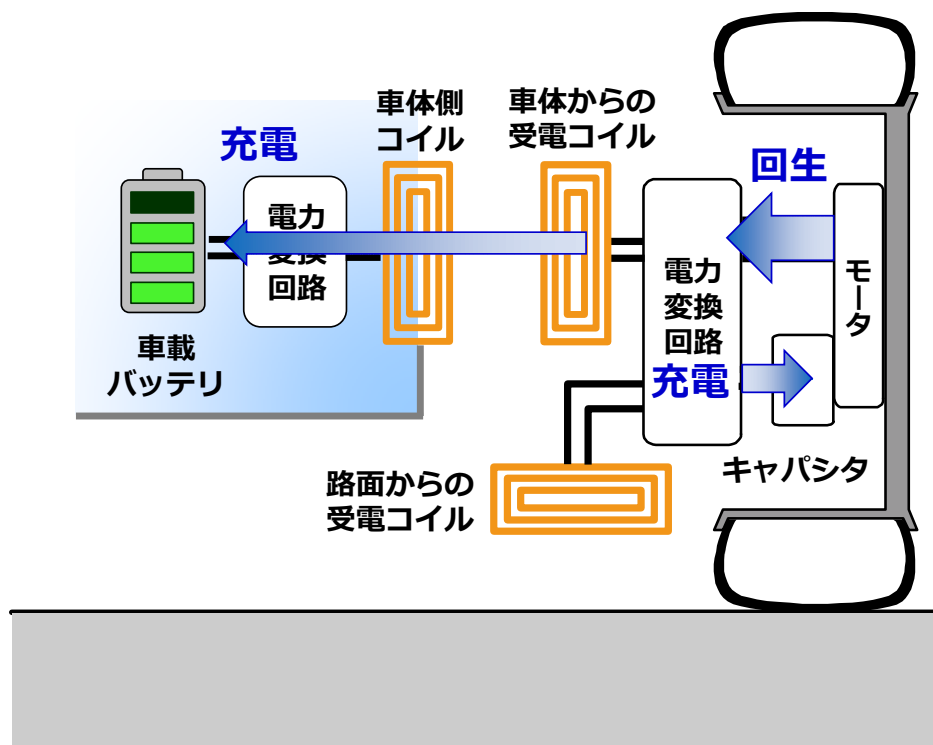


図 160: ブレーキするときの動作例

うことで、複雑なエネルギー配分の変化を制御の切り替え等を行うことなく、シンプルな制御系によって所望の動作を実現できる。

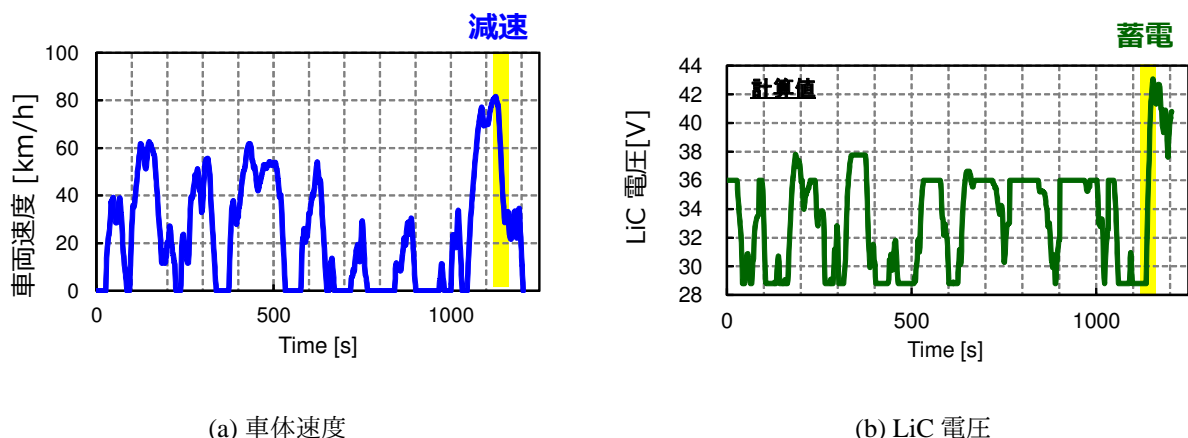


図 161: JC08 モード走行時における LiC の充放電電力

9.3.5 蓄電デバイスの容量設計

出力密度とエネルギー密度

近年ではキャパシタの大容量化が進み、化学電池であるバッテリーの代わりにリチウムイオンキャパシタ (LiC) や電気二重層キャパシタ (Electric Double Layer Capacitor : EDLC) を蓄電デバイスとして利用する例も増えてきた。これらの蓄電デバイスを比較する上で特に重要となるのが、出力密度 [kW/kg] とエネルギー密度 [Wh/kg] であり、出力密度は単位質量あたりにどれだけの電力を供給できるか、エネルギー密度は単位質量あたりにどれだけのエネルギーを貯められるか、ということの意味している。

なお、一般的なりチウムイオン電池は大きなエネルギーを貯められるが、出力密度では LiC や EDLC の方が優れている。従って、LiC や EDLC は保持できるエネルギーは少ないが、瞬時の充放電に適した蓄電デバイスである。

LiC の特長と容量設計

第 2 世代 W-IWM では回生効率の向上を目的としてホイール内に蓄電デバイスを搭載した経緯から、出力密度に優れる LiC や EDLC が適している。しかし、ホイール内の限られたスペースに搭載しなければならないため、よりエネルギー密度が大きい LiC を採用した。ただし、LiC には上限電圧だけでなく下限電圧も存在するため、適切な SOC 制御とセル電圧管理が必要である。本論文では取り上げないが、これらについても研究・開発に取り組んでいる。

これまで述べたように、ホイール側のスペース制約によって、IWM に搭載する LiC の容量もむやみに大きくできない。そのため、9.3.3 で示した所望の制御動作が実現できる程度に適切な LiC の容量を設計しなければならない。

ここでは、モード走行を利用して容量設計を行う手法の一例を示す。今回の設計では JC08 モードにおける減速時のエネルギーを回生ブレーキによってすべて回収し、このエネルギーを LiC がすべて蓄電できることを目標とする。特に、図 161(a) に示すモード走行後半の 80 km/h

表 22: 第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの LiC 容量設計値

WPT power from Road to IWM	9 kW
WPT power between Chassis and IWM	> 12 kW
Number of LiCs	12 series
Total capacitance of LiCs	125 F
Operation voltage of LiCs	28.8 - 43.2 V

から 30 km/h に大きく減速する区間では大きな回生エネルギーを回収できる。これをすべて LiC に充電するとき、LiC の電圧、すなわち SOC は図 161(b) の後半に示すように急激に増加する。そのため、この回生動作時に回収できるエネルギー量より、ホイール側に搭載すべき LiC の容量を設計する。

4 輪搭載時に必要な LiC の容量

今回の検討では 4 輪すべてに第 2 世代 W-IWM を装備し、減速はすべて回生ブレーキで行うと仮定して LiC の容量設計を行った。なお、走行抵抗や回生エネルギー等の計算には実験車両のパラメータ（代表値）を用いている。

その結果、1 輪あたりに容量 1500 F の LiC を 12 直列として搭載すれば、前述の回生エネルギーをすべて回収できることが分かった。なお、実車試験用の開発品では 6 直列の LiC モジュールを 2 つに分割し、ホイール側電力変換回路の両側に搭載している。

このとき、12 直列とした LiC モジュールの静電容量は 125 F であり、動作電圧範囲は 28.8～43.2 V となる。図 161(a) の JC08 モードで走行する際に回生エネルギーをすべて LiC に充電し、加速では積極的に LiC のエネルギーを利用したとすると、図 161(b) に示すように走行状況に応じて変動する LiC の電圧を計算できる。ここで、最も減速した場合でも上限電圧を超えない範囲を維持できていることが分かる。

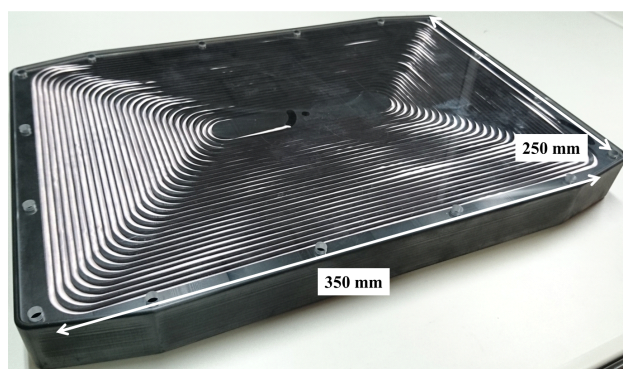
LiC 用 DC-DC コンバータは高昇圧比・大電流に対応

前述の容量設計では搭載する LiC をすべて直列接続としたが、それでも LiC の動作電圧は最大 43.2 V であるため、目標値が 500 V 程度となるホイール側の直流リンクとは大きな電圧差が存在する。そのため、LiC と直流リンクを適切に接続するためには、LiC 用 DC-DC コンバータで 10 倍以上のきわめて高い昇圧比を実現しなければならない。

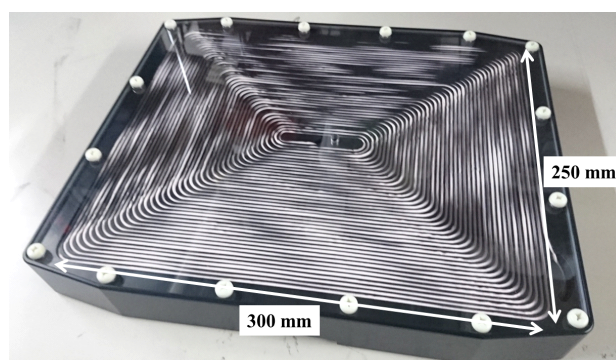
また、電圧の低い LiC モジュールから大電力を出力するためには、大電流を扱わなければならない。DC-DC コンバータに用いる受動部品（特にインダクタ）の体積や重量に注意しながら回路設計を行わなければならない。

表 23: 第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの性能仕様

	第 2 世代 W-IWM (4 輪搭載時)	M 社製市販 EV
モータ出力	12 kW	47 kW
モータトルク	76.4 Nm	160 Nm
減速比	4.4	7.065
モータ数	4	1
総出力	48 kW	47 kW
総ホイールトルク	1344 Nm	1130 Nm



(a) 車体-ホイール間の送受電コイル



(b) 走行中給電用の受電コイル

図 162: 製作した送受電コイル

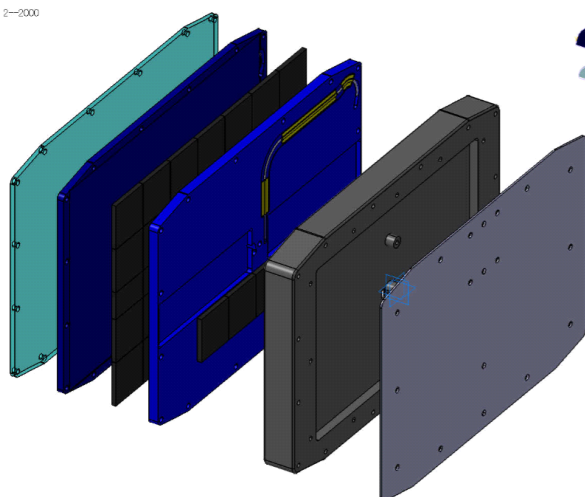
9.3.6 実車試験ユニットの製作

本節では第 2 世代 W-IWM の実車試験ユニットおよび路面側装置の試作について紹介する。特に、第 1 世代 W-IWM の一次試作からの改良点と走行中給電に向けた取り組みについて示す。

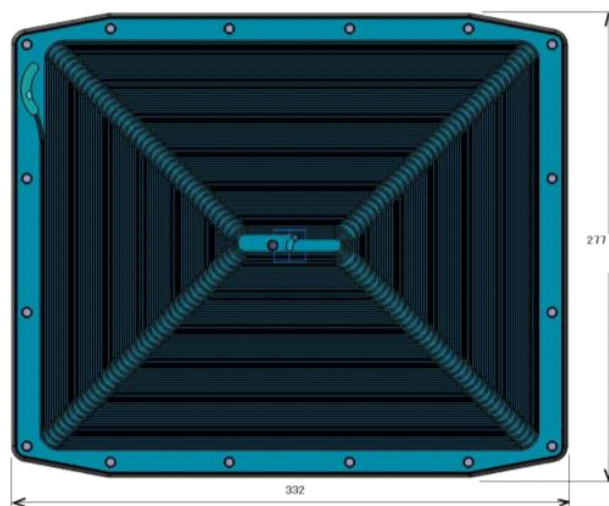
実車試験ユニットの仕様

第 2 世代 W-IWM の設計仕様を表 23 に示す。1 輪あたりのモータ出力は目標と同じ 12 kW を達成し、4 輪装備時には総出力、総ホイールトルクともに市販 EV と同等の性能を実現した。なお、今回開発した第 2 世代 W-IWM も減速機方式の IWM であるため、モータトルクは減速機を介してホイールに伝達される。そのため、総ホイールトルクは $76.4 \text{ Nm (モータトルク)} \times 4.4 \text{ (減速比)} \times 4 \text{ (モータ数)} \rightarrow 1344 \text{ Nm}$ となる。

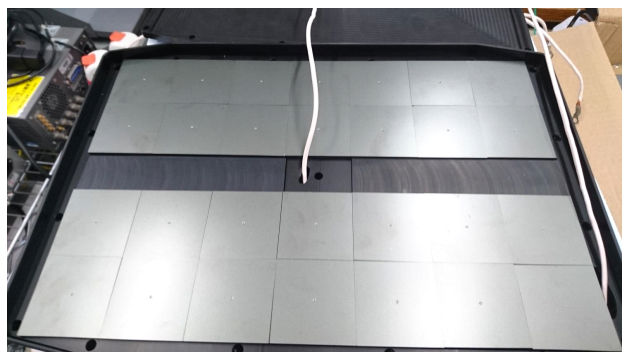
第 1 世代 W-IWM の一次試作では当研究室所有の実験用電気自動車 FPEV4-Sawyer [109] の後輪サブユニットに適合させて製作したため、一次試作ユニットの開発ではサスペンション動作時に安定した力行・回生動作さえ実現できればよかった。しかし、第 2 世代 W-IWM では将来の 4 輪装備を見据えて、操舵機構が必須となる前輪サブユニットの製作に取り組んだ。そのため、これまでのサスペンション動作に加えて操舵時についても検討が必要となる。



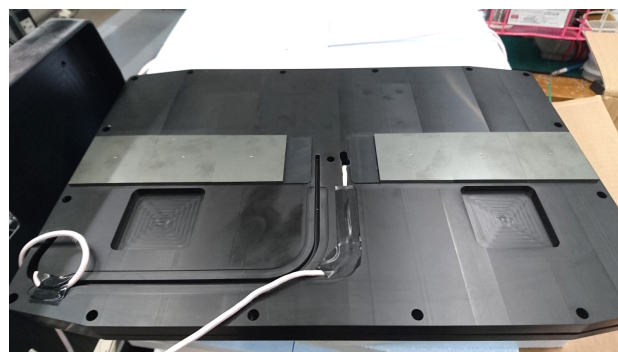
(a) 3D CAD 図



(b) コイル製作面樹脂プレート



(c) 背面フェライト（周辺部）



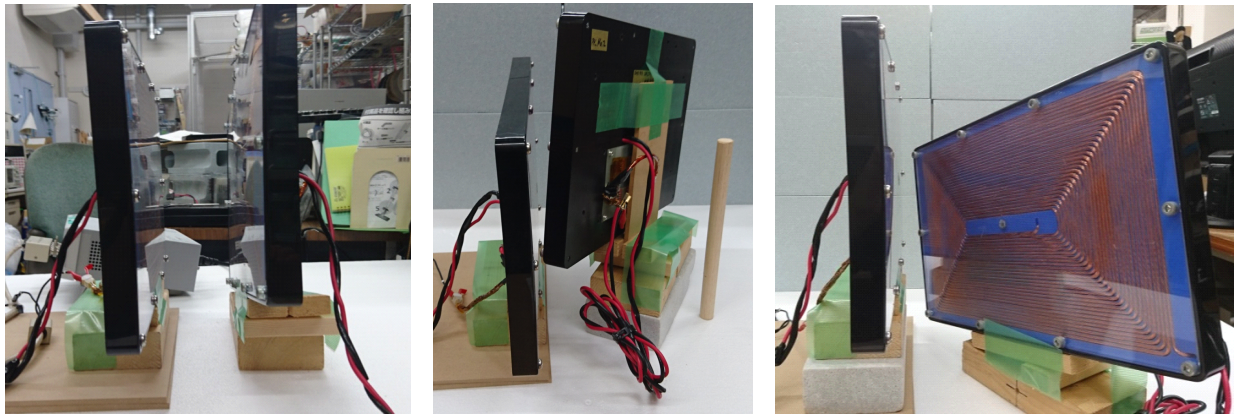
(d) 背面フェライト（中央部）

図 163: 送受電コイルの構造

送受電コイルの設計

第1世代 W-IWM では送電コイル（ 350×218 mm）と受電コイル（ 300×218 mm）を異なる設計としたが、今回の車体-ホイール間に用いる送受電コイルは図 162(a) に示すコイルを2つ利用し、送受電コイルで同じ形状（ 350×250 mm）とした。各コイルの線材は第1世代 W-IWM と同様にリッツ線を利用したが、線材全体の断面積を大きくすることで12 kW 以上の大電力化に対応するとともに、より細い素線のリッツ線を使用することで交流抵抗を低減して、更なる高効率化を図っている。

次に、走行中給電用の受電コイルを図 162(b) に示す。車体-ホイール間の送受電コイルと比較して、送電側となる路面コイルとの形状の差異が大きく、コイル間の結合係数を大きくすることが難しいため、高効率伝送のために十分な結合を確保することが課題となる。そのため、受電コイルの巻数を29巻→40巻に増やすことで、コイルの自己インダクタンスを増加させ、路面コイルとの結合がなるべく大きくなるように工夫している。



(a) 位置ずれなし

(b) 右操舵, +50 mm

(c) 左操舵, -50 mm

図 164: 操舵時における送受電コイルの位置ずれ

表 24: 第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの相互インダクタンス測定

	No displacement	Wheel-side +50 mm	Wheel-side -50 mm
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

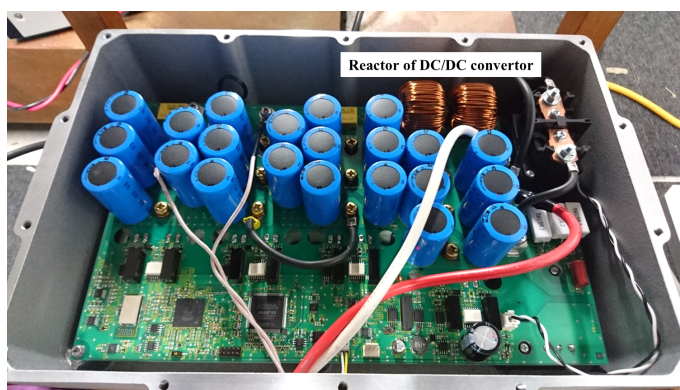
送受電コイルの構造

送受電コイルの構造は図 163 に示す通りであり、第 1 世代 W-IWM と同様に樹脂プレート内の溝にリッツ線をはめ込み、樹脂カバーなどを利用して成形している。今回の開発品ではコイル背面に取り出す配線の取り回しを考慮して、図 163(c), (d) に示すようにコイル背面に配置するフェライトの位置を中央部と周辺部で変更する工夫をしている。このフェライトは送受電コイルの結合を強めるほか、コイル周辺の金属が与える影響の低減、外部への漏洩電磁波の抑制などを目的として利用している。

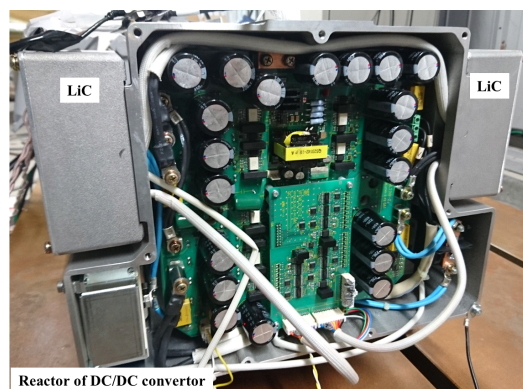
また、磁界共振結合 WPT では送受電器の共振周波数を調整するために共振コンデンサを用いるが、直列共振時における送受電コイルおよび共振コンデンサにはきわめて高い電圧がかかるため、それらの両端で放電（絶縁破壊）が生じないように注意しなければならない。そのため、共振コンデンサを送受電コイルのケース内部に配置して一体化させることで、コイルケース内で高電圧配線を適切に取り回し、ケース外部では高電圧がかからない工夫をしている。なお、この工夫は路面コイルの設計でも重要となる。

前輪搭載を想定した位置ずれの検証

第 2 世代 W-IWM では実験車両の前輪ユニットとして試作するため、車体-ホイール間の送受電コイルは走行時のサスペンション動作によって上下方向に位置変化するだけでなく、操舵時のステアリング動作によって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位置変



(a) 車体側



(b) ホイール側

図 165: 製作した車体側およびホイール側の電力変換回路

化が生じる。そのため、図 164 に示すように送受電コイルの位置ずれ条件を模擬し、表 24 に示す送受電コイル間の相互インダクタンス L_m を測定した。これらの条件では伝送効率の低下やコイル電流の増加が想定されるため、 L_m が最悪値となる条件において最大出力を発揮した場合であっても、破損しないように各装置の定格値を与えて設計した。

なお、表 24 に示した L_m の測定値は操舵時の左右で違いが生じているが、これはサスペンション構造のスペース制約によって、送受電コイルを水平に対向させず、ホイール側の受電コイルを回転させて配置したことが原因となっている。

電力変換回路および機電一体構造 IWM の製作

次に、製作した電力変換回路を図 165 に示す。車体側では第 1 世代 W-IWM と同様に、双方向の昇降圧チョッパおよびフルブリッジインバータを基本構成としている。しかし、モータの大出力化に応じて、すべての電力変換回路をフル SiC 化している。これにより、走行中給電がない道路でも車体から IWM へのワイヤレス給電によって十分な電力を供給でき、定常的に 1 輪あたり 12 kW のモータ出力が可能である。

第 2 世代 W-IWM のホイール側電力変換回路は第 1 世代で搭載した車体用 AC-DC コンバータ、三相 PWM インバータに加えて、路面用 AC-DC コンバータ、LiC 用 DC-DC コンバータを追加しているため、合計で 4 つの電力変換回路をホイール側に搭載しなければならない。また、ホイール側では電力変換回路だけでなく、駆動用の永久磁石同期モータ (PMSM)、蓄電デバイスである LiC も搭載するため、これまで以上にスペースの制約が厳しくなっている。その中で 1 輪あたり 12 kW という大出力化を図るため、今回の開発でもきわめて難しい課題となった。

オフセット軸減速機内蔵ハブ軸受ユニット

まず、第 2 世代 W-IWM でも機電一体構造の IWM として、モータの背面に電力変換回路や LiC を配置することで小型化を図っている。また、減速機方式の IWM とすることで、駆動に必要なモータトルクを小さくでき、省スペース化を実現している。

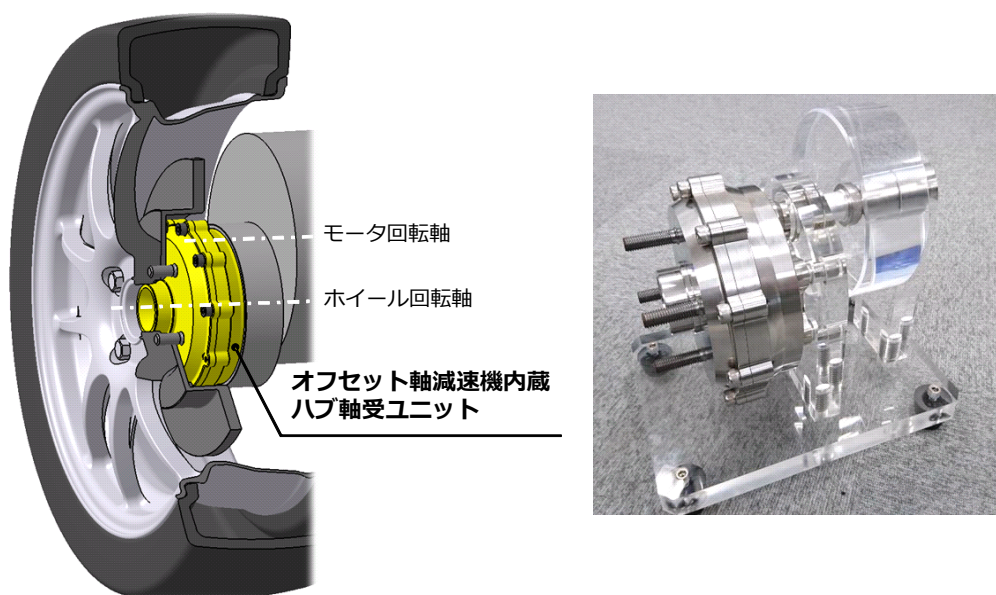


図 166: オフセット軸減速機内蔵ハブ軸受ユニット

さらに、今回はモータ回転軸とホイール回転軸をずらした減速機構造を持つ、オフセット軸減速機内蔵ハブ軸受ユニット（図 166）を採用することで、駆動性能に必要な減速比を確保しながらも、更なる小型化を実現している。

高周波化による受動部品の小型化

第2世代 W-IWM ではホイール側に搭載すべき電力変換回路が多いため、機械構造的なアプローチだけでなく、電気回路的なアプローチでも小型化を検討している。特に、4つある電力変換回路の中でも LiC 用 DC-DC コンバータは他の回路と異なり、受動部品であるインダクタが必要となることに注意しなければならない。

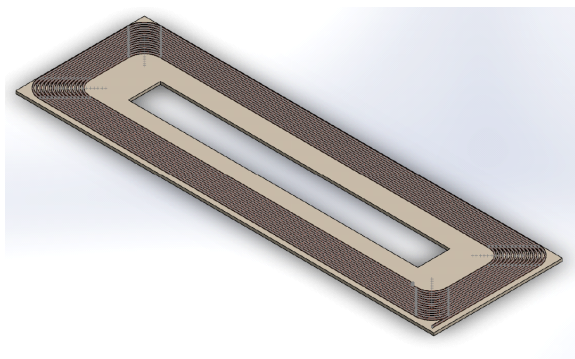
通常、DC-DC コンバータに用いるインダクタは電流リップルを十分に抑えるため、ある程度大きなインダクタンス値を持ち、LiC の充放電に伴う大電流にも対応できなければならない。しかし、体積・重量の大きいインダクタをホイール側に搭載することは難しいため、今回の試作ではフル SiC 化した電力変換回路を高周波動作させることでインダクタの小型化を実現した。

そのため、電力変換回路のフル SiC 化は大出力化だけでなく、高周波化による受動部品の小型化にも寄与している。

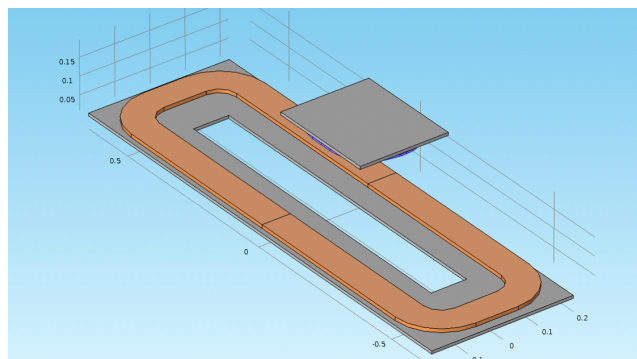
9.3.7 路面側装置の製作

路面コイルは EV1 台が存在する長さ

第2世代 W-IWM の試作では実験車両に搭載するサブユニットの開発に加えて、走行中ワイヤレス給電に向けた路面設備の開発にも取り組んだ。6章で議論した通り、路面コイルは EV が 1 台しか存在しない長さで設計するため、図 167 に示す路面コイルでは長さ 1300 mm，幅 400

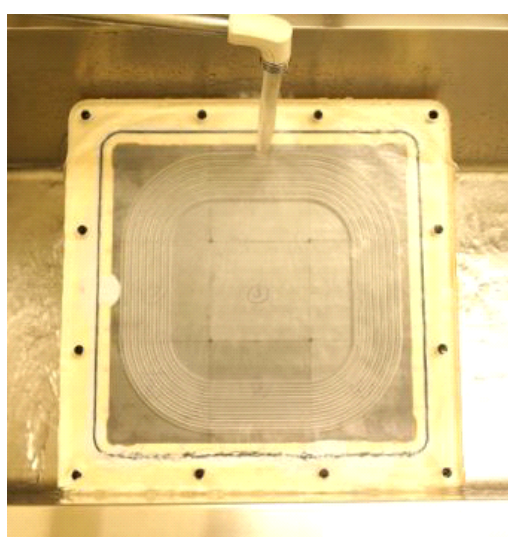


(a) 3D CAD 図

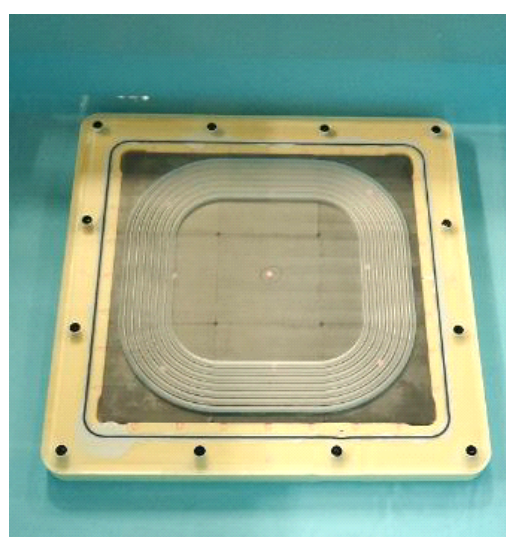


(b) 受電コイルとの結合の検討

図 167: 走行中ワイヤレス給電に用いる路面コイルの設計



(a) 散水試験



(b) 水没試験

図 168: 走行レーンに配置する路面コイルの防水性能試験

mm として設計した。線材は撚り線径 0.05 mm，撚り線数 5650 のリッツ線をさらに 2×63 で束ねたもの（ 5.9×4.0 mm）を使用し，巻き数は 14 とした。なお，路面コイルの設計では自身のコイル Q 値および受電コイルとの結合，フェライト等の影響も考慮するため，複雑な設計が必要となる。

走行試験を想定した路面コイルの構造

今回試作する路面コイルは実車走行試験に利用するため，車両に踏まれても耐えられるコイル構造を検討した。ここでは樹脂の中でも耐衝撃性に優れるポリカーボネートを使用し，各部分が面で力を受ける構造とすることで十分な強度を実現した。このほか，リッツ線をコイルケース外に取り出す構造や雨天時の防水性能など，運用時の利便性を向上させるためにさまざまな工夫を凝らしている。

今回製作した路面コイルはいずれも実際の運用を考慮して設計しているため，走行実験を行



(a) 微速・低速・加速で実施



(b) 乗用車で踏み試験

図 169: 走行レーンに配置する路面コイルの強度性能試験



(a) 路面コイル

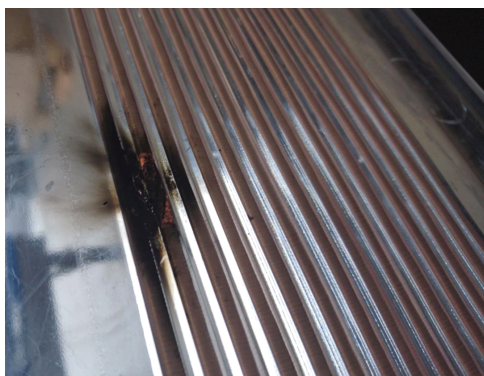


(b) 共振コンデンサ

図 170: 一次製作した路面コイルと共振コンデンサ

う前にさまざまな試験を行った。まず、コイルケース内部に水没管理シールを貼り付けた状態で散水試験および水没試験を行い、これらの試験において浸水が発生せず、十分な防水性能が確保できていることを確認した（図 168）。また、乗用車を用いて微速・低速・加速時の踏み試験を行い、コイルケースおよび内部のコイル・フェライトに損傷がなく、十分な強度性能があることを確認した（図 169）。これにより、ケースの割れ等による浸水も生じることがないため、十分な雨対策を施すことができています。

一次試作した路面コイルを図 170(a) に示す。図 167 で示した設計データをもとに、フェライトを配置するための樹脂ケース、リッツ線を埋め込むために溝加工を行った樹脂プレートを組み合わせて構成した。一次試作コイルの外形寸法は $1400 \times 500 \text{ mm}$ となっている。なお、今回の試作では動作検証のために樹脂ケースを用いた構造を採用したが、将来的には道路下に埋設する構造を検討している。

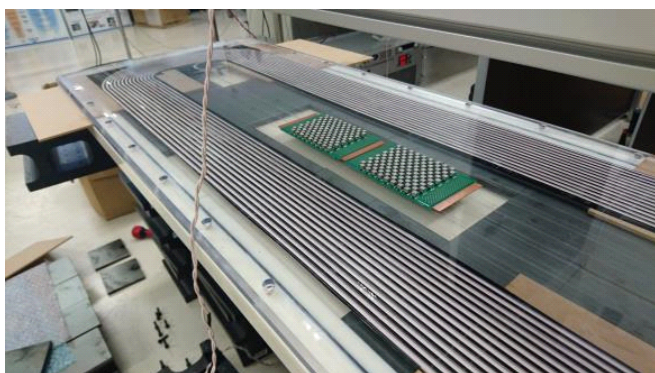


(a) コイル配線

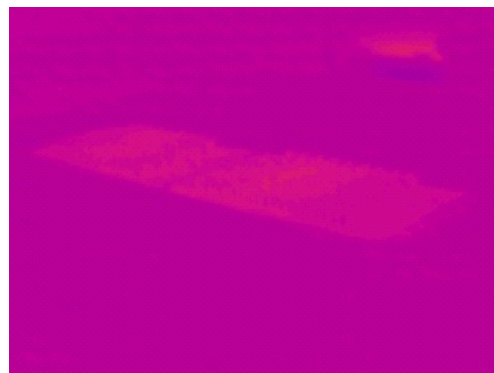


(b) 背面フェライト

図 171: 一次試作した路面コイルにおける放電現象



(a) 共振コンデンサおよびフェライトの配置変更



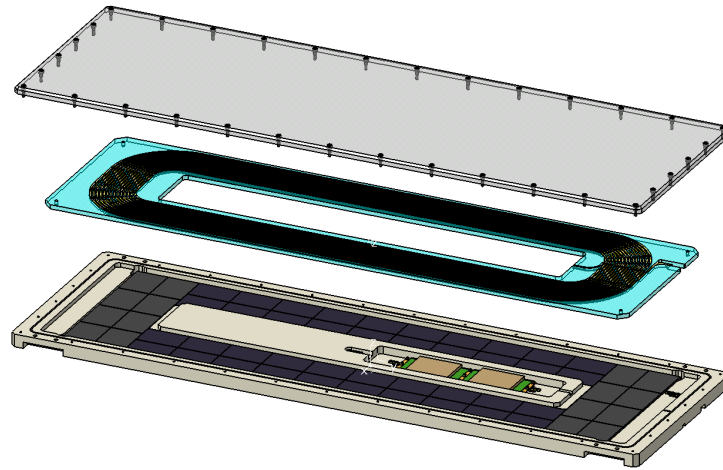
(b) 電力伝送時における発熱の検証

図 172: 路面コイルと共振コンデンサの一体化に向けた検討

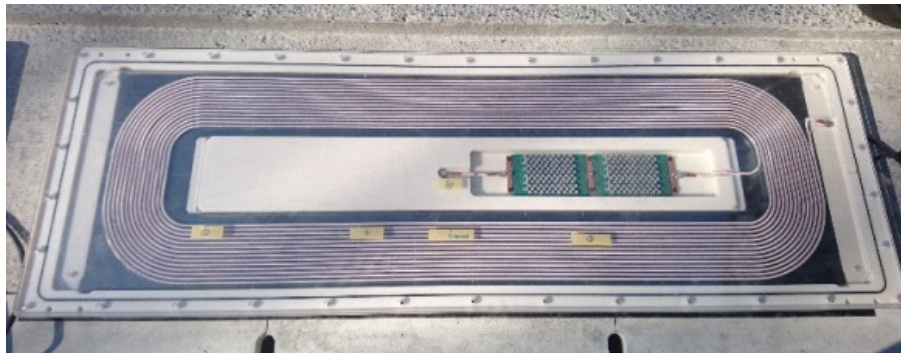
外付けの共振コンデンサが課題

実験車両における送受電器の設計でも述べたが、磁界共振結合 WPT では送受電器の共振現象を利用するために一般的には外部共振コンデンサが必要になる。しかし、路面コイルは道路に設置されるため、コイル背面に共振コンデンサを配置するとコイル自体の厚みが大きくなってしまい、埋設が課題となる。そのため、一次試作コイルでは外付けの共振コンデンサはやむを得ず、コイルケースの外側に設置することにした。路面コイルと同様に防水性能を持たせた専用ケースに封入し、次節で示す走行中給電実験の U 字溝内部に共振コンデンサを配置している。

一次試作した路面コイルでは共振コンデンサを一体構造としなかったため、これらの両端に生じる放電現象の対策が重要となる。開発初期には図 171 に示すように路面コイルの端部付近で放電現象が生じ、一部の部品が破損することがあった。そのため、現在はコイルとフェライト間に十分な絶縁耐性を持つシート材を挟むことで運用している。



(a) 3D CAD 図



(b) コイル外観

図 173: 共振コンデンサを一体化した路面コイル

共振コンデンサを一体化した路面コイルの製作

路面コイルと共振コンデンサを一体構造とした新たな路面コイルを検討するため、実際の試験環境における動作確認を行った。図 172 では路面コイル中央部に配置したフェライトを撤去して共振コンデンサを置いたときの発熱状況を実験的に検証し、走行中給電のように短時間給電であれば問題がないことを確認した。また、実験時は路面コイル上に共振コンデンサを配置したが、このときの効率低下は1%未満であり、さらにフェライト層と同じ深さに共振コンデンサを配置すればほぼ効率低下がないことも確認された。

前述の対策によって、一次試作における路面コイルも運用可能であるが、路面コイルと共振コンデンサの接続およびこれらの配線の取り回し等を考慮すれば、一体構造として設計した方が実際の運用にも適した路面コイルといえる。そのため、今回の開発では図 173 に示す新たな路面コイル構造を設計した。ここでは電力伝送時の効率にあまり寄与しないコイル中心部の背面フェライトを廃して、空いたスペースに共振コンデンサを配置する構造とした。これによってコイルケース外部に高電圧配線が出ないほか、路面コイルと路面インバータの接続がきわめて簡単になる。なお、一体型の路面コイル外形は 1500 × 500 mm となっている。

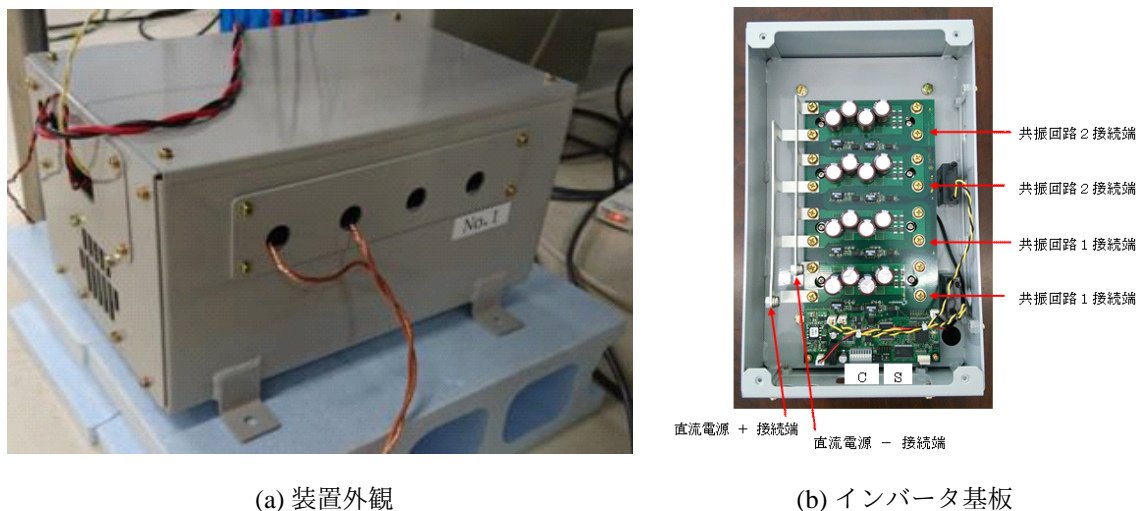


図 174: 走行中ワイヤレス給電に用いる路面インバータ

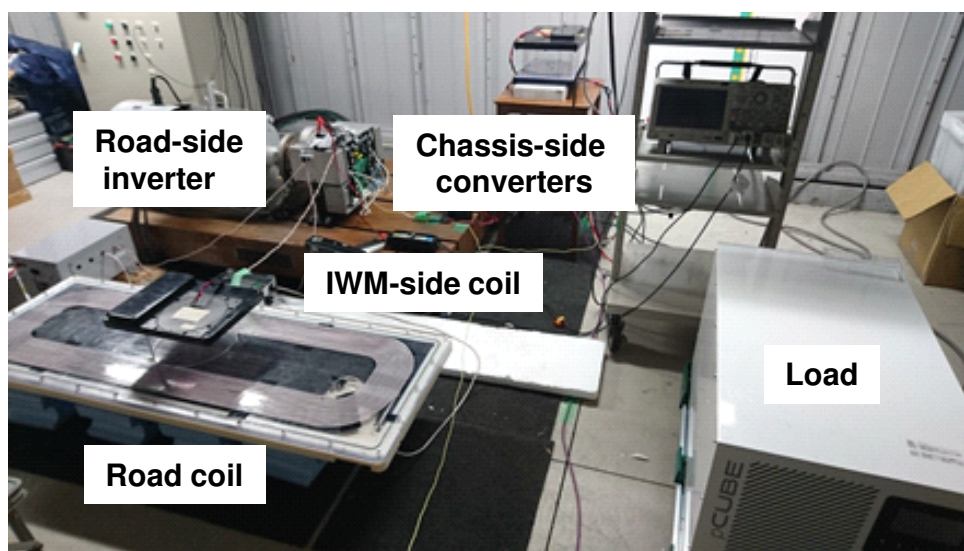


図 175: ベンチ試験装置の外観

路面インバータは 1 つの装置で 2 インバータを搭載

最後に、路面設備に利用する路面インバータを図 174 に示す。路面側の直流バスから 85 kHz に電力変換するために、SiC-MOSFET を用いたフルブリッジインバータ回路を構成しており、1 つの装置で左右輪をそれぞれ駆動するために 2 つのインバータ回路を搭載している。また、6 章で示したセンサレス車両検知に基づく送電制御を実装しており、路面コイルと組み合わせることで受電コイルの移動を検知できるように試作している。

路面インバータの定格容量は 1 つあたり約十数 kW 程度送電可能な仕様となっており、当初の目標であった 1 輪あたり 9 kW の走行中ワイヤレス給電を実施するために十分な性能である。

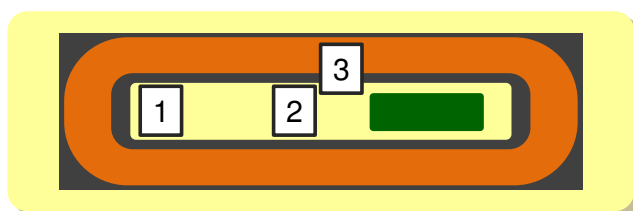


図 176: ベンチ試験における受電コイル位置

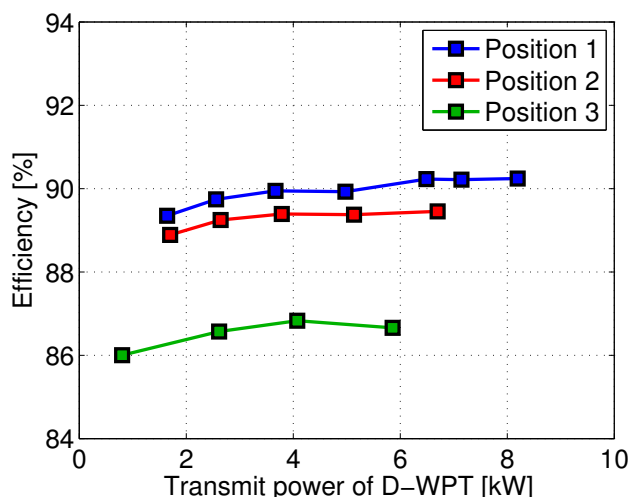


図 177: ベンチ試験による効率評価

9.3.8 ベンチ試験による効率評価

ベンチ試験の構成と条件

ここではベンチ試験装置を用いた走行中ワイヤレス給電の効率測定実験について示す。実験車両を使った走行実験では、路面コイルから IWM への伝送効率を正確に測定することが困難であるため、ベンチ上で両コイルを静止させた状態で伝送効率を測定した。また、試験用モータや回生型直流電源等を利用することで、再現性のよい実験データを収集しやすくなるため、より詳細な実験データの取得や新しい制御手法の動作確認など、多くの場面でベンチ試験を行う利点がある。

ベンチ試験装置の構成

ベンチ試験装置の外観を図 175 に示す。今回の実験では直流電源（PRK600-25, Matsusada precision）を路面インバータに接続し、この直流電圧値を変化させて送電電力を調整している。IWM 側は任意の負荷電力を与えるため、モータ駆動用インバータの代わりに回生型直流電源（pCUBE, Myway）をホイール側直流リンクに接続し、定電圧モードで動作させた。

路面インバータの動作周波数は送電コイルの共振周波数である 89 kHz（実測値）とし、路面側の入力電力（直流側）と IWM 側の直流リンク電力をパワーメータ（PPA5530, Newtons4th Ltd.）で測定した。これらの値から DC to DC の伝送効率を求めているため、測定した伝送効率

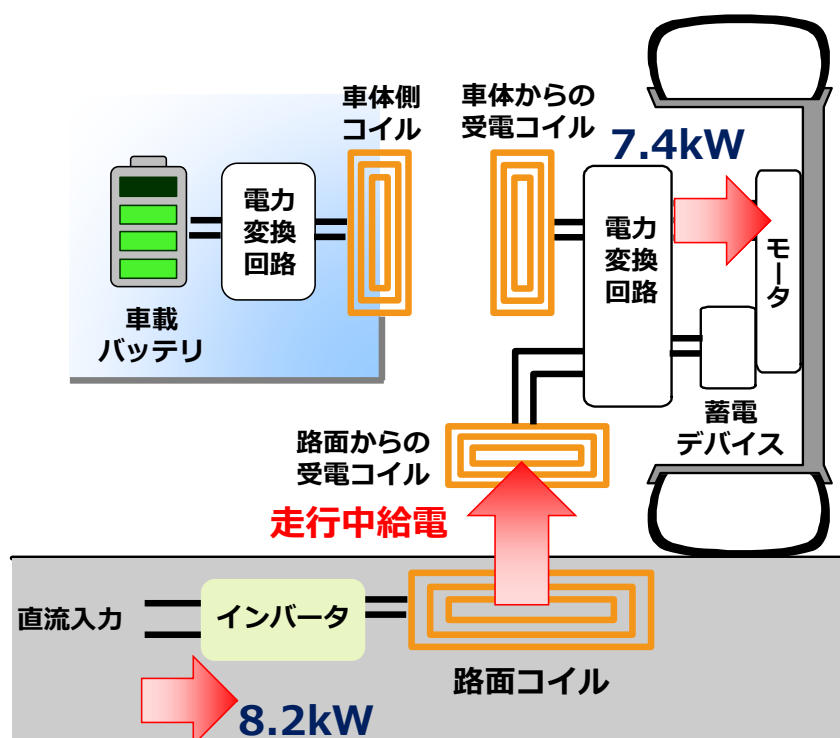


図 178: 大電力・高効率動作時における入出力電力

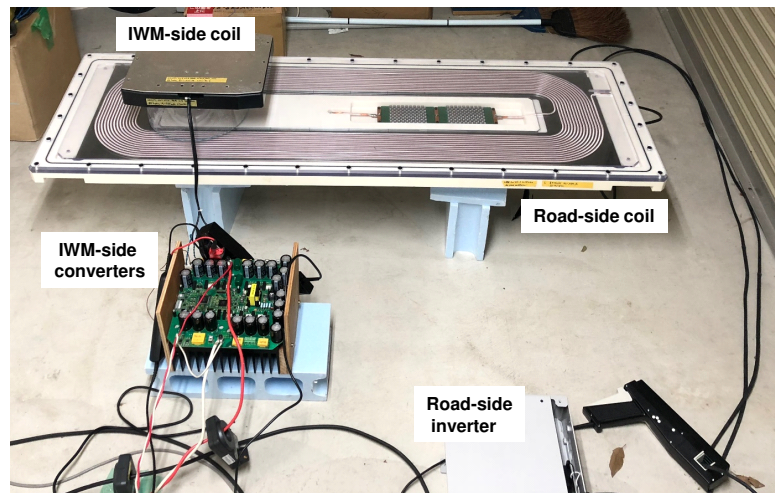
表 25: 大電力・高効率動作時における測定結果

IWM-side coil position	Position 1
Operation frequency	89 kHz
Estimated mutual inductance	37.0 μ H
Road-side DC input voltage	448.7 V
IWM-side DC-link voltage	451.6 V
Road-side DC input	8.196 kW
IWM-side DC-link input	7.396 kW
DC to DC transmission efficiency	90.24 %

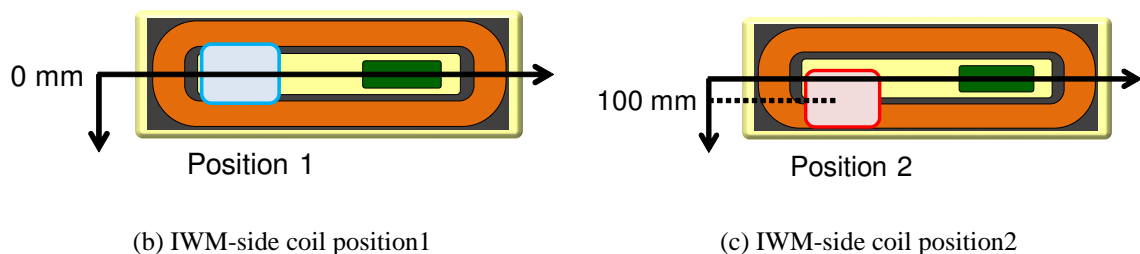
は路面インバータと IWM 側の路面用 AC-DC コンバータの変換器効率も含んでいる。

効率評価の実験条件

IWM 側の受電コイルは図 176 に示す路面コイル上の 1, 2, 3 の位置とし、コイル間のギャップはおよそ 100 mm とした。このとき、各条件における伝送電力を変化させた場合の入出力電力をそれぞれ測定し、これらの結果から伝送効率を求めた。なお、受電コイルを図 176 の 1 の位置とした場合が最もコイル間の結合が強く、2, 3 の順で結合が弱くなっている。ここではホイール側直流リンク電圧を路面側直流電圧に応じて調整し、各伝送電力点で伝送効率が最大となるように条件を設定した。



(a) Bench test setup.



(b) IWM-side coil position1

(c) IWM-side coil position2

図 179: ベンチ試験の構成

多少の位置ずれがあっても高効率で動作

ベンチ試験の実験結果を図 177 に示す。コイル間の結合が強い 1→2→3 の順番で高効率となっているが、最も位置ずれの大きい 3 の位置においても 86% 以上の伝送効率を得られた。したがって、実際の走行中給電においても、多少の位置ずれがあってもある程度は許容できることが分かる。また、路面側電圧および IWM 側電圧の組み合わせを最適化した場合、伝送電力によらず最大伝送効率はほぼ変化しないことが確認できた。

最後に、最も大電力かつ高効率を得られた条件での測定結果を図 178 および表 25 に示す。ここで、路面側の直流入力電力は 8.196 kW、IWM 側の直流リンク電力は 7.396 kW であり、90.24% の高効率動作を実現した。この効率は前述した通り、送受伝コイル間の伝送効率だけでなく、路面側と IWM 側の電力変換回路の効率も含んでいるため、きわめて高い総合効率を達成できた。

12 kW 出力を目指した大電力実験

次に、走行中ワイヤレス給電の更なる大電力化を目的として 12 kW 負荷におけるベンチ試験の効率評価を行った。

前述の実験と同様に路面コイル上に受電コイルを配置して効率測定を行った。ベンチ試験装置の外観は図 179 に示す通りであり、路面コイルおよび路面インバータは直流電源に接続した。なお、路面設備の直流電源は構築した走行中ワイヤレス給電設備から供給している。

インバータの動作周波数は共振周波数である 89 kHz に設定し、直流電圧値を変えて送電電力

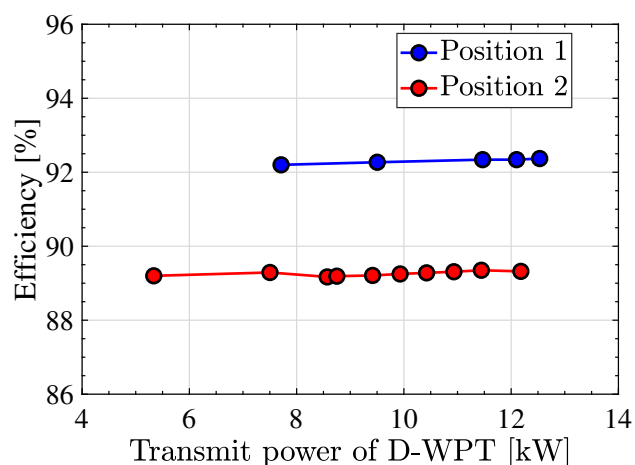


図 180: ベンチ試験における効率測定結果

表 26: ベンチ試験における効率測定結果（最大出力時）

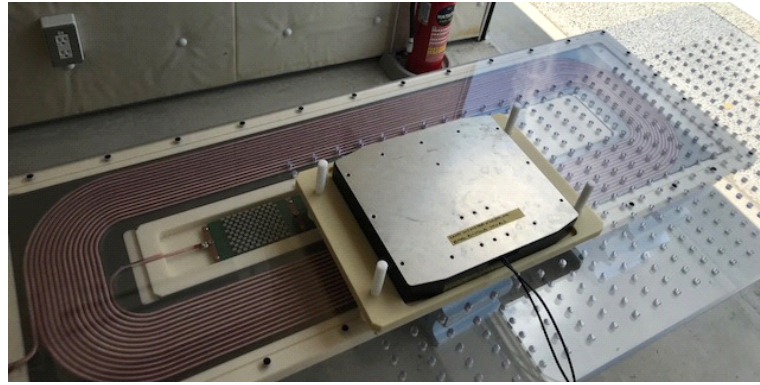
IWM-side coil position	Position 1	Position 2
Misalignment	0 mm	100 mm
Operation frequency	89.0 kHz	89.0 kHz
Estimated mutual inductance	41.0 μ H	25.2 μ H
Road-side DC input voltage	578 V	441 V
IWM-side DC-link voltage	575 V	440 V
Road-side DC input	12.5 kW	12.2 kW
IWM-side DC-link input	11.6 kW	10.9 kW
DC to DC transmission efficiency	92.4 %	89.3 %

を調整した。また、IWM 側回路に任意の負荷電力を与えるため、モータ駆動インバータの代わりに IWM の DC リンクに回生型直流電源（Myway plus 製 pCUBE）を接続し、定電圧モードで動作させた。DC-DC 伝送効率はパワーメータ（3390, Hioki Corporation）を用いて路面側の直流入力電力と IWM の直流リンク電力を測定することにより評価した。したがって、測定された伝送効率は路面側インバータと IWM 側コンバータの効率が含まれる。

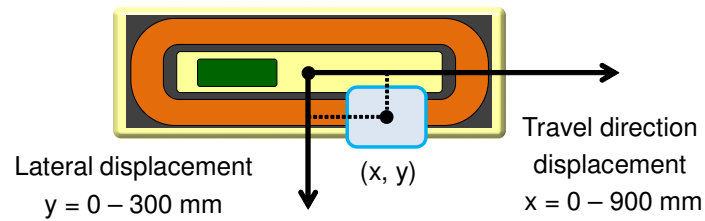
IWM 側の受電コイルは図 179(b) および (c) に示す位置に配置した。コイル間のギャップは約 100 mm であり、図中の 1 は横ずれがなくコイル間の結合が強い位置を示している。2 は 100mm の横方向の位置ずれがあるため、結合は弱い条件となっている。

実験結果

図 180 に実験結果を示す。横軸は路面側の送電電力を示し、縦軸は伝送効率を示している。位置 1 では 92 % より高い効率を有しているが、位置 2 においても 89 % 以上の伝送効率が得られ、実際の走行中給電において若干のずれが生じても許容できると考えられる。また、表 26 は各位置における最大電力が得られた場合の効率測定結果を示している。位置ずれがない条件



(a) Overview.



(b) Coil position.

図 181: 結合係数測定に向けた構成

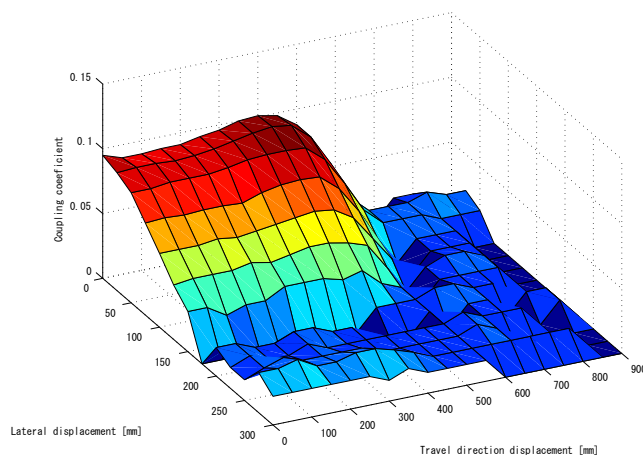
表 27: 送受電コイルのパラメータ

Road coil inductance L_1	429.0 μH
Road coil resistance R_1	342.5 m Ω
Road coil quality factor Q_1	700.4
Receiving coil inductance L_2	377.7 μH
Receiving coil resistance R_2	383.3 m Ω
Receiving coil quality factor Q_2	551.0

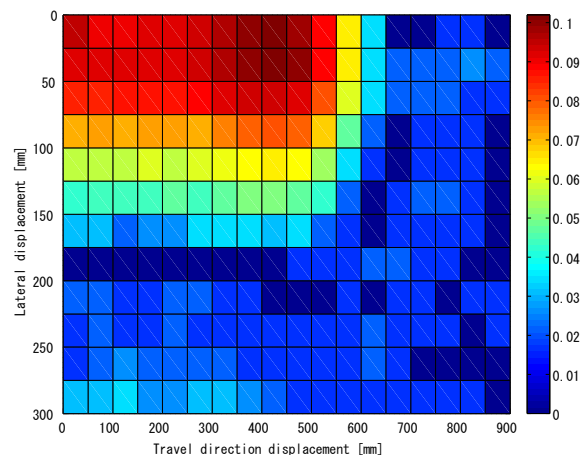
では路面側入力電力が 12.5 kW のときに 92.37 % の効率が確認され、ベンチ試験において十分に高い効率が実現したことが確認できる。

9.4 実車走行試験に向けた基礎実験

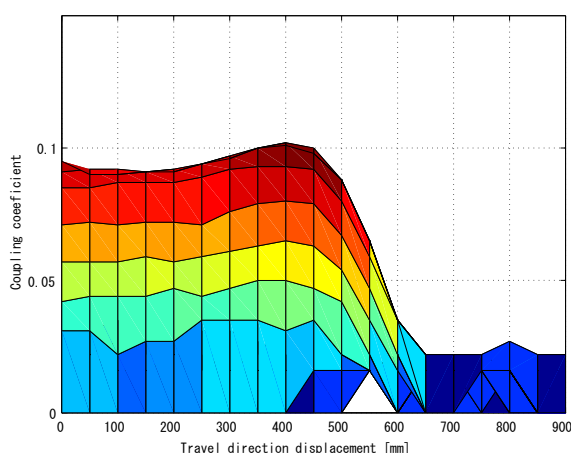
本節では大電力伝送は行わずに送受電コイル間の結合係数を基礎実験によって測定し、回路解析に基づく理論計算によって想定される最大伝送効率や受電電力特性を検討し、センサレス車両検知に用いるしきい値設計等に応用できる可能性がある。



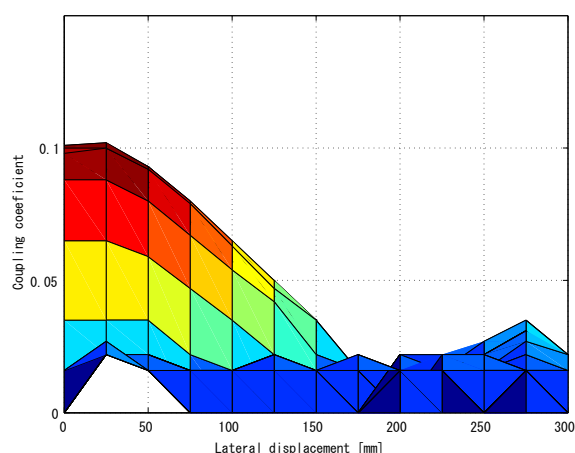
(a) 3D-plot.



(b) 2D-plot.



(c) Travel direction displacement.



(d) Lateral displacement.

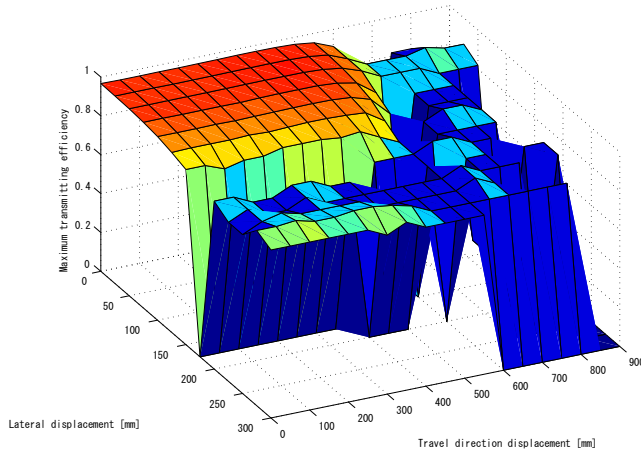
図 182: コイル位置に対する結合係数 k の測定結果

9.4.1 コイル位置に対する結合係数測定

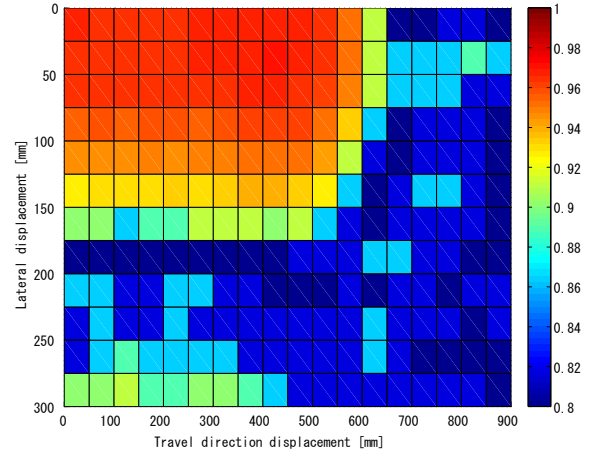
路面コイルと受電コイル間の結合係数測定の様子を図 181 に示す。受電コイルが路面コイルの中心の上に置かれるとき、位置ずれはないものとする。また、路面コイルの寸法は約 1300×400 mm であるため、進行方向の変位 $x = 650$ mm および横方向の変位 $y = 200$ mm を超える位置ずれは受電コイルの半分以上が路面コイルの上から突出することを意味する。なお、結合係数は JIS C5321 に準拠した方法で測定した。

結合係数 k の測定結果を図 182 に示す。図 182(c) は $y = 0\text{--}300$ mm の条件をすべて重ねており、図 182(d) は $x = 0\text{--}900$ mm の条件を重ねて表示している。 k のピークは $x = 400$ mm で与えられ、横変位は生じていない ($y = 0$)。

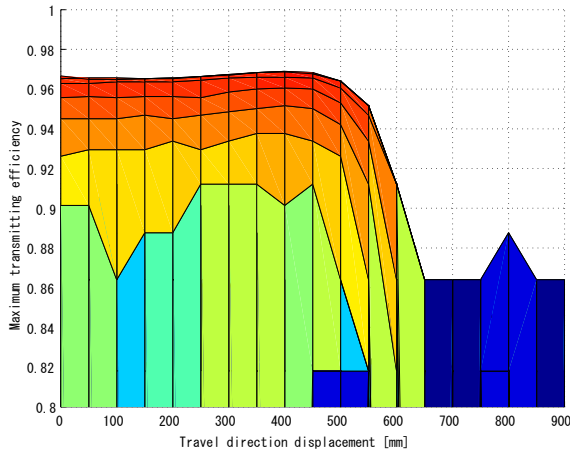
また、 x が 400 mm より大きくなると、 k は 650 mm で 0 になった。さらに、 y は徐々に k を減少させ、 k が 0 となる点は $y = 175\text{--}200$ mm の間で生じた。従って、高効率な走行中ワイヤレス給電を実現するためには受電コイルの位置を適切に検知し、各インバータの電力供給を制御しなければならない。



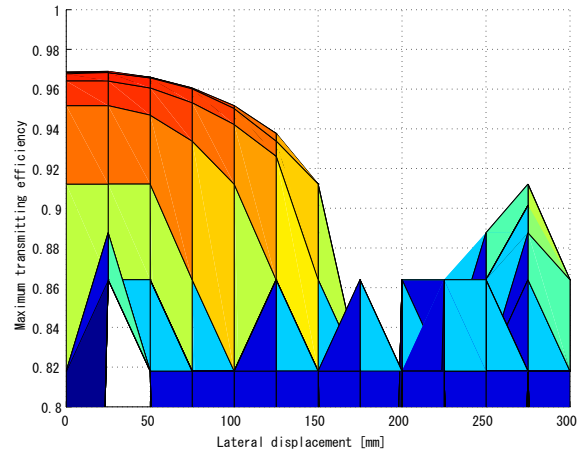
(a) 3D-plot.



(b) 2D-plot.



(c) Travel direction displacement.



(d) Lateral displacement.

図 183: 最大伝送効率 η_{\max} の試算値

9.4.2 伝送効率 η および受電電力 P の評価

WPT システムの理論上の最大効率は結合係数 k および送受電コイルの Q 値 Q_1, Q_2 によって

$$\eta_{\max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (9-3)$$

と与えられる [36]。このとき、 k の測定結果および表 27 に示すコイルパラメータを用いて、最大伝送効率 η_{\max} を試算できる。ここで、 Q_1, Q_2 は走行中ワイヤレス給電システムの動作周波数に依存し、目標周波数は EV 用途のワイヤレス給電で標準化が進められている 85 kHz に設定したが [59]、実際の動作周波数は実装上の都合から 89 kHz を利用した。

想定される最大伝達効率 η_{\max} は図 183 に示す通りである。受電コイルが路面コイル上に存在するとき、 η_{\max} の最大値は 96.9 % に達すると想定される。さらに、ほぼすべての領域で 90 % 以上の効率を達成でき、高効率伝送を実現できる可能性を示した。

しかし、結合係数 k が 0 となる点ではインバータの出力電力を受電コイルに伝送できないため、伝送効率が大幅に低下してしまう。この結果も k の測定結果と同様に、車両検知システム

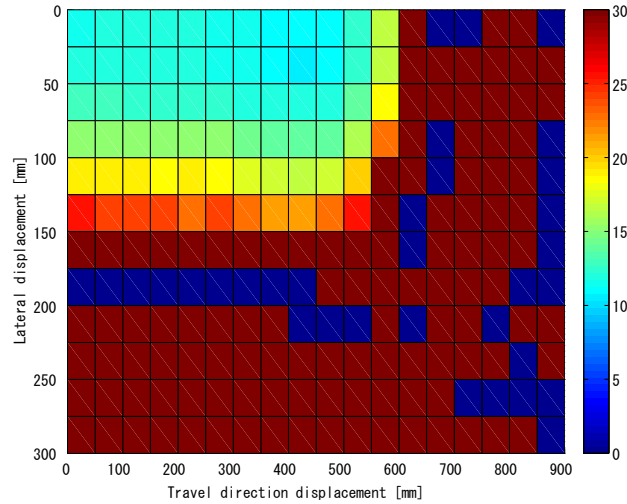


図 184: コイル位置に応じた受電電力 P_2 [kW] の理論計算 ($V_1 = V_2 = 500$ V)

および各インバータの電力制御技術が走行中ワイヤレス給電の実現に重要であることを示している。

9.4.3 送電側電流値の計算と車両検知への応用

結合係数 k の測定結果に基づいて、受電コイル位置に対する受電電力 P_2 の計算結果を示す。共振条件が満たされるとき、 P_2 は次式で計算できる。

$$P_2 = V_2 I_2 = \frac{V_2(\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2)}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (9-4)$$

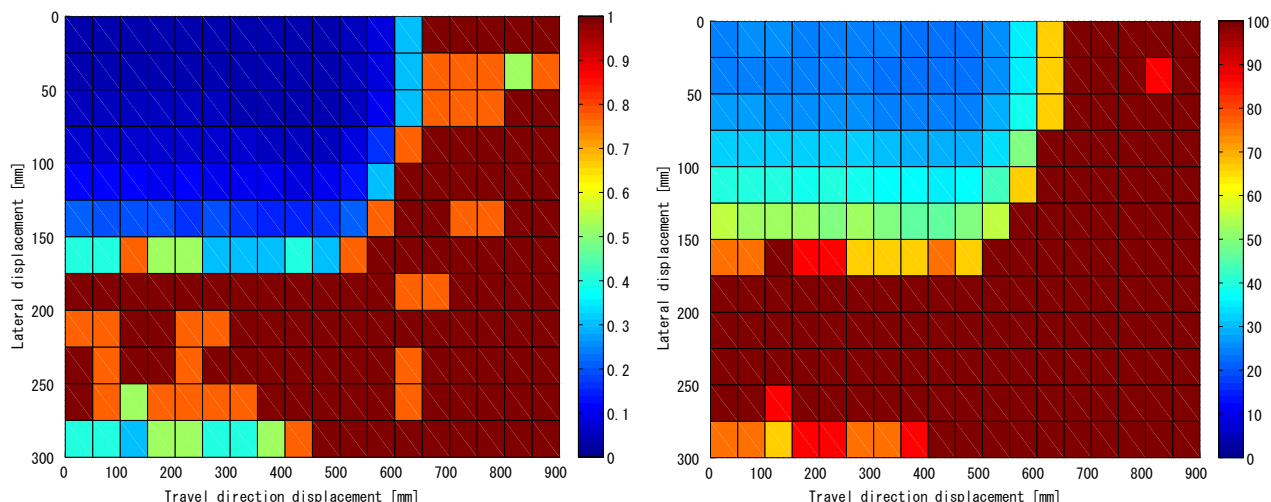
このとき、 P_2 は結合係数 k の値だけでなく、入力電圧 V_1 と出力電圧 V_2 によって変化するため、ここでは $V_1 = V_2 = 500$ V と仮定すると、受電コイルの位置に応じた受電電力 P_2 は図 184 のように計算される。受電コイルが路面コイルの中心付近に存在する場合、約 12 kW の連続的な電力伝送を実現可能である。

しかし、結合係数 k の減少によって P_2 が急激に増加するため、結合係数 k の変化は車両検出システムによって注意深く推定されなければならない。また、路面側の装置保護の観点から、適切な電源制御を実装しなければならないと考えられる。

最後に、6 章で示したセンサレス車両検知に用いる路面コイルに流れる電流 I_1 のしきい値を設計するため、結合係数 k の測定値に基づいて I_1 を計算する。サーチモードにおけるインバータ出力電圧の波形は待機電力を低減するために 3 レベル電圧波形が適用されるため、ここでは $V_1 = 50$ V として検討する。また、受電側である EV は受電器短絡による待機モードを導入しているため、 $V_2 = 0$ V とした条件における I_1 を計算すればよい。このとき、路面コイル電流 I_1 は

$$I_1 = \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (9-5)$$

として与えられるため、サーチモードにおける I_1 の計算結果は図 185(a) のように示される。



(a) $V_1 = 50 \text{ V}$, $V_2 = 0 \text{ V}$ (Short mode).

(b) $V_1 = 500 \text{ V}$, $V_2 = 500 \text{ V}$ (Rect. mode).

図 185: コイル位置に応じた路面コイル電流 I_1 [A] の理論計算

この結果から、しきい値は入力電圧条件に合わせて設計可能であり、この条件においては 0.4 A 程度が適していることが分かる。しかし、本計算は定常状態のみに着目しているため、より正確に設計するには過渡特性を考慮しなければならない。

同様に、WPT モードでは路面インバータが路面コイルに矩形波電圧を供給し、EV 側は受電電力を AC-DC コンバータを介して車両側の直流リンクに接続するため、 $V_1 = V_2 = 500 \text{ V}$ と仮定して I_1 を計算する。 I_1 の計算結果は図 185(b) のように示され、WPT モードからサーチモードに遷移させるしきい値は本結果から設計可能である。なお、WPT モードでは連続的な電力伝送が行われているため、 I_1 は定常状態とみなすことができ、しきい値を適切に設計できると考えられる。

9.5 走行中給電設備の構築

9.5.1 走行中給電レーンの建設

走行中給電レーンは基礎実験に対応した構造

本節では東京大学柏キャンパス電気自動車実験場に新しく構築した走行中ワイヤレス給電設備について紹介する。今回の実験では路面コイルを道路下に埋設するのではなく、専用のコイルケースを用いて製作しているため、走行中給電レーンもこれに対応した構造とした。このとき、実験車両が路面コイルに乗り上げないようにするため、通常の舗装路面と同様に走行中給電レーンの走行面をフラットに保つことにした。路面コイルの厚みは 45 mm で設計したため、滑り止め用のシートなどを使用することも考慮して、深さ 50 mm として給電レーンを建設した。

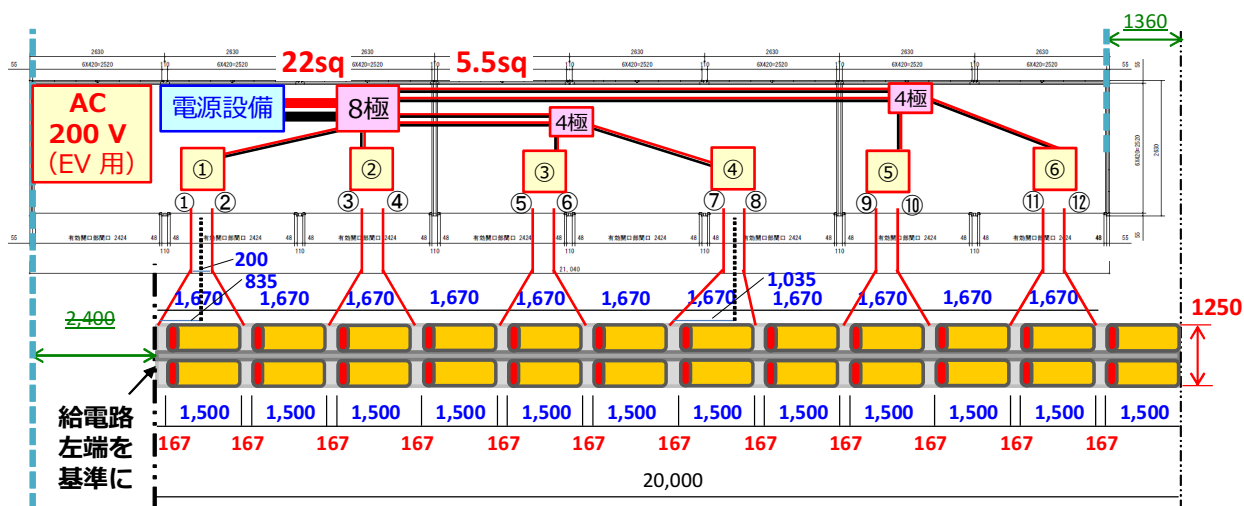


図 186: 走行中ワイヤレス給電設備の構成

道路から受けたエネルギーで走行
(不足した分は車載バッテリーが供給)

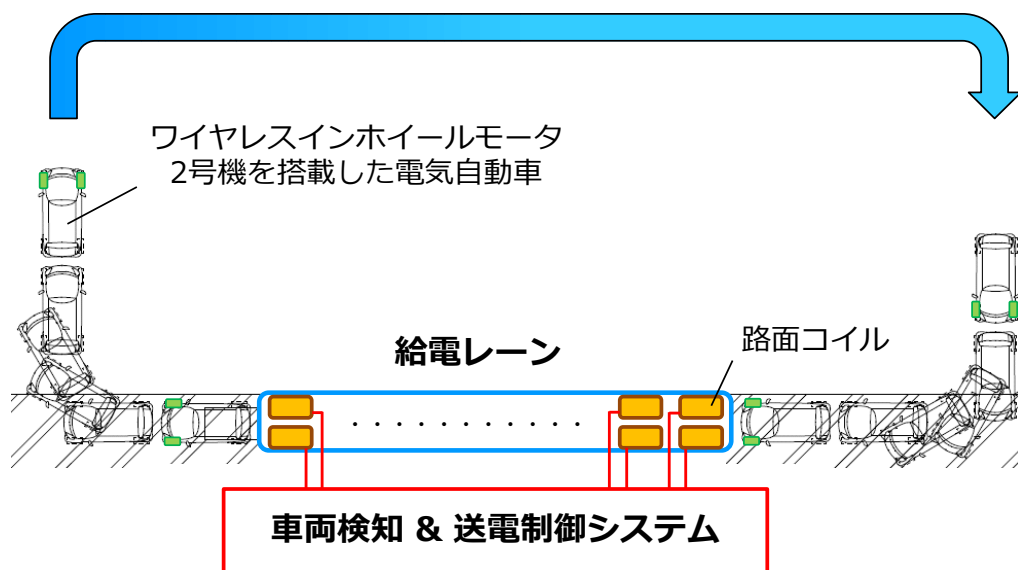
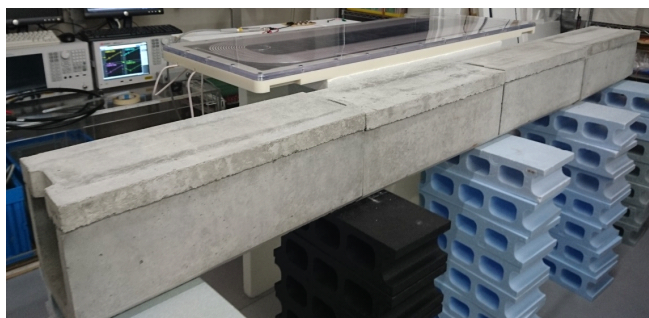


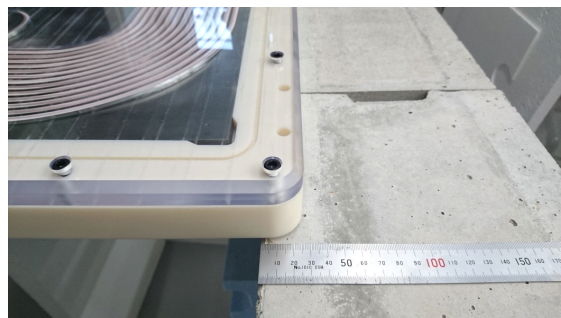
図 187: 実験車両を用いた走行中ワイヤレス給電の周回試験

走行中給電レーンには **12 セット** のコイルが設置可能

今回構築した走行中給電レーンの全長は 20 m であり、この中には 12 セット（左右で 24 個）の路面コイルを設置できる（図 186）。この長さは 15 km/h で走行する実験車両が一周 125 m の周回路中に 20 m の給電区間で受電した電力を使って、残りの 105 m の非給電区間は車載バッテリーを使わずに走行できる、という試算をもとに決定した（図 187）。なお、この試算は実験車両が走行中給電によって受電する電力によって大きく変化するが、第 2 世代 W-IWM を前輪 2 輪に搭載した場合には 1 輪あたり 9 kW 程度を送電すれば、車載バッテリーをまったく使わない走行デモが可能である。



(a) 路面コイルと U 字溝の配置



(b) 路面コイルからの距離を変えて測定

図 188: 走行レーンに配置する U 字溝が路面コイルに与える影響の検証

U 字溝などの鉄筋を含む構造材の影響

これまでは鉄損の影響を抑えるため、なるべく金属材料を樹脂材料などに置き換えて設計していたが、走行中ワイヤレス給電設備をより簡易的に建設するため、U 字溝などの鉄筋を含む構造材が与える影響を検証した。図 188 の実験では路面コイル直下に U 字溝が存在する条件を検討し、路面コイルと U 字溝の重なりを $-20, -10, 0, 10, 25, 50$ mm と変化させた。このとき、路面コイルの抵抗分（損失となる分）はいずれの条件でも大きく変化しないことを確認した。

コイル敷設時の工法も検討すべき対象

この実験によって、走行中ワイヤレス給電設備の設計でも U 字溝を用いた構造を採用でき、さらには路盤・舗装工事において特別な工法を使うことなく建設が可能になった。今回設計した路面コイルでは背面にフェライトを配置しているため、電力伝送に寄与する主磁束が U 字溝内部の鉄筋までほとんど届かなかったことが要因と考えられる。このように、電力伝送を行う設備そのものだけでなく、それを構築するための工法などについても、実用化に向けては検討すべき重要な課題となるといえる。

走行中給電レーンおよび給電ガレージの建設

今回検討した走行中給電レーンと給電ガレージを建設した際の様子を図 189 に示す。まずは給電ガレージの基礎工事や組み立て、電気工事などを行い、実験車両が走行する走行中給電レーンは路盤工事・舗装工事を経て完成する。走行中給電レーンでは路面コイルを配置する溝構造をなるべく維持するため、半たわみ性舗装（セメントミルクを入れるため、他のアスファルト舗装と比較して白くなっている）を利用している。また、走行路面に溝加工を施して、給電ガレージから路面コイルに接続する配線を通していている。このほか、給電レーン中央部に U 字溝を設置して排水機構を持たせるなど、実際の運用を考慮した工夫を施している。最後に、完成した走行中ワイヤレス給電システムの全体像を図 190 に示す。



(a) 給電ガレージ建設の様子



(b) 給電ガレージの完成



(c) 走行中給電レーンの路盤工事



(d) 走行中給電レーンの舗装工事



(e) 走行中給電レーンの完成



(f) 配線溝のカット加工

図 189: 東京大学柏キャンパスに構築した走行中ワイヤレス給電設備

9.5.2 電源設備の構築

十分な電源容量を持つ実験環境を構築

走行中ワイヤレス給電によって十分な電力を実験車両に供給するため、東京大学柏キャンパス電気自動車実験場に給電ガレージを新しく建築し、十分な電源容量を持つ実験設備などの環境構築を行った（表 28）。ここでは、電源系統から引き込んだ 3 相 200 V を回生型 AC-DC コンバータで交流から直流に変換し、直流電源装置を用いて任意の直流電圧（最大 750 V）を路面側 DC バスとして各路面インバータに供給できるようにした。路面インバータはこの電力を利用して路面コイルに電力供給を行い、実験車両への走行中ワイヤレス給電を可能にしている。

また、将来の系統連系を考慮して系統側まで回生できる電源構成としており、多様な実験に対応可能な構成として実現した。



図 190: 走行中ワイヤレス給電システムの全体像

表 28: 走行中ワイヤレス給電システムの設計値

Total length	20 m
Total installed capacity	50 kVA
Max. available voltage	750 V
In-motion WPT power from road to IWM	9 kW
Number of motors	2 (4)
Total WPT power from road to vehicle	18 kW (36 kW)

9.5.3 路面設備の構成

走行中給電の先行研究では，路面設備において様々な回路構成が提案されている [89]。それらを大まかに分類すると，以下の 2 つに分けられる。

- 1) 進行方向に長い路面コイルを設置し，大容量のインバータで駆動する
- 2) 進行方向に短い路面コイルを多数設置し，各コイルを小容量のインバータで駆動する

1) の構成の特徴としては，必要なインバータの数は少ないが，1つのコイル区間上に複数の EV が存在する可能性があり，大容量のインバータが必要となる。また，高周波交流が流れる線路長が長くなるため，配線・コイルの損失低減に工夫が必要である。一方，2) の構成ではインバータの個数は多くなるが，各コイル上に 1 台の EV しか存在し得ないようなコイル長とした場合，各インバータの容量は小さくてよい。また，各インバータをコイルの近くに設置することで，高周波交流の流れる線路長を短くできるので配線・コイルの損失が少ない。

本研究では 2) の構成を採用したため，系統電源から AC/DC コンバータを用いて直流に変換した DC バスに各インバータを接続する。



図 191: 第2世代ワイレスインホイールモータを搭載した FPEV4-Sawyer

1つのコイルに1つのインバータ

各インバータはそれぞれ1つのコイルを駆動する。ここでは前述したインバータ容量の問題に加えて、車両検知および送電制御における制御自由度を考慮している。1コイル1インバータの構成とすれば、各インバータは受電コイルがいるときのみ送電し、それ以外では不要に送電しない制御が可能となる。これに対して、複数コイルを1インバータで動作させる場合には、受電コイルが存在しない送電コイルでの損失および電磁波漏洩を低減する工夫が必要になる。

9.6 実験車両を用いた走行試験

第2世代 W-IWM を搭載した実験車両

これまでに紹介した実車用の開発ユニットを実験車両に搭載し、走行実験によって走行中ワイヤレス給電の動作を確認する。図 191 は第2世代 W-IWM を前輪に装着した実験車両 FPEV4-Sawyer であり、今回の走行実験では開発した第2世代 W-IWM を用いて、前輪2輪で駆動する。なお、第2世代 W-IWM の前輪サブフレームは各部品が干渉することなく安定して走行できるように新しく製作している。

実験条件

今回の実験では第2世代 W-IWM を搭載した実験車両と走行中ワイヤレス給電設備を利用して、路面側の設備から実験車両に走行中ワイヤレス給電を行った。ここで、実験車両を駆動させるための IWM のトルク指令値は運転者のアクセルペダル操作より生成し、左右輪ともに同じトルク指令値を与えた。これに応じてそれぞれのホイール側制御器が駆動用インバータを制御し、各 IWM を駆動して走行する。

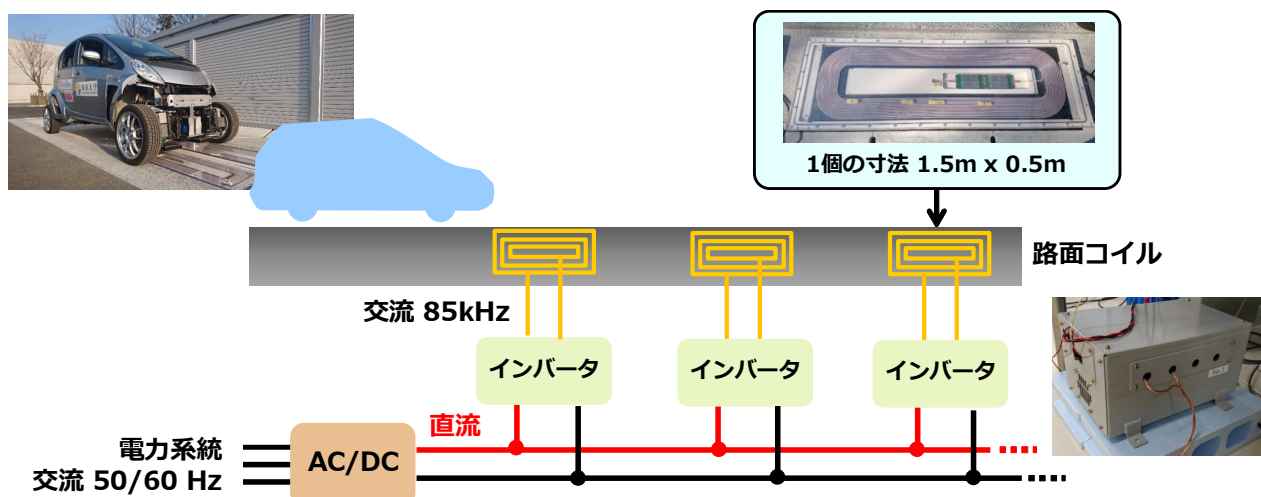


図 192: 実車走行試験における走行中ワイヤレス給電設備の構成

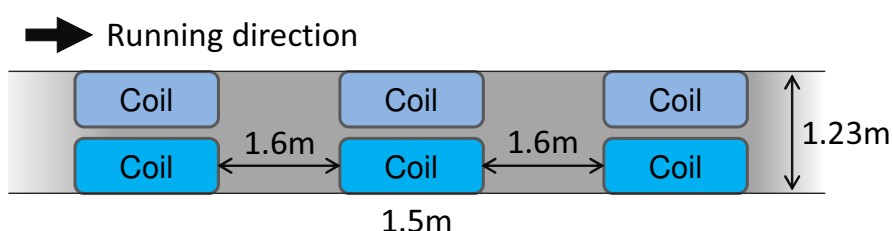


図 193: 実車走行試験における路面コイルの配置

今回は右輪のみに給電（両輪同時給電も可能）

走行中給電レーンにおける路面設備の構成を図 192 に、路面コイルの配置を図 193 に示す。本実験では各路面コイルは進行方向に 1.6 m 間隔で配置し、左右両輪で合計 6 個の路面コイルを設置した。それぞれは路面インバータに接続され、車両検出時に実験車両への送電を開始する。なお、左右両輪への走行中給電も可能であるが、ここでは右輪のみに給電した際の実験結果を示すため、右輪側に設置した 3 つのコイルのみを動作させた。

3cm 程度の移動量で車両の有無を検知

路面側設備は 6 章で述べたセンサレス車両検知手法を利用した。車両検出時の 3 レベル電圧波形（サーチパルス）は電圧実効値を小さくするために路面インバータのデューティ比を絞って、1 回の検出でのパルス出力時間は $400 \mu\text{s}$ 、出力する間隔は 10 ms とした。今回の実験では 12 km/h 以下の走行速度であったため、10 ms 間隔であれば 3.33 cm よりも短い車両移動量毎に路面コイル上の車両の有無を判定していることとなる。

各パラメータの設定値と制御目標値

本実験では路面側 DC バスとして回生型直流電源（pCUBE, Myway）を用いて DC200V を路面インバータに供給した。また、直流電源の表示値から路面側の直流入力電力を概算値として読み取った。直流リンク電圧制御の目標値は 500 V、LiC の SOC 制御の目標値は 38 V（SOC 50%）で一定値とした。走行中給電時には送電された電力をすべて受電し、制御系の動作に応じて IWM の駆動等に適宜利用する。

今回の走行実験でもホイール側の制御に起因するノイズを除去するため、ミニモデルの実験と同様に移動平均フィルタを適用している。また、測定に用いた各電流センサが未校正であったため、伝送効率については今回評価していない。

実験結果

実験結果を図 194 に示す。なお、測定に用いた各電流センサが未校正であるため伝送効率は評価しなかった。また、ノイズ除去のため移動平均フィルタを適用した。図 194(a)(b) より W-IWM2 によって車両が加速していることが分かる。図 194(d) は IWM 側の走行中給電受電コイル電流であり、時刻 5.5 秒頃より 3 つの路面コイルから順次走行中給電されていることが確認できる。図 194(c) は IWM 側の直流リンク電圧であり、走行中給電の前後で変動が生じているものの、開発した制御手法により目標値に制御されていることが分かる。

図 194(e) は LiC の電流値であり、負の電流は LiC が充電されていることを表す。本実験では簡単のため i_{LiC}^* を一定としているが、図 194(e) より走行中給電中に LiC が充電され、路面コイル間の走行中に LiC のエネルギーを使用していることが分かる。

図 194(f) は 2 つ目の路面コイルの電流であり、路面インバータで計測しているため他のデータとは時系列が異なる。時刻 0 から 0.5 秒間程度、走行中給電していることが分かる。給電前後のスパイク的な電流は車両検出のためのものであり、開発した検出方法によって正しく車両を検出できていることが分かる。直流電源装置の表示値より、車両検出時の消費電力は 1 つのコイルあたりおよそ 70 W、走行中給電時の電力はおよそ 3.8 kW であった。

以上の実車実験の結果より、開発した W-IWM2 において走行中給電が実現されていることを確認した。

雨天時の走行中ワイヤレス給電実験

当然のことながら、一般の道路は雨や雪の降る環境に晒されるため、走行中ワイヤレス給電設備は天候に対してロバストでなければならない。もし、雨が降っているときに給電できなければ、EV の利便性はまったく改善されず、使い物にならない。磁界共振結合方式では電力伝送を行う媒体として磁界を利用するため、磁性体でない雨や雪（主成分は水）は理論上影響しない。しかし、電力を扱うシステムであるため、しっかりと防水を施した上で漏電等を引き起こさない設計が必要となる。

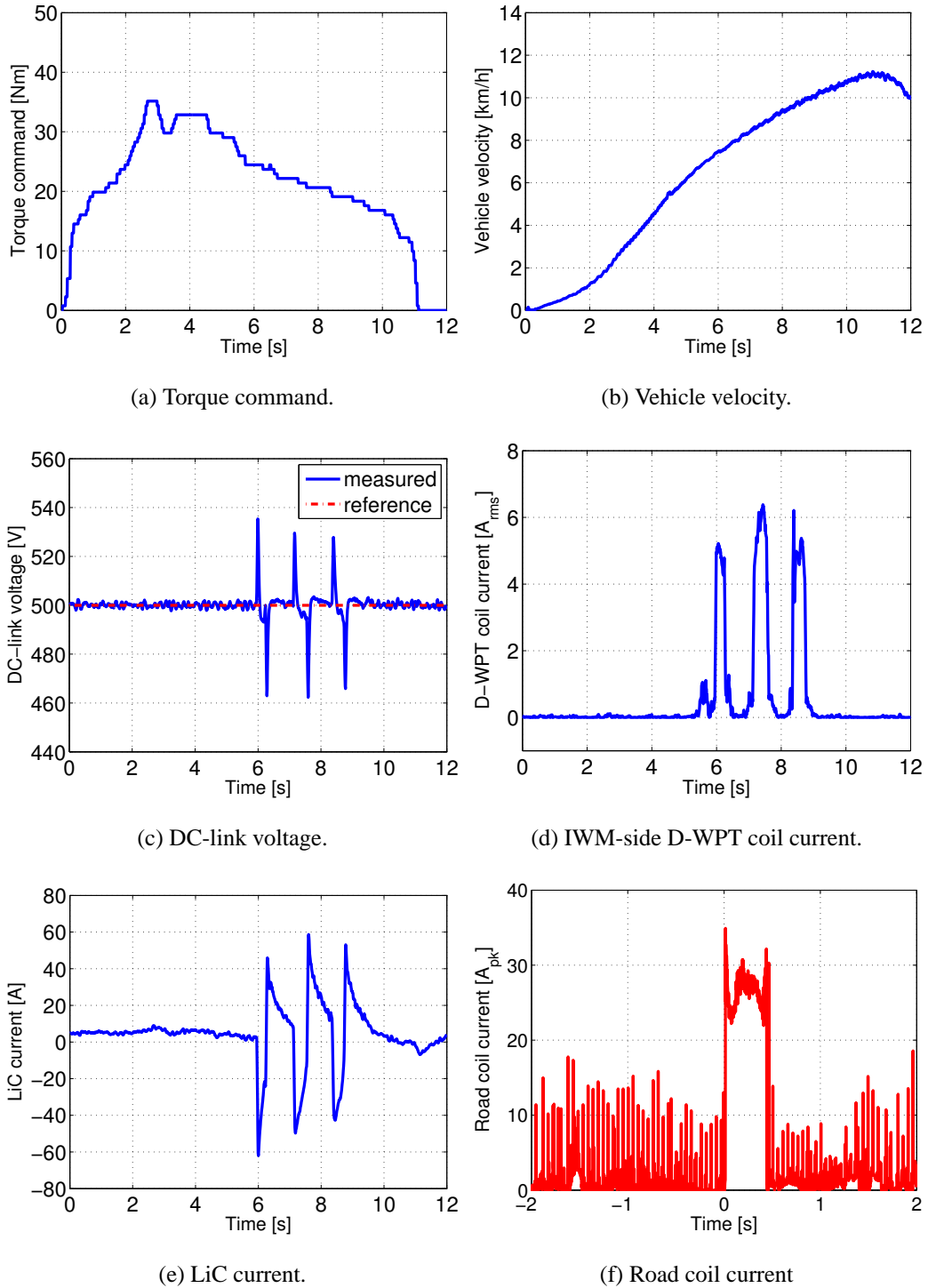
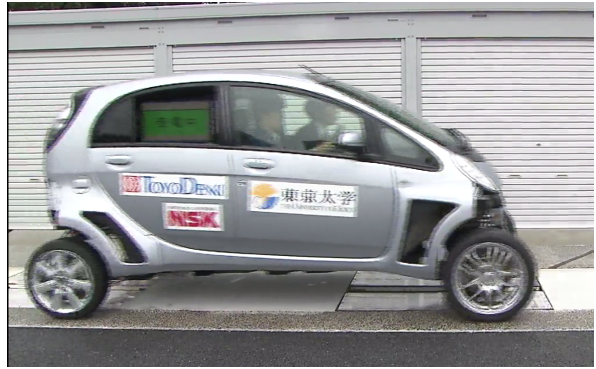


図 194: 実車走行試験の測定結果

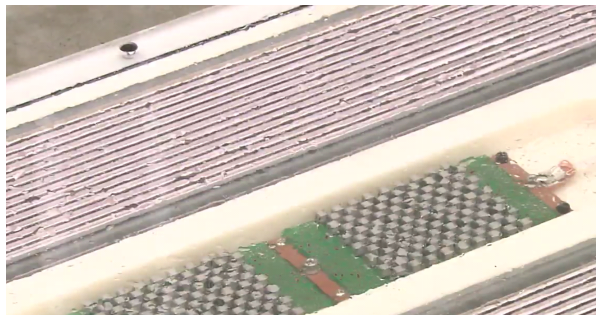
図 195 に雨天時の実験準備および走行中ワイヤレス給電実験の様子を示す。実験車両を格納しているガレージから実験場までは前輪に搭載した第2世代 W-IWM で走行したため、車体-ホイール間のワイヤレス給電も問題なく動作できることを確認した。また、走行中ワイヤレス給電の実験では路面コイル上に雨粒がつく悪条件の中で行ったが、図 195 に示した通り、路面コイル上を前輪 IWM に配置された受電コイルが接近すると受電中という表示が点灯し、給電実験に成功した。



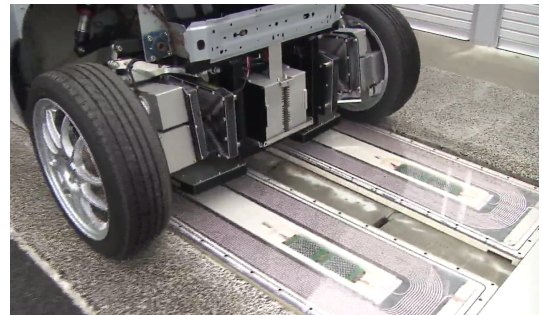
(a) 学内の走行（普通の道路）



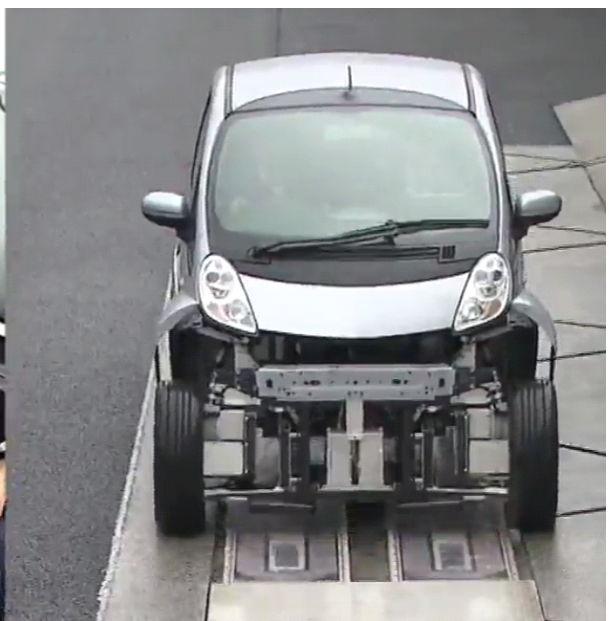
(b) 給電路上の走行



(c) 路面コイルの様子



(d) 位置関係



(e) 走行中給電の様子

図 195: 雨天時の走行中ワイヤレス給電実験

また、走行している実験車両を路面コイル上で停止させ、走行中給電から停車中給電へと移行する実験を行った。この結果、これまでの走行中ワイヤレス給電と同様に、きちんと車両を検知した上で送電が開始され、実験車両が停車して路面コイル上を通過しなくなっても、路面側設備は車両の存在を常に検知しているため、連続した停車中給電へと移行することに成功した。



(a) 記者会見会場の様子



(b) 共同研究者での記念撮影

図 196: 第 2 世代ワイヤレスインホイールモータの記者会見の様子

9.7 まとめ

本研究では「インホイールモータ (IWM)」と「走行中給電」をキーワードとして未来の EV の理想形を描き、IWM ならではの新しい走行中給電のかたちを提案した。第 2 世代 W-IWM の開発では第 1 世代 W-IWM で実現した車体-IWM 間の双方向ワイヤレス給電に加えて、路面からの走行中ワイヤレス給電に対応し、IWM 側の蓄電デバイス (LiC) を用いた回生効率の向上や高度なパワーフロー制御などを実現した。さらには、実験車両を用いた走行試験にも成功し、路面から IWM に直接ワイヤレス給電できることを世界で初めて実証した。

また、走行中ワイヤレス給電システムの構築では路面側や EV 側を個別に設計したのではなく、これらを包括的に実証可能なシステムとして作り上げたことは大きな成果である。実車走行試験では 6 章で示したセンサレス車両検知手法や 7 章で示したソフトスタート動作による送電制御などを実装しており、理論だけでなく応用についてもきちんと示すに至った。さらに、走行中給電レーンの建設や付帯設備の構築などは本来の学術分野である電気電子工学、制御工学、パワーエレクトロニクスなどの学問体系からは大きく離れるが、異なる分野の知識・技術を学ぶ経験となり、今後はより一層の横断的な研究が必要であることを確信した。

なお、当研究室における走行中ワイヤレス給電技術は 2017 年 4 月に記者会見を行い (図 196)、最近では見学依頼も殺到していることから、多くの企業や研究機関から注目いただいている。しかし、走行中ワイヤレス給電技術の実用化・普及に向けた研究開発はこれからが正念場であり、今後はさらに他機関との連携も強めていかなければならない。大学構内の好立地に構築した本システムを活用し、今後は更なる技術の発展に取り組みたい。

第 10 章

結論

10.1 本論文のまとめ

本論文では電気自動車を走りながら充電する，走行中のワイヤレス給電技術について示し，クルマの走行に基づく動的な特性に着目した新しい観点による制御設計およびシステム構築に関する技術を示した。走行中ワイヤレス給電技術の実用化は電気自動車の普及を強く後押しし，現在のクルマ社会にパラダイムシフトを起こす画期的な技術と成り得るが，これまでの停車中ワイヤレス給電の延長線上に走行中ワイヤレス給電技術は存在せず，まったく異なる新しい技術として基礎研究から真剣に取り組まなければならない。本論文では走行中ワイヤレス給電技術に必要な課題を明らかにし，これらに対して具体的なアプローチを示すとともに，実証実験を通して提案手法の有効性を示した。更には，制御設計で得られた知見をシステム構築というかたちで示すことで，理論から応用までを幅広く取り上げ，本技術の確立に大きく貢献した。

ここでは，本論文で取り上げた内容について振り返り，本論文の成果についてまとめる。

第 1 章では，脱炭素社会に向けたクルマの電動化について取り上げ，現在の高性能電池と急速充電をキー技術とする研究開発ではなく，モータ/キャパシタ/ワイヤレスで描くクルマ社会が新たなパラダイムを築くことを示した。ここで特に重要となるのは止まってゆっくりと充電する停車中のワイヤレス給電ではなく，走っているクルマとインフラをつなぐ走行中ワイヤレス給電技術であり，長距離に敷設される路面設備の簡単化と瞬時の電力伝送を実現することが実用化・普及の鍵になることを述べた。

第 2 章では，ワイヤレス電力伝送方式の比較を行い，大電力かつ高効率な電力伝送が要求される自動車応用に適した磁界共振結合方式に着目した。走行中ワイヤレス給電では送受電コイルの位置関係がクルマの走行によって変化するが，共振条件が送受電コイル間の結合状態によって変わらず，大電力用途にも適した S/S 方式の回路トポロジーを採用した。このほか，等価回路解析に基づく定常状態での効率・電力特性について示すとともに，電力変換回路を用いた等価抵抗変換技術，電圧安定化制御などの先行研究を取り上げた。

第 3 章では，システム設計で重要となる電圧仕様および電力要求に基づいてワイヤレス給電

システムを分類し、それぞれの制約条件に基づくシステム電圧の設計指針を示した。ここでは、伝送効率および受電電力の特性を支配するパラメータの一般化を行うとともに、これらの関係式をシステム電圧の設計手法に応用した。各ケースの設計指針は負荷の電力要求に応じて、伝送効率を最大化する最大効率動作、安定した電力供給を優先する電力優先動作、制約を満たすことが難しい再設計領域の3つに区分し、各条件におけるシステム電圧の設計法を示した。

第4章では、送電側となる路面設備が道路上を行き交う不特定多数のクルマとそれぞれ無線通信を行い、高速な制御信号のやり取りをしながら緻密に送電制御を行うことが難しいことを懸念し、送受電間の通信を用いない受電側制御手法を提案した。ここでは、路面側にインテリジェンスを求めず、受電側の情報だけに基づいて電力伝送効率を最大化する手法を示し、路面設備の低コスト化およびメンテナンスフリー化を図った。受電側制御に必要な状態変数の一般化およびこれらの推定手法によって、送受電間の通信を用いない制御技術確立した。

第5章では、送受電間の通信を用いないという制約を課しながらも、路面側にインテリジェンス少しだけ追加した場合を検討し、送電側と受電側の協調制御によって所望の負荷電力と伝送効率の最大化を同時に実現する手法を示した。ここでは、受電側電力変換回路の動作モードに着目し、送電側電流の変化を測定することで送電側の制御目標値を導出することに成功した。これにより、第4章と同様に送受電間の通信を用いない制御技術を新たに提案した。

第6章では、走行中ワイヤレス給電に不可欠な車両検知技術について示し、受電器の位置に応じて変化するワイヤレス給電システムの入力インピーダンスに基づくセンサレス車両検知手法を提案した。本手法によって車両検知専用のセンサを追加することなく、クルマの接近と離脱を検出できることを示した。このほか、すべてのクルマに対して同一のしきい値を利用するために受電側電力変換回路を用いた待機モードを導入するとともに、車両検出時に細い電圧パルス群（サーチパルス）を利用した待機電力の削減手法を示した。

第7章では、走行中ワイヤレス給電における過渡特性の重要性について言及し、送電開始時における過渡特性を改善するソフトスタート動作を用いた送電制御手法を提案した。ソフトスタート動作の制御設計はワイヤレス給電システムのモデル化と過渡解析に基づいており、本論文ではシステムの送電部・結合部・受電部・負荷部をそれぞれ分離した伝達関数からブロック線図の合成によってモデル化する新しい手法を示した。提案手法によって伝達関数モデルを特徴づけるパラメータを明らかにし、制御応用する際に解析しやすいモデルを示した。

第8章では、これまでの検討で得られた理論および知見をもとに走行中ワイヤレス給電の基礎実験装置と大電力伝送に対応した第1世代ワイヤレスインホイールモータのシステム構築について示した。これまで、ワイヤレス給電システムでは送受電コイルの位置が大きく変化したり、負荷が急峻に変動したりするアプリケーションは少なかったが、自動車応用を想定した場合にはこれらの外乱に対しても安定した動作を実現する制御系設計がきわめて重要であり、本論文で設計例を示した意義は極めて大きいといえる。

第9章では、インホイールモータ方式の電気自動車に適した新しい走行中給電のかたちを提案し、第2世代ワイヤレスインホイールモータの開発と東京大学柏キャンパス電気自動車実験場に構築した走行中ワイヤレス給電設備について示した。ここで、路面側とクルマ側のシステ

ムを個別に設計するのではなく、包括的に実証可能なシステムとして作り上げたのは大きな成果といえる。また、第6章で示したセンサレス車両検知手法および第7章で示したソフトスタート動作による送電制御を路面設備に実装し、実験車両への走行中ワイヤレス給電に成功した。

以上を要するに、本論文は電気自動車の走行中ワイヤレス給電における制御技術の理論構築を目的として、相互通信を用いない制御設計、追加のセンサを必要としない車両検知技術、過渡特性を改善する送電制御手法について明らかにするとともに、自作した実験装置によってこれらの有効性を実証した。また、大電力かつ高効率な電力伝送を実現するシステム構築に関する技術を確認し、走行中ワイヤレス給電を模擬した基礎実験や実験車両を用いた走行試験によって、走行中ワイヤレス給電特有の動的な振る舞いを検証するとともに提案する制御技術の有用性を確認した。

10.2 今後の展望

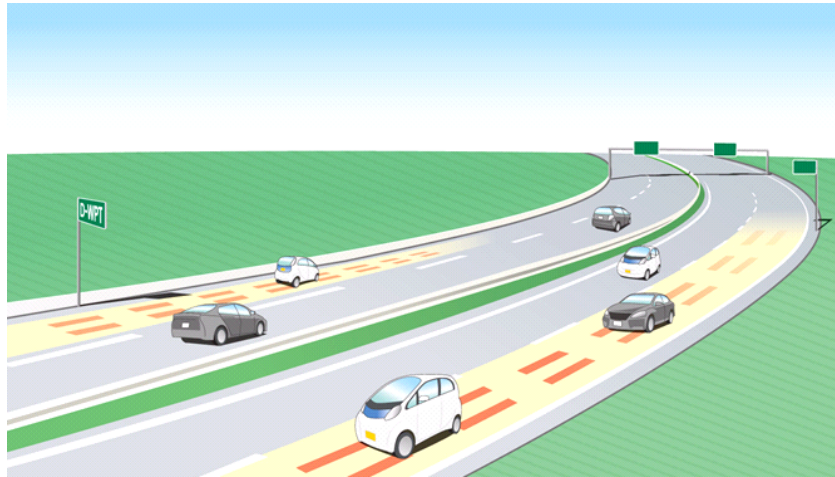
本論文で示した通り、実験車両を用いた走行中ワイヤレス給電に成功するなど、本技術の実用化・普及に向けて大きな一歩を踏み出したが、真に重要となるのはこれからの研究開発である。実際の道路環境や社会システムに適合させていくためには今一度、基礎研究から応用研究に至るまで一つずつ成果を積み重ね、真に将来につながる走行中ワイヤレス給電の実現を目指さなければならない。本論文の最後に、これらの技術課題の一端と今後の展望について述べる。

本技術をベースとした更なる高度化

まず、始めに挙げられるのが更なる大電力化である。本論文で示したように走行中ワイヤレス給電では給電時間が極めて短く、高速走行時の走行抵抗を補うほどのエネルギーを供給するとなれば、数十 kW から数百 kW は必要となる。しばらくの間は一部の走行エネルギーを補助するレンジエクステンダーとして普及していくかもしれないが、更なる大電力化によって、どこまでも走行できる非常に自由度の高いクルマが創造できるはずである。

実際には、交差点やサービスエリア内などにおける低速時の給電やストップアンドゴーも含めて最適化していくことになるが、技術的な制約に加えて地域性などによって受容できる仕様はそれぞれ異なり、システム設計は極めて煩雑である。どの程度の敷設率をカバーし、どの程度まで伝送効率を向上できるかなど、将来の技術レベルも考慮しなければならず、実用化から普及までを見据えた検討が重要である。

また、本論文で示した車両検知技術や送電制御技術も発展させていかなければならない。路面側のシステム間での協調や事前のセンサ情報に基づく制御等、システムのインテリジェント化は高度道路交通システム（Intelligent Transportation System : ITS）を構築していく上で重要な課題である。電力インフラとモビリティを接続する観点では鉄道技術を走行中ワイヤレス給電システムに応用することも可能であり、互いに技術を享受しながら発展させていくことも可能と考えられる。



(a) 高速道路



(b) 市街地

図 197: 走行中ワイヤレス給電が築く未来のクルマ社会

利用シーンを想定した研究開発

走行中ワイヤレス給電の実現によって描かれる未来のクルマ社会を図 197 に示す。たとえば、高速道路では走行中給電によってインフラから電力供給を受けることで、クルマ自身のエネルギーを使わないだけでなく、車載バッテリーを充電しながら目的地の IC まで走行できるようになるかもしれない。また、市街地では信号がある交差点付近で発進時の加速エネルギーを事前に蓄えたり、バス路線や空港・工場といった決まったルートに走行中給電設備を設置して、このルートを走行する車両のバッテリー搭載量を大幅に減らすことが可能である。走行中給電のある社会では航続距離を無限大にするだけでなく、これまでのガソリン車でも必要であった給油/給電という作業そのものをなくせる可能性を持っている。

走行中給電設備が広く敷設されれば、自宅充電不要なスマートシティも創造でき、充電器の設置が難しいマンション居住者であっても電気自動車を購入する選択肢が増える。走行中給電技術は今後のクルマの電動化に向けて、新たな顧客を開拓する技術となるかもしれない。

実用化および普及に向けたシステム設計

本論文では電力伝送を実現する課題を取り上げてきたが、これらと並行して安全性の検討や給電に対する課金方法など、法規制や運用方法についても議論しなければならない。自動車応用のワイヤレス給電では電力レベルが大きいため、漏洩する割合が小さかったとしても、絶対値として ICNIRP などの規制を遵守するためには適切な対策が施さなければならない。

また、本論文では主題としなかったが、認証 (Authentication)・認可 (Authorization)・課金 (Accounting) などの情報通信は実用化・普及を考える際に必須の技術である。電力伝送を行う直前/直後に実施するほか、高速道路の ETC やスマートメーターの搭載義務など、手段は多様であるが、実用化や普及を妨げない手法の確立は直近の課題といえる。

走行中ワイヤレス給電では、送電設備を実際の道路に埋めていく（あるいは路側帯、中央分離帯などに設置していく）ため、システムを敷設できる道路構造を提案していかなければならない。単純に送電器をアスファルトの下に敷くだけでは、大型車両による荷重や施工時の高温環境には耐えられず、まともなシステムとはならない。このほか、メンテナンス性の向上や低コスト化、強度や耐電圧などの特性値の改善などの基礎研究も重要である。道路まわりの付帯設備（水道管、電話線など）との共存も考えていかなければならないため、分野を超えた研究開発が不可欠である。

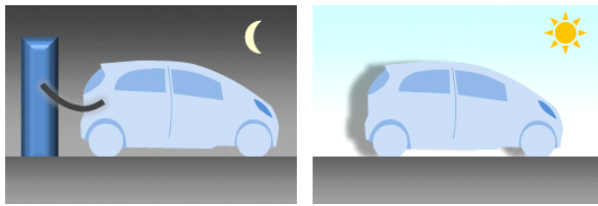
道路交通システムおよび電力システムとの連携

これまでの普通充電ではさほど電力も大きくなく、電力システムに影響を与えることはなかったが、超急速充電器の普及が進んだ場合に 350 kW 超もの電力が瞬時に接続され、切り離されることによる影響は極めて大きいと予想される。また、これほど大電力な充電器を設置できる場所は限定的であるため、局所的な電力利用が避けられなくなる。

しかし、走行中給電システムが広く敷設されれば、急速充電スタンドで局所的に大電力を使うことが減り、負荷平準化の効果が期待できるかもしれない。また、夜間の自宅充電から日中の走行中給電になることで、使用できる電源も大きく変化し、太陽光発電などの再生可能エネルギーとの相性も良くなる可能性がある（図 198）。

これまでは充電ケーブルで接続されていなければ電力系統の出力制御に利用できなかったが、走行しているクルマ全てが出力制御に利用できるとなれば新たな価値を創造できるかもしれない。また、走行中ワイヤレス給電は道路交通システムとしてだけでなく、電力システムとモビリティを結びつける画期的な技術であり、これら双方にメリットのあるシステム構築は今後の重要な検討課題である。

従来EV
(大容量バッテリー)



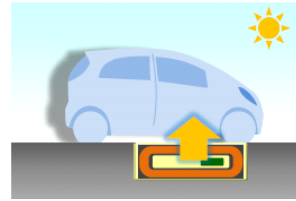
夜に充電 ⇒ 昼に使う



主に夜間電力の需要増

地熱・原子力といった
安定電力との相性が良い

走行中給電EV



使うときに給電



主に昼間の電力需要増

太陽光発電との相性が良い
(雨の日はともかく…)

図 198: 各充電方式の電力インフラとの親和性

本論文のおわりに

本論文を通して、走行中ワイヤレス給電技術の実用化さらには社会に普及させるための一歩となる、きわめて大きな成果が得られたが、今後はこれらの研究開発をさらに加速させていかなければならない。本論文はこれら多岐にわたる研究課題に対しても明確なメッセージを発信しており、今後も本技術が大きく発展することを期待している。

また、本技術の実用化・普及に向けてはこれからが正念場であり、大学・企業だけでなく、国や公共団体なども含めた産学官の連携がより重要となることは間違いない。最後に、本論文で示した技術が走行中ワイヤレス給電技術の発展に大きく寄与し、さらにはモビリティの電動化、地球環境の保全に貢献することができれば幸いである。

謝辞

修士課程および博士課程におきましてご指導とご助言を頂いた堀洋一教授に心から御礼申し上げます。研究者としての姿勢や考え方だけでなく、人として貴重な知識と経験を得ることができました。堀・藤本研究室の一員として生活した5年間に於いて非常に多くのことを学ばせていただきました。ここに深く感謝いたします。

本博士論文の審査を頂きました古関隆章教授，高宮真准教授，藤本博志准教授，馬場旬平准教授，川原圭博准教授に深く感謝申し上げます。皆様より頂きましたご指摘・ご提案により本博士論文の質を大きく高めることができました。また，藤本准教授には研究室での発表会・報告会をはじめ日頃よりご指導を賜り厚く感謝申し上げます。ワイヤレス給電の研究に関して多数のご助言を頂きました居村岳広講師に心より感謝申し上げます。

共に研究生活を過ごした堀・藤本研究室の皆様，卒業生の皆様に深く感謝致します。特に貴重な時間を割いて実験に協力頂いた WPT チームの皆様，本当にありがとうございました。

最後に，いつも私を支えてくれた家族に深く感謝致します。

付録 A

1 ポート測定系を利用した kQ 積の同定法

A.1 はじめに

磁界共振結合 WPT の最大伝送効率 η_{\max} は送受電コイルの特性値である kQ 積で示されることが知られている [36, 83, 84]。これより、 kQ 積はシステム設計時の効率指標として利用できるほか、本論文で述べたように制御に応用できる。しかし、 kQ 積は送受電コイルの結合係数と Q 値によって与えられるため、これらの測定が煩雑なだけでなく、走行中ワイヤレス給電システムなどの送電側から受電側までの距離が遠く長くなると、ベクトルネットワークアナライザ（Vector Network Analyzer : VNA）に代表される 2 ポート測定系を接続できず、測定自体が困難な場合がある。そのため、文献 [118] では 1 ポート測定系を用いた kQ 積の測定法を提案しているが、WPT システムの入力側と出力側に相当する送電側と受電側のそれぞれに測定器を接続してインピーダンスを測定しなければならない。

文献 [119] では WPT システムの入力インピーダンスと S/S 方式の磁界共振結合における共振条件に着目し、送電側にのみ測定器を接続して簡易的に kQ 積を同定する手法を提案している。しかし、文献 [119] では外付けの共振コンデンサが必要なショート型コイルを用いた場合しか検討しておらず、コイル自身の浮遊容量を利用して自己共振させるオープン型コイル [120, 121] については言及されていない。なお、オープン型コイルでは共振コンデンサを物理的に分離できないため、ショート型コイルを用いた場合に比べてインダクタンス成分の測定、すなわち結合係数や Q 値の測定が極めて煩雑になる。従って、本手法によって kQ 積が同定できるメリットは大きく、本論文ではオープン型コイルを用いた WPT システムの kQ 積同定法について示す。

本研究では A.2 節で S/S 方式の磁界共振結合 WPT の効率特性とショート型コイルおよびオープン型コイルの違いについて示し、A.3 節で各コイルを用いた場合の結合係数および Q 値の測定法を示す。A.4 節では入力インピーダンスに基づく kQ 積の同定法を示し、オープン型コイルにも適用できることを明らかにする。A.5 節では kQ 積の同定実験と効率評価および制御応用について示し、A.6 節でまとめを述べる。

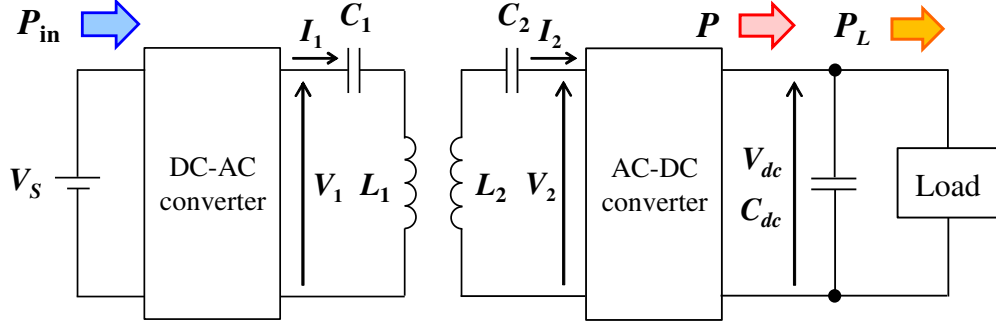


図 199: S/S 方式ワイヤレス電力伝送のシステム構成

A.2 磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送

A.2.1 S/S 方式のシステム構成

本研究では S/S 方式の磁界共振結合を用いた WPT システムに着目し、一般的なシステム構成を図 199 に示す。磁界共振結合 WPT では送受電コイルが発生させる交流磁界を利用して電力伝送するとともに、送受電コイルの自己インダクタンス L_1, L_2 および共振コンデンサの静電容量 C_1, C_2 による共振現象を利用して高効率な電力伝送を可能にする。このとき、送電側インバータによる電源角周波数 ω_0 は

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

を満たすように与える。

また、受電側はバッテリー給電やモータ駆動を目的とすることが想定されるため、交流で受け取った電力を直流に変換する AC-DC コンバータを接続している。WPT システム全体の高効率化や電力安定化にはこれらの電力変換回路の構成や制御も重要となるが、本研究では WPT における電力伝送効率に着目して議論する。

A.2.2 WPT システムの効率特性

送電側インバータによる動作角周波数と送受電器の共振角周波数が (A-1) 式を満たすとき、WPT システムの伝送効率 η は送受電コイルの内部抵抗 R_1, R_2 、送受電コイルの相互インダクタンス L_m 、等価負荷抵抗値 R_L を用いて

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

と表される [64]。ここで、 η はある負荷抵抗値 R_{Lopt} で最大伝送効率 η_{max} が得られ、この最適負荷抵抗値 R_{Lopt} は

$$R_{Lopt} = R_2 \sqrt{1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2}} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (\text{A-3})$$

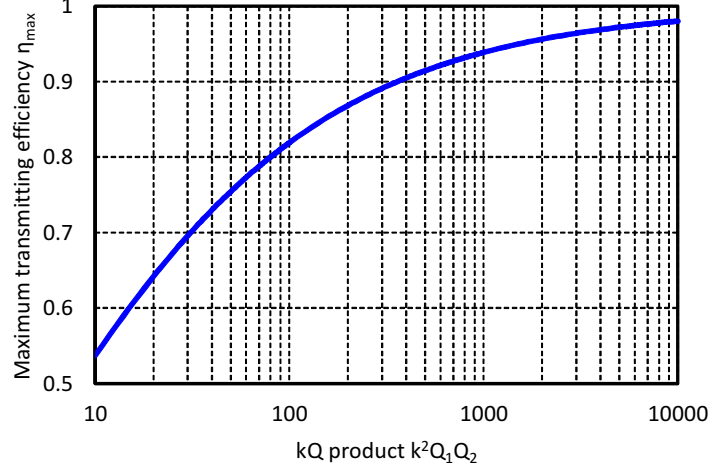


図 200: kQ 積に対する最大伝送効率 η_{\max} .

で与えられる [64]。また、最大伝送効率 η_{\max} は

$$\eta_{\max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (\text{A-4})$$

で表され [36], k は送受電コイルの結合係数, Q_1, Q_2 は送受電コイルの Q 値であり, これらは

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (\text{A-5})$$

$$Q_i = \frac{\omega_0 L_i}{R_i} \quad (i = 1, 2) \quad (\text{A-6})$$

で与えられる。これらの積である kQ 積は

$$k \sqrt{Q_1 Q_2} = \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2}}. \quad (\text{A-7})$$

として定義され, (A-4) 式に示す最大効率 η_{\max} を定める。

kQ 積に対する最大伝送効率 η_{\max} は図 200 に示す通りであり, WPT システムの効率特性は kQ 積を用いて表現でき, システム設計時に有用な評価指標として利用できる。

A.2.3 ショート型コイルとオープン型コイル

次に, 電力伝送に用いる送受電コイルについて述べる。磁界共振結合に用いるコイルは主にショート型コイルおよびオープン型コイルの 2 つに分類でき, これらの構造を図 201 に示す。ショート型コイルでは外部コンデンサを利用することで LC 共振を実現しているが, オープン型コイルではコイル自身に存在する浮遊容量を積極的に利用することで自己共振させている。これらの等価回路は図 202 に示す通りであり, いずれも電源から見れば RLC 直列回路を構成しているため, 同様に WPT システムに利用可能である。

本研究で用いる送受電コイルを図 203 に示し, これらの諸元を表 29 および表 30 に示す。本章では測定がより煩雑なオープン型コイルを用いた場合について取り上げる。オープン型コイルでは浮遊容量を利用して自己共振を実現しているため, インダクタンス成分とキャパシタンス成分の分離が難しく, kQ 積の同定にも大きく影響を与える。

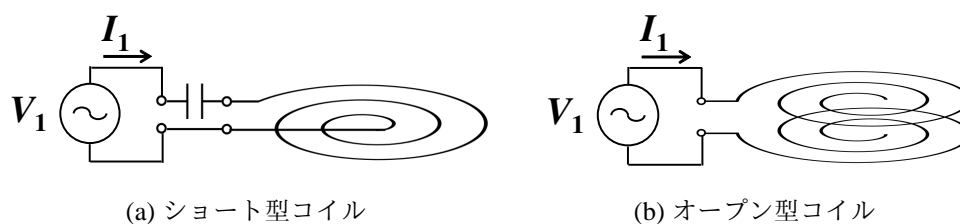


図 201: ショート型コイルとオープン型コイルの構造

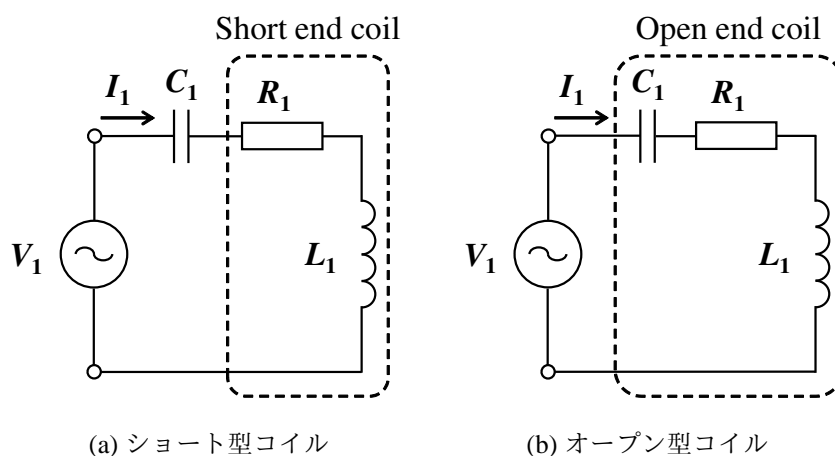


図 202: ショート型コイルとオープン型コイルの等価回路

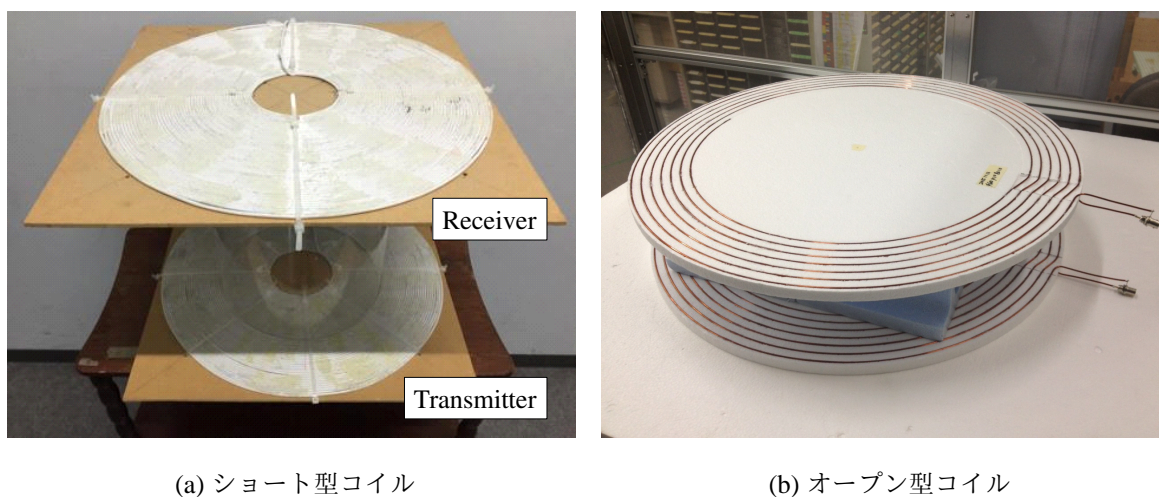


図 203: 製作した送受電コイル

A.3 結合係数および Q 値の測定法

本章ではショート型コイルおよびオープン型コイルの結合係数および Q 値の測定法について紹介し、オープン型コイルを用いた WPT システムにおける kQ 積の同定が煩雑かつ難しいことを示す。

表 29: ショート型コイルのパラメータ

Parameters	Transmitter	Receiver
Resonance frequency	101.3 kHz	101.3 kHz
Resistance R_1, R_2	1.00 Ω	1.05 Ω
Inductance L_1, L_2	618 μH	619 μH
Capacitance C_1, C_2	4020 pF	3990 pF
Quality factor Q_1, Q_2	393	375
Mutual inductance L_m	77.9 μH (Gap: 200 mm) 37.7 μH (Gap: 300 mm)	
Coupling coefficient k	0.126 (Gap: 200 mm) 0.061 (Gap: 300 mm)	
kQ product $k\sqrt{Q_1Q_2}$	48.3 (Gap: 200 mm) 23.4 (Gap: 300 mm)	
Wire diameter	3.4 mm (KIV 2 sq, Stranded)	
Outer diameter	440 mm	
Number of turns	50 turns	

表 30: オープン型コイルのパラメータ

Parameters	Transmitter	Receiver
Resonance frequency	6.82 MHz	6.82 MHz
Resistance R_1, R_2	1.17 Ω	1.20 Ω
Wire diameter	2 mm (Solid wire w/o insulator)	
Wire pitch	5 mm	
Layer gap	4 mm	
Outer diameter	300 mm	
Number of turns	4.5 turns	

A.3.1 ショート型コイルの場合

まず、ショート型コイルの Q 値の測定法について示す。ショート型コイルを用いた WPT システムでは送受電器の共振コンデンサを取り除けるため、図 204 に示すようにインピーダンスアナライザ等を送受電コイルに直接接続できる。このとき、インピーダンスの実数成分と虚数成分から、送受電コイルの内部抵抗とインダクタンスを比較的容易に測定可能なため、(A-6) 式に基づいて Q 値を計算できる。

次に、結合係数 k の測定法について示す。本測定でも送受電器から共振コンデンサを取り外し、送受電コイルの接続を工夫することで k を測定する。本稿では相互インダクタンス L_m を介して k を求める手法と直接 k を測定する手法の 2 つを紹介する。

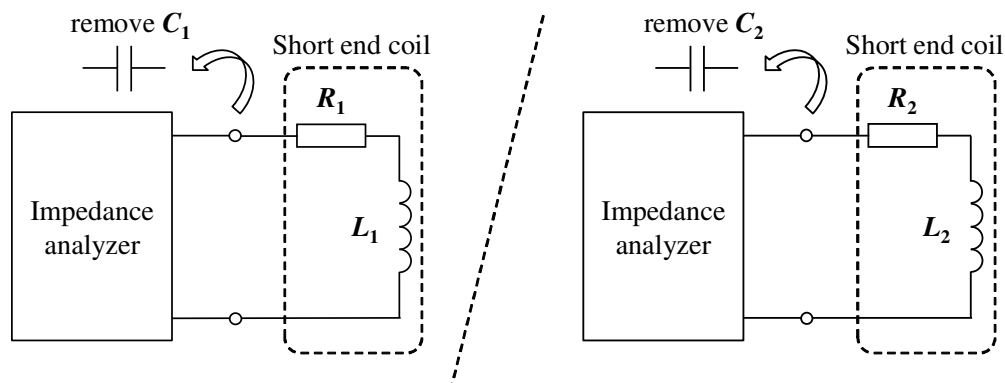
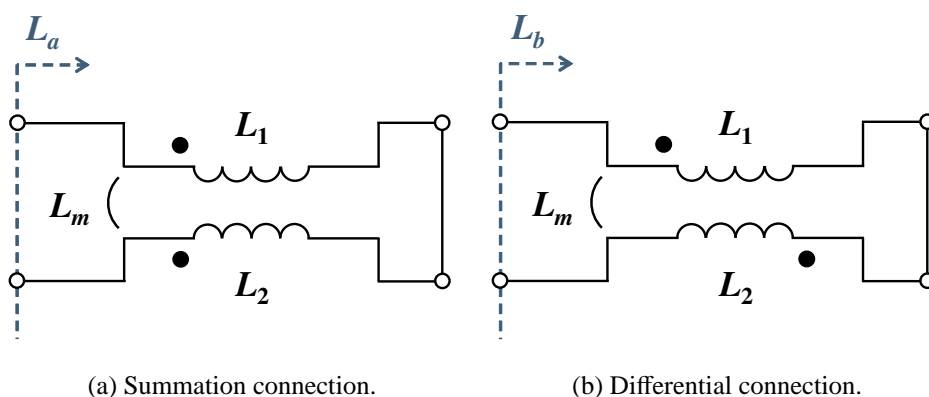


図 204: ショート型コイルにおける Q 値の測定



(a) Summation connection.

(b) Differential connection.

図 205: 相互インダクタンス L_m の測定法

まず, L_m の測定手法を図 205 に示す。送受電コイルを和動接続としたときのインダクタンス L_a および差動接続としたときのインダクタンス L_b は

$$L_a = L_1 + L_2 + 2L_m \quad (\text{A-8})$$

$$L_b = L_1 + L_2 - 2L_m \quad (\text{A-9})$$

を満たすため, L_m は

$$L_m = \frac{L_a - L_b}{4} \quad (\text{A-10})$$

と求められる。このとき, k は (5) 式に基づいて計算できる。

次に, 直接 k を測定する手法を図 206 に示す。ここでは送受電コイルの結合回路を T 型等価回路を用いて表現している。送受電コイルの Q 値が大きく, 各コイルの内部抵抗が十分小さいと仮定できるとき, 受電コイルを開放した際の送電コイルから見たインダクタンス L_o および受電コイルを短絡した際の送電コイルから見たインダクタンス L_s は

$$L_o = L_1 \quad (\text{A-11})$$

$$L_s = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \quad (\text{A-12})$$

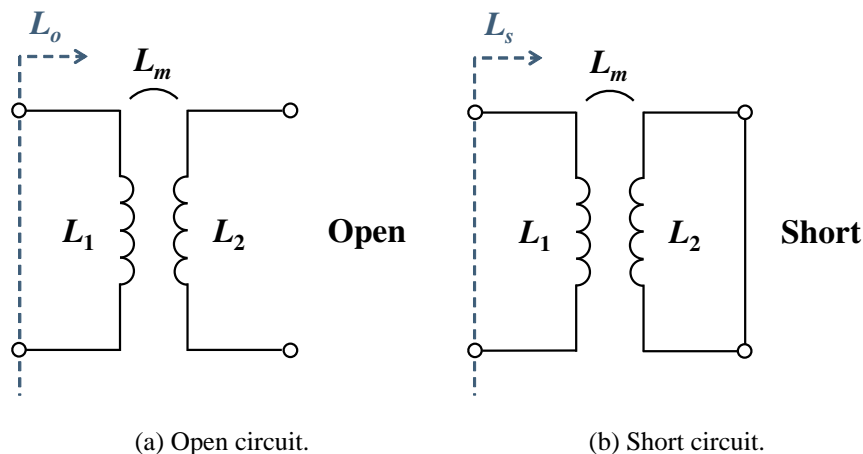


図 206: 結合係数 k の測定法

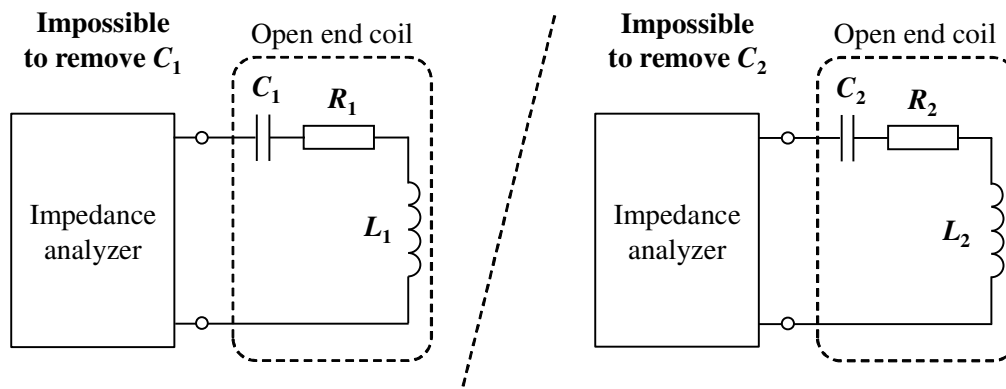


図 207: オープン型コイルにおける Q 値の測定

を満たすため、 k は

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_s}{L_o}} \quad (\text{A-13})$$

として測定可能である。

従って、ショート型コイルを用いた WPT システムでは送受電器の共振コンデンサを取り外すことで、インピーダンスアナライザ等の 1 ポート測定系を用いて k および Q_i を測定可能であり、作業自体は煩雑であっても比較的容易に kQ 積を同定できる。

A.3.2 オープン型コイルの場合

次に、オープン型コイルを用いた場合の Q 値および結合係数の測定法について示す。オープン型コイルではコイル自身の浮遊容量を利用するため、物理的に共振コンデンサを取り除くことが不可能である。従って、インピーダンスアナライザ等は図 207 に示すように RLC 直列回路の両端に接続しなければならず、オープン型コイルのインダクタンス成分は直接測定できない。

本稿ではオープン型コイルの周波数特性に着目し、送受電コイルのインダクタンス成分およ

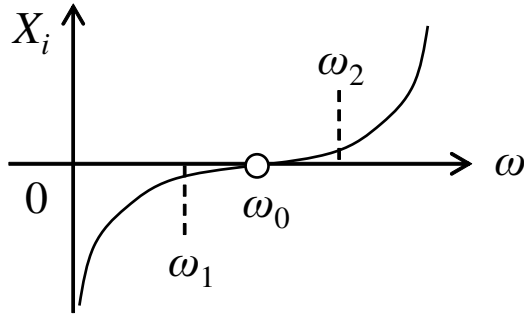


図 208: オープン型コイルのリアクタンス周波数特性

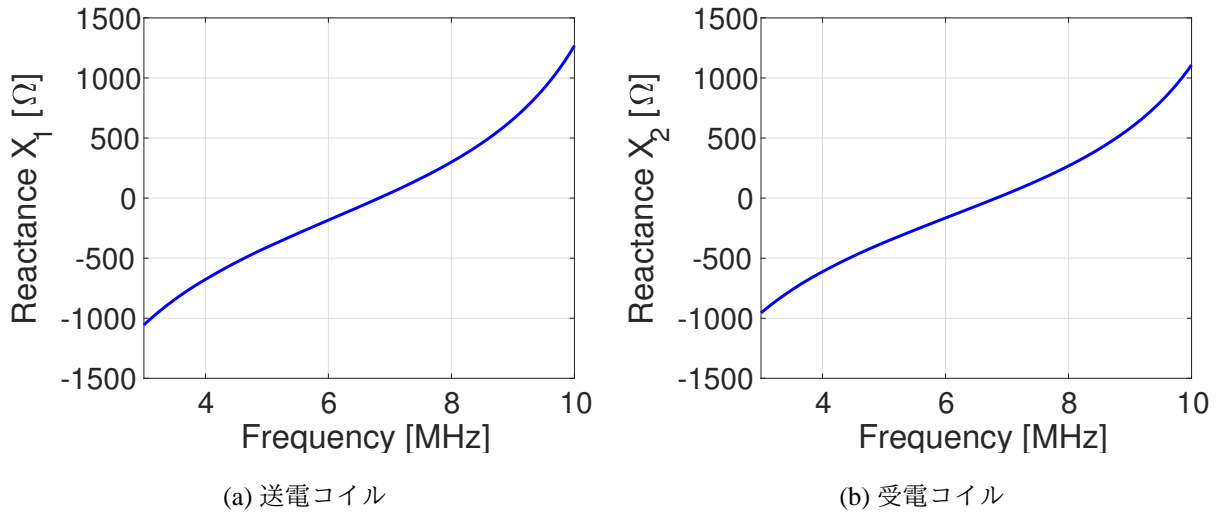


図 209: リアクタンス周波数特性の測定結果

び Q 値を求める手法を示す。ここで、コイルの等価回路が図 202(b) で表せると仮定すれば、送受電器のリアクタンス周波数特性は図 208 のように取得できる。このとき、共振周波数を除く 2 点におけるリアクタンス成分 X_{i1} , X_{i2} は

$$X_{i1} = \omega_1 L_i - \frac{1}{\omega_1 C_i} \quad (\text{A-14})$$

$$X_{i2} = \omega_2 L_i - \frac{1}{\omega_2 C_i} \quad (\text{A-15})$$

を満たすため、送受電器のインダクタンス L_i は

$$L_i = \frac{\omega_1 |X_{i1}| + \omega_2 |X_{i2}|}{\omega_2^2 - \omega_1^2} \quad (\text{A-16})$$

と求められる。従って、送受電器の Q 値は (A-5) 式より

$$Q_i = \frac{\omega_0}{\text{Re}[Z_i]_{\omega=\omega_0}} \frac{\omega_1 |X_{i1}| + \omega_2 |X_{i2}|}{\omega_2^2 - \omega_1^2} \quad (\text{A-17})$$

と計算できる。

インピーダンスアナライザ (E4990A, Keysight Technology) を用いて測定したオープン型コイルのリアクタンス周波数特性を図 209 に示す。 $\omega_1 = 2\pi \times 6.5 \text{ MHz}$, $\omega_2 = 2\pi \times 7.0 \text{ MHz}$ にお

表 31: オープン型コイルの Q 値の同定結果

Parameters	Transmitter	Receiver
X_{11}, X_{21} ($\omega_1 = 2\pi \times 6.5$ MHz)	-72.6Ω	-65.6Ω
X_{12}, X_{22} ($\omega_2 = 2\pi \times 7.0$ MHz)	41.3Ω	36.7Ω
Inductance L_1, L_2	$17.9 \mu\text{H}$	$16.1 \mu\text{H}$
Quality factor Q_1, Q_2	656	575

表 32: オープン型コイルの kQ 積の同定結果 (従来法)

	$g = 150$ mm	$g = 300$ mm	$g = 450$ mm
L_m [μH]	-	-	0.160
k	-	-	0.009
$k \sqrt{Q_1 Q_2}$	-	-	5.82

けるリアクタンス成分 X_{i1}, X_{i2} は表 31 に示す通りである。 L_i および Q_i は (A-16), (A-17) 式を用いて計算しており, kQ 積の計算に利用する。

次に, 結合係数 k の測定法について述べる。オープン型コイルを用いた WPT システムでは送受電器ともに共振コンデンサが取り外せないため, インピーダンスアナライザ等の 1 ポート測定系では k の測定が難しい。また, 2 ポート測定系では送電側と受電側が遠く離れている WPT システムに接続すること自体が困難なため, アプリケーションによっては適用できない可能性がある。さらに, 2 ポート測定系を利用できる場合, 一般には S パラメータを介して WPT システムの最大効率を導出できるため, kQ 積を同定する利点は少ない。

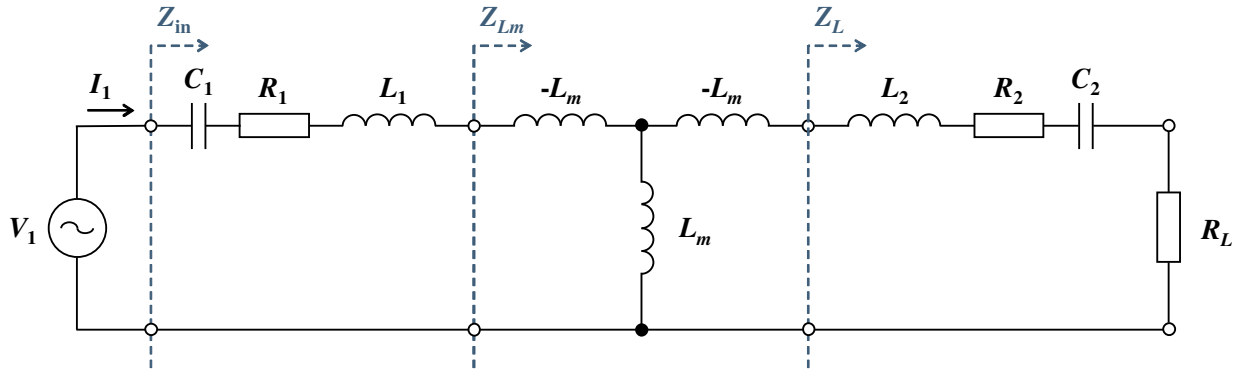
本稿では 2 ポート測定系である VNA (E5061B, Keysight Technology) を用いた k の測定結果を比較対象として示す。(A-1) 式の共振条件および WPT システムの Z パラメータより

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} R_1 & j\omega_0 L_m \\ j\omega_0 L_m & R_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A-18})$$

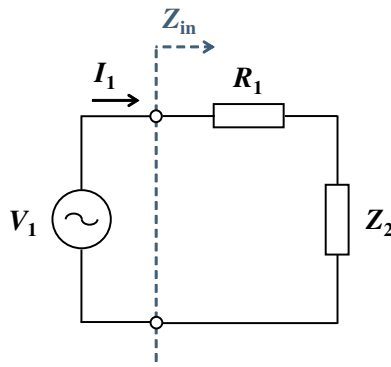
を得るため, k は L_m を介して求められる。しかし, 表 32 に示す k の測定値および kQ 積の同定結果は送受電器の結合が強い条件で正確に測定できておらず, 本手法による k の測定には更なる工夫が必要と考えられる。

A.4 入力インピーダンスに基づく kQ 積の同定法

本研究では WPT システムの入力端にのみ 1 ポート測定系を接続し, システム全体の入力インピーダンスに基づいて kQ 積を同定する手法を提案する。



(a) T 型等価回路



(b) 入力インピーダンス

図 210: ワイヤレス電力伝送システムの等価回路と入力インピーダンス

A.4.1 T 型等価回路と入力インピーダンス

まず, S/S 方式の磁界共振結合を用いた WPT システムの入力インピーダンスを求める。図 202 で示したようにオープン型コイルの等価回路は共振コンデンサを接続したショート型コイルと同じ構成となるため, WPT システムは図 210(a) に示す T 型等価回路で表現できる [63]。このとき, 送受電間の結合回路から見た負荷側インピーダンス Z_L は

$$Z_L = R_2 + R_L \quad (\text{A-19})$$

であり, 結合回路を含めた負荷側インピーダンス Z_{Lm} は

$$Z_{Lm} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{Z_L} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2 + R_L} \quad (\text{A-20})$$

となる。従って, システム全体の入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = R_1 + Z_{Lm} = R_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2 + R_L} \quad (\text{A-21})$$

と表せる。

(A-21) 式より, Z_{in} は負荷抵抗値 R_L によって変化するため, この様子を図 211 に示す。ここで, 送受電器のパラメータは表 29 に示すショート型コイルの値を使用した。これより, 負荷が

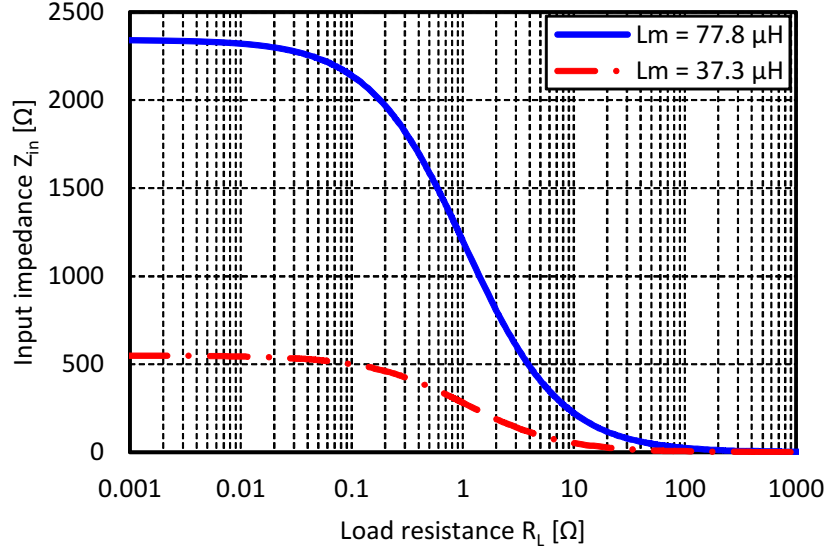


図 211: 等価負荷抵抗 R_L に対する入力インピーダンス Z_{in}

短絡あるいは開放される場合に Z_{in} はある値に収束することが確認でき、本手法ではこれらの短絡負荷および開放負荷時の入力インピーダンスを用いて kQ 積を同定できることを示す。

A.4.2 短絡負荷における入力インピーダンス

図 210(a) の負荷を短絡するときに $R_L = 0$ であるため、送受電間の結合回路から見た負荷側インピーダンス Z_{L-s} は

$$Z_{L-s} = R_2 \quad (A-22)$$

であり、結合回路を含めた負荷側インピーダンス Z_{Lm-s} は

$$Z_{Lm-s} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{Z_{L-s}} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2} \quad (A-23)$$

となるため、システム全体の入力インピーダンス Z_{in-s} は

$$Z_{in-s} = R_1 + Z_{Lm-s} = R_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_2} \quad (A-24)$$

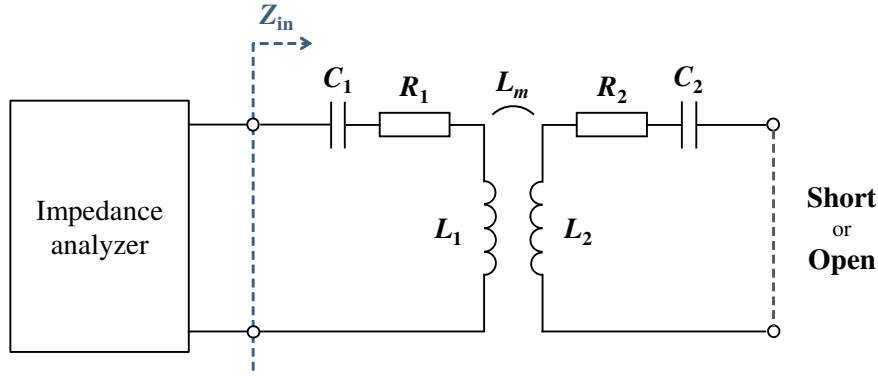
と表せる。

このとき、(A-7) 式と (A-24) 式の比較から、 kQ 積は

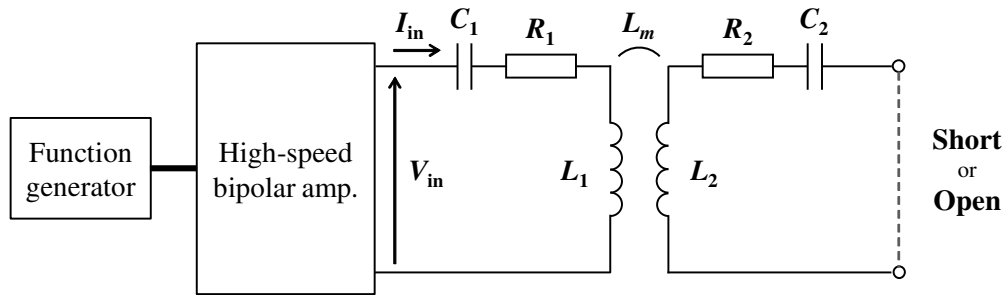
$$k \sqrt{Q_1 Q_2} = \sqrt{\frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2}} = \sqrt{\frac{Z_{in-s} - R_1}{R_1}} \quad (A-25)$$

となり、短絡負荷における入力インピーダンス Z_{in-s} および送電コイルの内部抵抗 R_1 から求められる。

ここで、 R_1 のパラメータ変動が無視できる場合、システム設計時に測定した R_1 を用いればよい。しかし、 R_1 は開放負荷における入力インピーダンス Z_{in-o} から測定できるため、 R_1 が未知である場合であっても、提案手法ではシステム構成や測定系の接続を変更せずに kQ 積を同定できる。



(a) インピーダンスアナライザ (Prop. 1)



(b) オシロスコープ (Prop. 2)

図 212: kQ 積の同定に用いる測定回路

A.4.3 開放負荷における入力インピーダンス

図 210(a) の負荷を開放するときに $R_L = \infty$ であるため、送受電間の結合回路から見た負荷側インピーダンス $Z_{L.o}$ は

$$Z_{L.o} = \infty \quad (\text{A-26})$$

であり、結合回路を含めた負荷側インピーダンス $Z_{Lm.o}$ は

$$Z_{Lm.o} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{Z_{L.o}} = 0 \quad (\text{A-27})$$

となる。システム全体の入力インピーダンス $Z_{in.o}$ は

$$Z_{in.o} = R_1 + Z_{Lm.o} = R_1 \quad (\text{A-28})$$

で表されるため、 $Z_{in.o}$ は R_1 に等しいことがわかる。

従って、(A-25) 式および (A-28) 式から、 kQ 積は

$$k \sqrt{Q_1 Q_2} = \sqrt{\frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2}} = \sqrt{\frac{Z_{in.s} - Z_{in.o}}{Z_{in.o}}} \quad (\text{A-29})$$

と求められ、提案手法ではシステムの構成を変更することなく、負荷の接続を変更するだけで入力インピーダンスから kQ 積を極めて簡易的に同定できる。

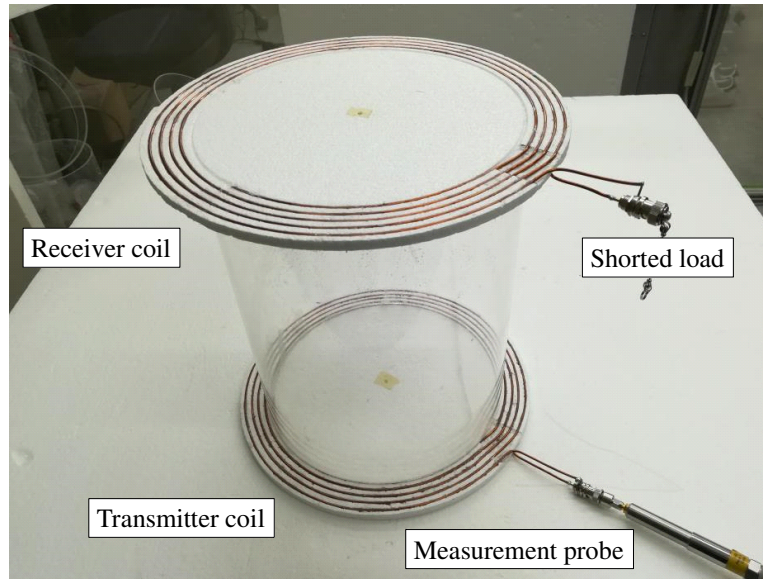


図 213: kQ 積の同定実験 (Gap $g = 300$ mm).

表 33: オープン型コイルの kQ 積の同定結果 (提案法)

	$g = 150$ mm	$g = 300$ mm	$g = 450$ mm
$Z_{in,s}$ [Ω]	4900	348	52.5
$Z_{in,o}$ [Ω]	1.30	1.20	1.18
$k \sqrt{Q_1 Q_2}$	67.4	17.0	6.59

A.5 実験

A.5.1 実験条件

提案手法の有効性を検証するため、図 203(b) に示すオープン型コイルを用いた WPT システムを構築し、入力インピーダンス Z_{in} に基づく kQ 積の同定実験を行った。なお、 Z_{in} を測定する手法は図 212 に示す 2 通りが考えられ、図 212(a) ではインピーダンスアナライザ等を用いて直接 Z_{in} を測定するが、図 212(b) では WPT システムの共振条件から入力端の力率が 1 となることに着目し、高周波電源を利用して与えた入力電圧および入力電流をオシロスコープ等によって計測し、これらの比から Z_{in} を計算する。本稿では図 212(a) の構成を採用し、測定の様子を図 213 に示す。

送受電器間の伝送距離 g は 150 mm, 300 mm, 450 mm の 3 通りとし、それぞれの条件において負荷を短絡あるいは開放とした際の入力インピーダンス $Z_{in,s}$ および $Z_{in,o}$ を測定した。また、これらの値を (A-29) 式に代入し、各実験条件における kQ 積を同定し、WPT システムの効率評価を行った。

表 34: kQ 積の同定結果に基づく最大伝送効率の計算値と実測値

	$g = 150 \text{ mm}$	$g = 300 \text{ mm}$	$g = 450 \text{ mm}$
VNA (Exp.)	0.97	0.89	0.74
Prop. (Est.)	0.97 ($\approx \eta_{\max}$)	0.89 ($\approx \eta_{\max}$)	0.74 ($\approx \eta_{\max}$)

表 35: kQ 積の同定結果に基づく最適負荷値の計算結果と伝送効率最大化の検討

	$g = 150 \text{ mm}$	$g = 300 \text{ mm}$	$g = 450 \text{ mm}$
$R_{Lopt} [\Omega]$	80.9	20.4	8.00
η_{opt}	0.97 ($\approx \eta_{\max}$)	0.89 ($\approx \eta_{\max}$)	0.74 ($\approx \eta_{\max}$)

A.5.2 kQ 積の同定結果と最大伝送効率の評価

各条件における入力インピーダンスの測定結果とこれらに基づいて同定した kQ 積の値を表 33 に示す。ここで、表 32 で示したように 2 ポート測定系を利用した際に測定できなかった送受電器の結合が強い条件においても、提案手法では kQ 積の値を同定できている。しかし、 kQ 積そのものを同定できることはさほど重要ではなく、同定した値によって WPT システムの効率特性が十分に評価できることを確かめなければならない。

本稿では得られた kQ 積を (A-4) 式に代入して算出した最大効率 η_{\max} と VNA を用いて測定した WPT システムの実際の最大効率 η_{\max} の測定結果を比較する。これらの結果は表 34 に示す通りであり、(A-4) 式によって与えられる η_{\max} の計算結果はほぼ正確に WPT システムの性能を示しているため、提案手法の有効性が確認できる。

A.5.3 kQ 積の制御応用による伝送効率最大化

最後に、本手法で同定した kQ 積によって電力伝送効率を最大化するための制御に応用できることを確認する。 kQ 積の同定結果を (A-3) 式に代入することで最適負荷 R_{Lopt} を算出し、負荷側の等価抵抗値が R_{Lopt} となるように制御した場合の電力伝送効率 η_{opt} を VNA で測定した。

R_{Lopt} の計算結果および η_{opt} の測定結果を表 35 に示す。いずれの条件においても R_{Lopt} を適切に計算できており、電力伝送効率 η をほぼ最大化できている。従って、提案手法を用いた kQ 積の同定法を制御応用できることが示されたが、本実験では kQ 積の同定結果に基づいた R_{Lopt} を事前に求めて接続しており、実際のアプリケーションでは負荷変動が生じる際においても R_{Lopt} を満たす制御を実装しなければならないため、正確な kQ 積の同定に加えて、高度な制御実装技術が必要になると考えられる。

A.6 まとめ

本研究では磁界共振結合を用いた WPT システムの最大効率を定める kQ 積に着目し、システム全体の入力インピーダンスに基づいて kQ 積を同定する手法を提案した。特に、オープン型コイルを用いた WPT システムではコイル自身の浮遊容量を積極的に利用しているため、送受電コイルの結合係数および Q 値を測定することが難しいが、提案手法では 1 ポート測定系のみを用いて kQ 積を極めて簡易的に同定できることを示した。また、インピーダンスアナライザを用いた測定実験および VNA を用いた効率測定の結果から、提案手法によって同定した kQ 積の値からシステムの効率特性を適切に評価できることを示した。

今後の課題として、本研究で示した電力伝送効率の評価では十分な有効桁数を取得できなかったため、より正確な測定値を得るための実験環境の整備が挙げられる。また、実応用する際に周囲の環境が与える影響についても検討し、提案手法の有効性について更なる検証を行う。

参考文献

- [1] 国土交通省,「環境：運輸部門における二酸化炭素排出量」
http://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/environment/sosei_environment_tk_000007.html
- [2] 環境省,「日本の約束草案（2020 年以降の新たな温室効果ガス排出削減目標）」
<https://www.env.go.jp/earth/ondanka/ghg/2020.html>
- [3] 外務省,「エネルギーをめぐる国際的議論 Vol.4 IEA 発行「世界の電気自動車の見通し（2017）」レポートの概要」, https://www.mofa.go.jp/mofaj/ecm/es/page25_001146.html
- [4] United Nations Framework Convention on Climate Change (UNFCCC), “Paris Agreement”
https://unfccc.int/sites/default/files/english_paris_agreement.pdf
- [5] International Energy Agency “Energy Technology Perspectives 2015 ”
<http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/ETP2015.pdf>
- [6] 経済産業省,「EV・PHV ロードマップ検討会報告書」
<http://www.meti.go.jp/press/2015/03/20160323002/20160323002-3.pdf>
- [7] 経済産業省資源エネルギー庁, 「長期エネルギー需給見通し関連資料」
http://www.enecho.meti.go.jp/committee/council/basic_policy_subcommittee/mitoshi/010/pdf/010_06.pdf
- [8] 鶴岡慶雅, 豊田靖, 堀洋一,「電気自動車のトラクションコントロールに関する基礎研究」,
電気学会論文誌 D, Vol. 118, No. 1, pp. 44–50, 1998.
- [9] Y. Hori, “Future vehicle driven by electricity and control-research on four wheel motored UOT electric March II,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 5, pp. 954–962, Oct. 2004.
- [10] 坂井真一郎, 佐渡秀夫, 堀 洋一,「電気自動車における車体速度情報不要の新しいタイヤ空転検出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 120, No. 2, pp. 281–287, 2000.
- [11] 藤本博志, 吉村雅貴,「電気自動車におけるスリップ率制御に基づく駆動力制御法」, 自動車技術会春季大会学術講演会前刷集, pp. 8–11, 2011.

- [12] 郡司大輔, R. L. Rodriguez, 人見尚弘, 向井善也, 下村洋輔, 松田靖之, 居村岳広, 藤本博志, 「走行中ワイヤレス給電の市街地道路への展開に関する基礎検討」, 自動車技術会学術講演会講演予稿集, No. 95, 2018.
- [13] 日産: リーフ [LEAF] Web カタログ, <https://www3.nissan.co.jp/vehicles/new/leaf.html>
- [14] テスラ ギガファクトリー, <https://www.tesla.com/jp/gigafactory?redirect=no>
- [15] 経済産業省資源エネルギー庁資源・燃料部, 「中長期を見据えた資源・燃料政策の視点について」
http://www.meti.go.jp/committee/sougouenergy/shigen_nenryo/pdf/023_04_00.pdf
- [16] 経済産業省資源エネルギー庁, 「EV 普及のカギをにぎるレアメタル」
http://www.enecho.meti.go.jp/about/special/johoteikyo/ev_metal.html
- [17] 東工大ニュース, 「超イオン伝導体を発見し全固体セラミックス電池を開発—高出力・大容量で次世代蓄電デバイスの最有力候補に—」 <https://www.titech.ac.jp/news/2016/033800.html>
- [18] ABB, 「ABB は初の 350kW ハイパワー EV 充電器を発売し、e モビリティを追求」
<http://www.abb.com/cawp/seitp202/c2a0e87d9fcb1bd8c125827c0032639e.aspx>
- [19] 久保登, 「超小型電気自動車を作る未来」, 次世代自動車産業研究会 8 月度技術者会講演資料, 2017.
- [20] 経済産業省資源エネルギー庁省エネルギー・新エネルギー部新エネルギーシステム課水素・燃料電池戦略室, 「水素基本戦略の策定・規制見直しの必要性について」
http://www.meti.go.jp/committee/kenkyukai/safety_security/suiso_nenryodenchi/pdf/001_03_00.pdf
- [21] 経済産業省資源エネルギー庁資源・燃料部石油流通課, 「揮発油販売業者数及び給油所数の推移（登録ベース）」, <http://www.meti.go.jp/press/2017/07/20170704007/20170704007-1.pdf>
- [22] トヨタ自動車 MIRAI <https://toyota.jp/mirai/>
- [23] SCANIA, “World’s first electric road opens in Sweden”
<https://www.scania.com/group/en/worlds-first-electric-road-opens-in-sweden/>
- [24] Research and Innovation Platform for Electric Roads, <http://www.electricroads.org>
- [25] SIEMENS, “Press release - Siemens demonstrates first eHighway system in the U.S.,”
<https://www.siemens.com/press/en/pressrelease/?press=en/pressrelease/2017/mobility/pr2017110069moen.htm&content=MO>

- [26] 田島孝光, 中里喜美, 和地雄, 「450kW 走行中充電システムの研究」, 自動車技術会学術講演会講演予稿集, No. 90, 2018.
- [27] Qualcomm, “From wireless to dynamic electric vehicle charging: The evolution of Qualcomm Halo [video],” <https://www.qualcomm.com/news/onq/2017/05/18/wireless-dynamic-ev-charging-evolution-qualcomm-halo>
- [28] Fabric — Fabric EU Project, <https://www.fabric-project.eu/>
- [29] SELECT: Sustainable Electrified Transportation Center, <https://select.usu.edu/>
- [30] 堀洋一, 「100 年後のクルマ」, 『技術総合誌 OHM 創刊 100 周年記念号』, 2014 年 11 月, 101 巻.
- [31] A. W. Green and J. T. Boys, “10 kHz inductively coupled power transfer-concept and control,” in *Proc. 5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, 1994, pp. 694–699.
- [32] A. Zaheer, G. A. Covic, and D. Kacprzak, “A bipolar pad in a 10-kHz 300-W distributed IPT system for AGV applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3288–3301, Jul. 2014.
- [33] A. W. Kelley and W. R. Owens, “Connectorless power supply for an aircraft-passenger entertainment system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 348–354, Jul. 1989.
- [34] S. Y. R. Hui and W. W. C. Ho, “A new generation of universal contactless battery charging platform for portable consumer electronic equipment,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 3, pp. 620–627, May 2005.
- [35] 高橋俊輔: 「EV 用ワイヤレス給電システムにおける効率向上」, 電子情報通信学会技術研究報告, WPT2012-22, 2012, pp. 11–16.
- [36] S. Li and C. C. 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, Mar. 2015.
- [37] H. McDermott, “An advanced multiple channel cochlear implant,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 36, no. 7, pp. 789–797, Jul. 1989.
- [38] P. Si, A. P. Hu, S. Malpas, and D. Budgett, “A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 2, no. 1, pp. 22–29, Mar. 2008.

- [39] A. Abdolkhani, A. P. Hu, G. A. Covic, and M. Moridnejad, "Through-hole contactless slipring system based on rotating magnetic field for rotary applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3644–3655, Nov./Dec. 2014.
- [40] J. T. Boys and G. A. Covic, "The inductive power transfer story at the university of auckland," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 6–27, May 2015.
- [41] A. Kawamura, Kazuaki Ishioka, and Junji Hirai, "Wireless transmission of power and information through one high-frequency resonant AC link inverter for robot manipulator applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, pp. 503–508, May/Jun. 1996.
- [42] C. Park, S. Lee, G. H. Cho, S. Y. Choi, and C. T. Rim, "Two-dimensional inductive power transfer system for mobile robots using evenly displaced multiple pickups," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 558–565, Jan./Feb. 2014.
- [43] S. Chopra and P. Bauer, "Driving range extension on EV with on-road contactless power transfer — a case study", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 329–338, Jan. 2013.
- [44] G. A. Covic and J. T. Boys, "Modern trends in inductive power transfer for transportation application," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no.1, pp. 28–41, Mar. 2013.
- [45] M. Hutin and M. Leblanc, "Transformer system for electric railways," U.S. Patent 527 857, Oct. 23, 1894.
- [46] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. 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, no.1, pp. 18–36, Mar. 2015.
- [47] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S. Jeon, and D. 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, Mar. 2014.
- [48] J. M. Miller, O. C. Onar, C. White, S. Campbell, C. Coomer, L. Seiber, R. Sepe, and M. Chinthavali, "Demonstrating dynamic charging of an electric vehicle: the benefit of electrochemical capacitor smoothing," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 1, no.1, pp. 12–24, Mar. 2014.
- [49] L. Chen, G. R. Nagendra, J. T. Boys, and G. A. Covic, "Double-coupled systems for IPT roadway applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no.1, pp. 37–48, Mar. 2015.

- [50] 鈴木良輝, 水谷豊, 杉浦貴光, 坂井尚貴, 大平孝, 「電化道路をタイヤ集電で走行する電気自動車の 1/32 スケールモデル試作実験」, 電気学会論文誌 D, vol. 134 no. 7, pp. 675–682, 2014.
- [51] 居村岳広・岡部浩之・内田利之・堀洋一: 「共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送」, 電気学会論文誌 D, vol. 130, no. 1, pp. 76–83, 2010.
- [52] 居村岳広, 堀洋一, 「電磁誘導における磁界共振結合の優位性」, 電子情報通信学会研究会 WPT 研究会, WPT2015-21, pp.1-6, 2015
- [53] 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. 136, No. 6, pp. 697–710, 2015.
- [54] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance,” *Science Express*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Jun. 2007.
- [55] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljačić, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” *Annals of Physics*, vol. 323, Issue 1, pp. 34–48, Jan. 2008.
- [56] 庄木裕樹: 「ワイヤレス電力伝送の技術動向・課題と実用化に向けた取り組み」, 電子情報通信学会技術研究報告, WPT2010-07, 2010, pp. 19–24.
- [57] 特許庁, 「平成 26 年度特許出願技術動向調査報告書 (概要): 非接触給電関連技術」, 2015.
- [58] 居村岳広, 岡部浩之, 堀洋一, 「kHz~MHz~GHz における磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送用アンテナの提案」, 電子情報通信学会総合大会, BS9-5, S-24–S-25, 2010.
- [59] SAE International: “J2954 — Wireless power transfer for light-duty plug-in/electric vehicles and alignment methodology,” Issued on May 2016, Revised on Nov. 2017.
- [60] JAXA 研究開発部門, 「宇宙太陽光発電システム (SSPS) の研究」
<http://www.ard.jaxa.jp/research/ssps/ssps.html>
- [61] H. Hao, G. A. Covic, J. T. Boys, “An Approximate Dynamic Model of LCL-T-Based Inductive Power Transfer Power Supplies,” *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5554–5567, 2014.
- [62] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, and C. C. Mi, “A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 6, Jun. 2015.
- [63] 居村岳広・岡部浩之・内田利之・堀洋一: 「等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究」, 電気学会論文誌 D, vol. 130, no. 1, pp. 84–92, 2010.

- [64] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, “New characteristics analysis considering transmission distance and load variation in wireless power transfer via magnetic resonant coupling,” in *Proc. IEEE INTELEC*, 2012, pp. 1–5.
- [65] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, “Study on maximize efficiency by secondary side control using DC-DC converter in wireless power transfer via magnetic resonant coupling,” in *Proc. EVS27*, 2013, pp. 1–5.
- [66] 平松敏幸・黄孝亮・加藤昌樹・居村岳広・堀 洋一：「ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御」, 電気学会論文誌 D, vol. 135, no. 8, pp. 847–854, 2015.
- [67] 栗井郁雄, 「磁気結合共振器型ワイヤレス給電システムの BPF 理論による設計法」, 電気学会論文誌 C, vol. 130, no. 12, pp. 2192–2197, 2010.
- [68] 入江寿一, 田原陽介, 「非接触給電装置における T-LCL 形と T-CLC 形イミタンス変換器のカスケード構成」, 電気学会論文誌 D, vol. 129 no. 5, pp. 511–517, 2009.
- [69] 森脇悠介, 居村岳広, 堀洋一, 「磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の DC/DC コンバータを用いた負荷変動時の反射電力抑制に関する検討」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 2, pp. 403–406, 2011.
- [70] 宅崎恒司・星伸一：「非接触給電装置の共振回路高効率化のための受電側降圧コンバータの動作条件の検討」, 電気学会論文誌 D, vol. 132 no. 10, pp. 966–975, 2012.
- [71] D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, “Operating Point Setting Method for Wireless Power Transfer with Constant Voltage Load”, in *Proc. 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 881–886, 2015
- [72] D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, “Stability Analysis of Constant Power Load and Load Voltage Control Method for Wireless In-Wheel Motor”, in *Proc. The 9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, pp. 1–6, 2015
- [73] M. Sato, G. Yamamoto, D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, “Development of Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 5270–5278, Jul. 2016.
- [74] 郡司大輔・居村岳広・堀洋一：「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.
- [75] 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, vol.137, no.1, pp. 36–43, 2017.

- [76] J. M. Miller, O. C. Onar, and M. Chinthavali, “Primary-side power flow control of wireless power transfer for electric vehicle charging,” *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 147–162, Mar. 2015.
- [77] 小林大太・居村岳広・堀洋一：「走行中ワイヤレス給電システムにおけるリアルタイム最大効率制御」, 電気学会論文誌 D, vol. 136 no. 6, pp. 425–432, 2016.
- [78] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy, and D. Bronson, “A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control,” *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 8, no. 3, pp. 585–595, Aug. 2012.
- [79] H. Ishihara, F. Moritsuka, H. Kudo, S. Obayashi, T. Itakura, A. Matsushita, H. Mochikawa, and S. Otaka, “A voltage ratio-based efficiency control method for 3 kW wireless power transmission,” in *Proc. IEEE APEC*, 2014, pp. 1312–1316.
- [80] 郡司大輔・居村岳広・藤本博志：「磁界共振結合ワイヤレス給電における相互通信を要さない伝送電力制御手法」, 電気学会論文誌 D, vol. 136, no. 3, pp. 222–231, 2016.
- [81] V. Jiwariyavej, T. Imura, and Y. Hori, “Coupling coefficients estimation of wireless power transfer system via magnetic resonance coupling using information from either side of the system,” *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 191–200, Mar. 2015.
- [82] J. P. W. Chow and H. S. H. Chung, “Use of primary-side information to perform online estimation of the secondary-side information and mutual inductance in wireless inductive link,” in *Proc. IEEE APEC*, 2015, pp. 2648–2655.
- [83] 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」, 電気学会論文誌 D, vol. 132, no. 1, pp. 123–124, Jan. 2012.
- [84] T. Ohira, “What in the world is Q ?,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 17, no.6, pp. 42–49, May 2016.
- [85] Ganesh R. Nagendra, Liang Chen, Grant A. Covic, and John T. Boys, “Detection of EVs on IPT High- ways,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 3, pp. 584–597, (2014).
- [86] Abhilash Kamineni, Michael J. Neath, Adeel Zaheer, Grant A. Covic, and John T. Boys, “Interoperable EV detection for dynamic wireless charging with existing hardware and free resonance,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 2, pp 370–379, Jun. 2017.
- [87] P.-A. Gori, et al., “Sensorless inductive power transfer system for electric vehicles: strategy and control for automatic dynamic operation,” in *EPE’17 ECCE Europe*, pp. 1–10.

- [88] Young Dae Ko, Young Jae Jang, “The Optimal System Design of the Online Electric Vehicle Utilizing Wireless Power Transmission Technology,” *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 14, no. 3, pp.1255–1265, 2013.
- [89] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim, “Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6533–6545, Oct. 2016.
- [90] S. Lee, B. Choi and C. T. Rim, “Dynamics characterization of the inductive power transfer system for online electric vehicles by laplace phasor transform“, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5902–5909, Dec. 2013
- [91] 郡司大輔・居村岳広・堀洋一：「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側電圧包絡線モデルの導出と制御設計への応用」，信学技報，WPT2014-32, 2014, pp.45–50.
- [92] 角谷勇人，藤本博志，「車載モータを搭載した電気自動車のドライブシャフト振動抑制制御を用いた駆動力制御法」，平成 24 年電気学会産業計測制御研究会，IIC-12-106, pp. 115–120, 2012.
- [93] 天田順也，藤本博志，「車載モータを搭載した電気自動車におけるドライブシャフト共振抑制を用いた駆動力制御法」，平成 25 年産業計測制御/メカトロニクス制御合同研究会，IIC-13-003/MEC-13-003, pp.13–18, 2013.
- [94] 鈴木稔，堺香代，岡田浩一，牧野祐介，「インホイールモータユニットの開発」，NTN TECHNICAL REVIEW, No. 75, pp. 46–52, 2007.
- [95] 村田智史，「インホイールモータ駆動ユニットの開発」，自動車技術会論文集, vol. 42, no. 3, pp. 767–771, 2011.
- [96] 赤穂大輔，中津慎利，勝山悦生，高桑佳，吉末監介，「インホイールモータ車の車両運動制御開発」，自動車技術会学術講演会前刷集，No. 120-10, pp. 1–6, 2011.
- [97] 藤本博志，「インホイールモータとタイヤ横力センサを用いた電気自動車の運動制御」，自動車技術, vol.65, no. 3, pp. 91–97, 2011.
- [98] 藤本博志，「航続距離を延長する電気自動車の制御システム」，自動車技術, vol. 66, no. 9, pp. 61–66, 2012.
- [99] 藤本博志，江上奨，前田健太，齋藤潤，半田和功，「安全性／快適性／航続距離向上のための前後輪独立駆動電気自動車の制御」，自動車技術会春季大会学術講演会前刷集, pp. 5–8, 2012.
- [100] 佐藤慎介，藤本博志，「インホイールモータを搭載した電気自動車によるピッチング制御法の提案」，平成 19 年電気学会産業計測制御研究会，IIC-07-81, pp.65–70, 2007.

- [101] 落直哉, 藤本博志, 堀洋一, 「四輪インホイールモータを搭載した電気自動車における正負のアンチダイブ力を用いたロール・ピッチ制御」, 第 21 回機械学会交通・物流部門大会論文集, pp. 95–98, 2012.
- [102] 福留秀樹, 「インホイールモータによる車両前後振動軽減」, 自動車技術会秋季大会学術講演会講演予稿集, pp. 448–453, 2015.
- [103] 勝山悦生, 大前彩奈, 「インホイールモータを用いたばね下逆スカイフックダンパ制御による乗り心地の研究」, 自動車技術会論文集, vol.48, no.2, pp.349–354, 2017.
- [104] 「ワイヤレスインホイールモータシステムの制御」, 東洋電機技報, vol. 133, p. 7, 2016-4.
- [105] 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.
- [106] 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.
- [107] 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」, 自動車技術会春季大会学術講演会講演予稿集, S160, pp. 846–851, 2015.
- [108] 山本岳, 郡司大輔, 居村岳広, 藤本博志, 「ワイヤレスインホイールモータの送電電圧および負荷電圧制御による電力伝送効率最大化の検討」, 電気学会論文誌 D, vol. 136, no. 2, pp. 118–125, 2016.
- [109] 藤本博志, 天田順也, 宮島孝幸, 「可変駆動ユニットシステムを有する電気自動車の開発と制御」, 自動車技術会春季大会学術講演会前刷集, No. 8-13, pp. 17–20, 2013.
- [110] 山本岳, 居村岳広, 藤本博志, 「インホイールモータへのワイヤレス電力伝送における送受電コイルの設計」, 平成 26 年産業計測制御/メカトロニクス制御合同研究会, IIC-14-073/MEC-14-061, pp. 103–108, 2014.
- [111] 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」, 自動車技術会秋季大会学術講演会講演予稿集, No. 113-14, pp. 9–12, 2014.
- [112] 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」, 自動車技術会春季大会学術講演会講演予稿集, S267, pp. 1389–1394, 2015.

- [113] H. Fujimoto, M. Sato, D. Gunji, and T. Imura, “Development and Driving Test Evaluation of Electric Vehicle with Wireless In-Wheel Motor”, in *Proc. International Electric Vehicle Technology Conference & Automotive Power Electronics Japan (EVTeC & APE Japan)*, 2016.
- [114] Utah State University, “Electric Vehicle and Roadway (EVR),” <https://select.usu.edu/evr/>
- [115] KmatriX, “Wireless Charging Electric Bus,” <https://kmatrix.kaist.ac.kr/wireless-charging-electric-bus/>
- [116] 竹内琢磨, 居村岳広, 藤本博志, 堀洋一, 「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」, 電気学会産業応用部門半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-16-004/MD-16-004, pp. 19–24, 2016.
- [117] 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」, 電気学会産業応用部門半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-17-017/MD-17-017, pp.33–38, 2017.
- [118] 大平孝: 「1 ポートアナライザで kQ 積を測定する方法」, 電気・電子・情報関係学会東海支部連合大会, S1-4, 2015.
- [119] K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Simplified measuring method of kQ product for wireless power transfer via magnetic resonance coupling based on input impedance measurement,” in *Proc. IEEE IECON*, 2017.
- [120] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, “Study on open and short end helical antennas with capacitor in series of wireless power transfer using magnetic resonant couplings,” in *Proc. IEEE IECON*, 2009.
- [121] H. Hirayama, T. Amano, N. Kikuma, and K. Sakakibara, “A consideration of open- and short-end type helical antennas for magnetic-coupled resonant wireless power transfer,” in *Proc. EuCAP*, 2012.

発表文献・研究業績

論文誌論文

1. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の入力インピーダンスに基づく kQ 積の一同定法」, 電気学会論文誌 D (査読中)
2. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「ワイヤレス給電の送電側と受電側における電圧仕様と電力要求に基づく分類と設計指針の提案」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 4, pp. 330–339, 2018 年 4 月
3. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「ハーフアクティブ整流器を用いたワイヤレス給電システムの受電側電力制御に基づく送電側効率制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 1, pp. 22–29, 2018 年 1 月
4. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送における受電側情報を用いた 2 変数同時推定法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 2, pp. 104–111, 2017 年 2 月 (Selected and Translated to publish in the Journal of Electrical Engineering in Japan, Wiley)

査読のある国際会議の論文

5. K. Hata, K. Hanajiri, T. Imura, H. Fujimoto, Y. Hori, M. Sato, and D. Gunji, “Design and Implementation of Sensorless Vehicle Detection Method for In-motion Wireless Power Transfer,” in *the 31st International Electric Vehicle Symposium & Exhibition and International Electric Vehicle Technology Conference 2018 (EVS31&EVTeC2018)*, Kobe, Japan, Sep./Oct. 2018. (To be presented)
6. K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori, “Soft-Start Control Method for In-motion Charging of Electric Vehicles Based on Transient Analysis of Wireless Power Transfer System,” in *the 10th Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2018)*, Portland, Oregon, USA, Sep. 2018. (To be presented)

7. K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Comparison of Soft-Starting Methods for In-motion Charging of Electric Vehicles to Suppress Start-up Current Overshoot in Wireless Power Transfer System," in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference & EXPO Asia-Pacific (ITEC-AP 2018)*, Bangkok, Thailand, Jun. 2018. (**Best Paper Award 受賞**)
8. K. Hata, K. Hanajiri, T. Imura, H. Fujimoto, Y. Hori, M. Sato, and D. Gunji, "Driving Test Evaluation of Sensorless Vehicle Detection Method for In-motion Wireless Power Transfer," in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC2018 - ECCE Asia)*, Niigata, Japan, May 2018.
9. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, "Simplified Measuring Method of kQ Product for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling Based on Input Impedance Measurement," in *the 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2017)*, Beijing, China, Oct. 2017.
10. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, "Dynamic Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles to Simplify Ground Facilities - Sensorless Vehicle Detection and Power Control Strategy -," in *the 30th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS30)*, Stuttgart, Germany, Oct. 2017.
11. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, "Efficiency Maximization of Wireless Power Transfer Systems with Two Modes of Half Active Rectifier Based on Primary Current Measurement," in *IEEE International Future Energy Electronics Conference 2017 - ECCE Asia (IFEEC2017 - ECCE Asia)*, Sichuan, China, Jun. 2017. (**NEC C&C 財団 若手優秀論文賞 受賞**)
12. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, "Efficiency Maximization of Wireless Power Transfer Based on Simultaneous Estimation of Generalized Two Parameters," in *the 2nd IEEE Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC2016)*, Sichuan, China, Dec. 2016.
13. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, "Efficiency Maximization of Wireless Power Transfer Based on Simultaneous Estimation of Primary Voltage and Mutual Inductance Using Secondary-Side Information," in *the 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2016)*, Firenze, Italy, Oct. 2016.
14. K. Hata, D. Kobayashi, T. Imura, and Y. Hori, "Dynamic Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle to Simplify Ground Facilities - Real-time Power Control and Efficiency Maximization -," in *the 29th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS29)*, Montreal, Canada, Jun. 2016.
15. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, "Simultaneous Estimation of Primary Voltage and mutual inductance based on secondary-side information in wireless power transfer systems," in *the IEEE*

MTT-S Wireless Power Transfer Conference (WPTC2016), Aveiro, Portugal, May 2016.

16. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Dynamic Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle to Simplify Ground Facilities - Power Control and Efficiency Maximization on the Secondary Side -,” in *the 31st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC2016)*, Long Beach, CA, USA, Mar. 2016.
17. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Analysis and Experiment on Harmonic Current Distortion in Wireless Power Transfer System Using a Diode Rectifier,” in *the 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2015)*, Yokohama, Japan, Nov. 2015.
(**Best Presentation Recognition in the session 受賞**)
18. K. Hata, X. Huang, and Y. Hori, “Power Flow Control of Magnetic Resonance Wireless Charging for Hybrid Energy Storage System of Electric Vehicles Application,” in *the 34th Chinese Control Conference and SICE Annual Conference 2015 (CCC&SICE2015)*, Hangzhou, China, Jul. 2015.
19. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Dynamic Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle to Simplify Ground Facilities - Power Control Based on Vehicle-Side Information -,” in *the 28th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS28)*, Goyang, Korea, May 2015.
20. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Maximum Efficiency Control of Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling Considering Dynamics of DC-DC Converter for Moving Electric Vehicles,” in *the 30th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC2015)*, Charlotte, NC, USA, Mar. 2015.

査読のない国際会議の論文

21. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Identification of kQ Product for Wireless Power Transfer System with Open End Coils Based on Input Impedance Measurement,” in *2017 Asian Wireless Power Transfer Workshop (AWPT2017)*, Singapore, Dec. 2017.
22. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Efficiency Maximization of Wireless Power Transfer Systems with Two Modes of Half Active Rectifier Based on Primary Current Measurement,” in *2016 Asian Wireless Power Transfer Workshop (AWPT2016)*, Sichuan, China, Dec. 2016.
(**Student’s Paper Award 受賞**)

国内学会の論文

23. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「オープン型コイルを用いたワイヤレス電力伝送システムの kQ 積の一同定法」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会, 横浜, 2018 年 8 月 (発表予定)
24. 畑勝裕・居村岳広・藤本博志・堀洋一：「磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送におけるソフトスタート動作に向けた入力電圧軌道の比較検討」, 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, 東京, 2018 年 4 月
25. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の最大効率動作に基づくシステム電圧の最適設計法と制約を考慮した設計法の提案」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 函館, 2017 年 8 月 (優秀論文発表賞 (本部表彰) 受賞)
26. 畑勝裕・居村岳広・藤本博志・堀洋一：「磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の低結合時における過渡解析とソフトスタート応用」, 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, 東京, 2017 年 7 月
27. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「走行中ワイヤレス給電における送電設備と EV システムの制御実装および実験検証」, 自動車技術会 2017 年春季大会, 横浜, 2017 年 5 月
28. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「ハーフアクティブ整流器を用いたワイヤレス給電の受電側電力制御に基づく送電側効率制御」, 電気学会平成 28 年度半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-17-017/MD-17-017, 大阪, 2017 年 1 月 (IEEE PELS Japan Chapter Young Engineer Award 受賞)
29. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送における kQ 積の簡易測定法」, 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, WPT2016-43, 広島, 2017 年 1 月
30. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側における 2 つの一般化変数の同時推定に基づく最大効率制御」, 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, WPT2016-30, 京都, 2016 年 10 月 (若手奨励賞 受賞)
31. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送における送電側電圧と相互インダクタンスの同時推定に基づく伝送効率最大化」, 電子情報通信学会 2016 年ソサイエティ大会, 札幌, B-21-30, 2016 年 9 月
32. 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, 1-96, 群馬, 2016 年 8 月
33. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「走行中ワイヤレス給電における車両側からの送電側電圧と相互インダクタンスの同時推定法」, 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, WPT2016-17, 東京, 2016 年 6 月

34. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「二次側制御による走行中ワイヤレス給電における電力制御の安定化」，電気学会平成 27 年度半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-16-032/MD-16-032, 滋賀, 2016 年 1 月（優秀論文発表賞（部門表彰）受賞）
35. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送における二次側電力変換回路を用いた最大効率制御の実験検証」，電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, BS-8-1, 宮城, 2015 年 9 月
36. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「ダイオード整流回路を用いたワイヤレス電力伝送の高調波歪みに関する実験的検討」，電子情報通信学会 2015 年総合大会, B-21-14, 滋賀, 2015 年 3 月
37. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「地上設備を簡単化する走行中ワイヤレス給電のための基礎検討～二次側情報のみに基づく一次側電圧推定～」，電子情報通信学会無線電力伝送研究会, WPT2014-53, 京都, 2014 年 11 月
38. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「二次側電圧制御を用いた最大効率制御に基づくワイヤレス電力伝送システムの電力設計」，電子情報通信学会 2014 年ソサイエティ大会, B-21-11, 徳島, 2014 年 9 月
39. 畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「長距離伝送における走行中ワイヤレス給電を目指した二次側 DC-DC コンバータによる最大効率制御」，電子情報通信学会無線電力伝送研究会, WPT2014-33, 東京, 2014 年 6 月

共著論文（査読のある国際会議）

40. K. Hanajiri, K. Hata, T. Imura, and H. Fujimoto, “Maximum Efficiency Operation in Wider Output Power Range of Wireless In-Wheel Motor with Wheel-side Supercapacitor,” in *the 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2018)*, Washington DC, USA, Oct. 2018. (Accepted)
41. Y. Takahashi, K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Comparison of Capacitor- and Ferrite-less 85kHz Self-resonant Coils Considering Dielectric Loss for In-motion Wireless Power Transfer,” in *the 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2018)*, Washington DC, USA, Oct. 2018. (Accepted)
42. B. Ji, K. Hata, T. Imura, Y. Hori, S. Shimada, S. Honda, O. Kawasaki, S. Ichikawa, “Basic Study of Solar Battery Powered Wireless Power Transfer System with MPPT mode and DC Bus Stabilization for Lunar Rover,” in *the 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2018)*, Washington DC, USA, Oct. 2018. (Accepted)

43. H. Fujimoto, T. Takeuchi, K. Hanajiri, K. Hata, T. Imura, M. Sato, D. Gunji, and G. Guidi, “Development of Second Generation Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer,” in *the 31st International Electric Vehicle Symposium & Exhibition and International Electric Vehicle Technology Conference 2018 (EVS31&EVTeC2018)*, Kobe, Japan, Sep./Oct. 2018. (To be presented)
44. K. Hanajiri, K. Hata, T. Imura, and H. Fujimoto, “Dynamic Voltage Control for Maximum Efficiency Operation of WPT with Secondary-side Supercapacitor,” in *the 4th IEEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, Motion Control, and Optimization (SAMCON2018)*, Tokyo, Japan, Mar. 2018.
45. D. Kobayashi, K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Sensorless Vehicle Detection using Voltage Pulses in Dynamic Wireless Power Transfer System,” in *the 29th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS29)*, Montreal, Canada, Jun. 2016.
46. X. Huang, K. Hata, and Y. Hori, “Design Three-Level Converter as Supercapacitor Interface for EV Hybrid Energy Storage System,” in *the 34th Chinese Control Conference and SICE Annual Conference 2015 (CCC&SICE2015)*, Hangzhou, China, Jul. 2015.

共著論文（査読のない国際会議）

47. T. Nishimura, K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Velocity Estimation and Control of DC Motor Driven by Wireless Power Transfer,” in *2016 Asian Wireless Power Transfer Workshop (AWPT2016)*, Sichuan, China, Dec. 2016. **（Student’s Paper Award 2nd Prize 受賞）**

共著論文（国内学会）

48. 高橋芳明・畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「誘電体損を考慮した走行中ワイヤレス給電向けコンデンサレスかつフェライトレス 85kHz 自己共振コイルの実験検証」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会, 横浜, 2018 年 8 月（発表予定）
49. 高橋芳明・畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「走行中ワイヤレス給電に向けたコンデンサレスかつフェライトレス 85kHz 自己共振コイルの層間材料の影響」, 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, 札幌, 2018 年 7 月（発表予定）
50. B. Ji, K. Hata, T. Imura, Y. Hori, S. Shimada, S. Honda, O. Kawasaki, S. Ichikawa, “MPPT Mode Controlled Solar Battery Assisted Lunar Rover Wireless Power Transfer System with Constant Voltage Load Simulation and Experiment,” 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, 札幌, 2018 年 7 月（発表予定）

51. 藤本博志・竹内琢磨・畑勝裕・居村岳広・佐藤基・郡司大輔：「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，横浜，2017 年 5 月
52. 西村拓朗・畑勝裕・居村岳広・堀洋一：「ワイヤレス電力伝送によって駆動される DC モータの速度推定」，電子情報通信学会無線電力伝送研究会，WPT2016-35，京都，2016 年 10 月

招待講演・セミナー講演等

53. K. Hata, “Driving Test Evaluation of Sensorless Vehicle Detection Method for In-motion Wireless Charging of Electric Vehicles,” in *Taiwan-Japan Joint Workshop on Electric Vehicles*, Taipei, Taiwan, Aug. 8, 2018. (To be presented)
54. 畑勝裕：「走行中ワイヤレス給電技術とワイヤレスインホイールモータの研究開発」，(株)デンソー講演会，2018 年 7 月 12 日（発表予定）
55. 畑勝裕：「走行中ワイヤレス給電技術とワイヤレスインホイールモータの研究開発」，徳島大学研究クラスター・電気学会四国支部共催講演会，2018 年 1 月 29 日
56. 畑勝裕：「ワイヤレス給電技術応用」，サンケン電気（株）ワイヤレス給電セミナー（第三回），2017 年 12 月 21 日
57. 畑勝裕：「ワイヤレス給電技術基礎」，サンケン電気（株）ワイヤレス給電セミナー（第二回），2017 年 12 月 18 日
58. 畑勝裕：「将来の車のイメージ」，サンケン電気（株）ワイヤレス給電セミナー（第一回），2017 年 12 月 7 日
59. 畑勝裕：「走行中ワイヤレス給電技術とワイヤレスインホイールモータ」，サンケン電気（株）講演会，2017 年 9 月 29 日
60. 畑勝裕：「走行中ワイヤレス給電技術とワイヤレスインホイールモータ」，次世代自動車産業研究会，2017 年 8 月 18 日
61. 畑勝裕：「電気自動車の走行中ワイヤレス給電に向けた基礎研究と実証実験」，自動車技術会第 1 回ワイヤレス給電システム技術部門委員会，2017 年 4 月 19 日
62. 畑勝裕：「EV の走行中ワイヤレス給電に向けた基礎研究～停車中給電から走行中給電への課題と現状～」，第 31 回パワーエレクトロニクス学会専門講習会，2016 年 11 月 12 日
63. 黄孝亮，畑勝裕，小林大太：「電気自動車の走行中給電のための電池・キャパシタ・ワイヤレス電力伝送によるハイブリッドシステムに関する基礎研究」，キャパシタフォーラム「12 周年記念技術セミナー」，2016 年 5 月 20 日

64. 畑勝裕, 竹内琢磨 : 「電気自動車の走行中ワイヤレス給電と LiC を用いたハイブリッドエネルギーシステムのパワーフロー制御」, 自動車技術会第 1 回蓄電システム技術部門委員会, 2016 年 4 月 27 日

雑誌・その他

65. 畑勝裕・居村岳広・藤本博志・佐藤基・郡司大輔 : 「世界初！道路からインホイールモータに直接ワイヤレス給電」, MOTOR エレクトロニクス, No. 10, CQ 出版社 (掲載予定)
66. 郡司大輔・佐藤基・畑勝裕・居村岳広・藤本博志 : 「道路からインホイールモータへの走行中ワイヤレス給電に成功」, 自動車技術, Vol.71, No.10, pp. 120-121, 2017
67. 畑勝裕・居村岳広・藤本博志・佐藤基・郡司大輔 : 「インホイールモータとワイヤレス給電技術の融合」, MOTOR エレクトロニクス, No. 8, pp. 40-71, CQ 出版社, 2017 年 10 月
68. 畑勝裕 : 「実験・EV 走行中ワイヤレス給電」, MOTOR エレクトロニクス, No. 6, pp. 23-77, CQ 出版社, 2017 年 1 月
69. 畑勝裕 : 「学界情報 国際会議レポート : The 29th World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS29), June 19-22, 2016, Montreal, Canada」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 1, PNL1_2, Jan. 2017.

特許出願

70. 居村岳広・平松敏幸・畑勝裕・藤本博志・堀洋一・佐藤基 : 「受電装置」, 特開 2017-93094, 2017 年 5 月 25 日公開

受賞

71. K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori , Best Paper Award, 2018 IEEE Transportation Electrification Conference & EXPO Asia-Pacific (ITEC-AP 2018), Jun. 2018.
72. 畑勝裕, 平成 29 年産業応用部門大会優秀論文発表賞 (本部表彰), 電気学会, 2018 年 3 月
73. 畑勝裕, 2017 Young Engineer Award, IEEE Power Electronics Society Japan Chapter, 2018 年 2 月
74. 畑勝裕, 2017 年度 C&C 若手優秀論文賞, NEC C&C 財団, 2018 年 1 月

75. 東京大学藤本研究室のメンバー, パワー・エレクトロニクス・アワード 2017 読者賞, 日経エレクトロニクス, 2017 年 12 月 (研究室として受賞)
76. 畑勝裕, 平成 28 年産業応用部門研究会優秀論文発表賞 (部門表彰), 電気学会, 2017 年 3 月
77. 畑勝裕, 2016 年度若手奨励賞, 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, 2017 年 3 月
78. K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, Student's Paper Award, 2016 Asian Wireless Power Transfer Workshop (AWPT2016), Dec. 2016.
79. T. Nishimura, K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, Student's Paper Award 2nd Prize, 2016 Asian Wireless Power Transfer Workshop (AWPT2016), Dec. 2016.
80. K. Hata, Best Presentation Recognition in the session SS06-01: Wireless Power Transfer - Analysis and Evaluation, the 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2015), Nov. 2015.

投稿準備中の論文誌論文

- K. Hata, K. Hanajiri, T. Imura, H. Fujimoto, Y. Hori, M. Sato, and D. Gunji, "Sensorless Vehicle Detection Method for In-motion Wireless Charging of Electric Vehicles," IEEE Transactions on Industry Applications (投稿準備中)
- K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Soft-Start Control for In-motion Charging of Electric Vehicles Based on Transient Analysis of Wireless Power Transfer System," IEEE Transactions on Power Electronics (投稿準備中)
- K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, "Maximum Efficiency Control of Wireless Power Transfer Based on Simultaneous Estimation of Generalized Two Parameters," IEEE Transactions on Industrial Electronics (投稿準備中)
- 畑勝裕・居村岳広・堀洋一:「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側制御による伝送効率最大化と電力制御の安定化」, 電気学会論文誌 D (投稿準備中)