

-修士論文-

磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の  
負荷側制御に関する研究  
～キャパシタ電気自動車の走行中充電への適用～

Research on Load Side Control  
in Wireless Power Transfer System  
via Magnetic Resonance Coupling with the Aim  
to Charge Capacitor Electric Vehicle on the Move

平成 24 年 2 月 8 日(水)提出

指導教員:堀洋一教授

東京大学大学院

工学系研究科電気系工学専攻

堀・藤本研究室

37-106503 森脇悠介

## 内容梗概

電磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送による電気自動車の走行中充電の実現を目指して研究を行った。本論文では負荷側に搭載される DC/DC コンバータの制御技術に焦点をあて、キャパシタ充電法および走行時の高効率電力伝送を提案し研究を行った。実験車両である WiC-COMS(Wireless Capacitor-COMS)を制作し、実験にて提案手法の有効性を示した。

# 目次

第1章	序論	
1.1	研究背景	
1.1.1	電気自動車と充電問題	1
1.1.2	ワイヤレス電力伝送	3
1.2	研究目的	3
1.3	本論文の構成	4
第2章	キャパシタ電気自動車とワイヤレス電力伝送	
2.1	電気自動車へのキャパシタの適用	5
2.1.1	電気自動車における蓄電媒体	5
2.1.2	電気二重層キャパシタ	6
2.1.3	電気自動車へのキャパシタの適用動向	7
2.2	ワイヤレス電力伝送の電気自動車への適用動向	8
2.3	まとめ	12
第3章	磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送	
3.1	磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送	13
3.2	磁界共振結合の等価回路による解析	15
3.2.1	等価回路モデル化	15
3.2.2	kHz帯を用いたワイヤレス電力伝送	16
3.2.3	自己共振周波数を用いたワイヤレス電力伝送	17
3.3	まとめ	20
第4章	DC/DCコンバータによるインピーダンス変換法	
4.1	高効率追従制御	21
4.1.1	インピーダンス変換による高効率追従法	21
4.1.2	共振周波数追従制御	21
4.1.3	負荷側での高効率制御の意義	22
4.2	DC/DCコンバータによるインピーダンス変換法	22
4.2.1	降圧チョッパ	23
4.2.2	昇圧チョッパ	24
4.3	実験による検証	25
4.3.1	実験概要	25
4.3.2	実験結果	28
4.4	まとめ	32

第 5 章	ワイヤレスキャパシタコムス	
5.1	WiC-COMS(Wireless Capacitor-COMS)の製作とその構成	33
5.2	DC/DC コンバータ構成	35
5.3	キャパシタ充電制御法	36
5.3.1	定電流による充電	36
5.3.2	二次側電圧一定制御による充電	37
5.4	キャパシタ充電実験による検証	40
5.4.1	キャパシタ充電実験	40
5.4.2	アンテナ間距離変化時の検証	42
5.5	まとめ	43
第 6 章	結合状態推定を用いた DC/DC コンバータによる最高効率追従制御	
6.1	結合状態を推定することの意義	44
6.2	結合状態推定法	45
6.2.1	結合状態推定法の提案	45
6.2.2	実験による検証	46
6.3	結合状態推定法に基づく MET 制御法	48
6.3.1	結合状態推定法に基づく MET 制御法の提案	48
6.3.2	シミュレーションによる効率改善効果の確認	49
6.3.3	実験による効率改善効果の検証	51
6.4	まとめ	54
第 7 章	結論	
7.1	まとめ	55
7.2	今後の課題	56
	参考文献	57
	発表文献	61
	謝辞	62

# 第1章 序論

近年，世界的環境問題や化石燃料の枯渇を背景として電気自動車が大きな注目を集めているが，現状では本格的な普及に向けての課題が依然として数多く残されている状況である。これらの解決策として非接触による電力伝送(ワイヤレス電力伝送)の研究が盛んに行われている。本章ではまず序論として，研究の背景及び目的，本論文の構成について述べる。

## 1.1 研究背景

### 1.1.1 電気自動車と充電問題

地球温暖化による異常気象が世界各地で確認されており，年々それらは悪化の傾向にある。その主たる原因は，大気中の二酸化炭素濃度増加の影響が大きいとされている。図 1.1 に示すように，産業革命以降，石油石炭などの化石燃料による二酸化炭素の排出量は劇的に増加している[1]。また図 2.2 に示すように国内の石油利用率をみると，国内石油需要の三割以上を自動車が占めている[2]。そのため自動車の省エネ化が大きく求められており，その解決策として電気自動車の普及が期待されている。電気自動車は，これまでのガソリンや軽油を使う内燃機関車と比較し，油田からタイヤまでの **WELL to WHEEL (WTW)** のエネルギー利用効率が高く，普及すれば二酸化炭素削減に大きく貢献できるといえる。

近年では三菱自動車から **i-MiEV**，日産からはリーフ(**LEAF**)が発売され，電気自動車普及の兆しが見えている(図 1.3) [3][4]。しかし，現状の問題としてガソリン車に比べ電気エネルギーを貯めるバッテリー等のエネルギーストレージデバイスはエネルギー密度が小さいという問題が挙げられる。そのため電気自動車には，一充電航続距離が短く充電動作が頻繁になるという欠点を持ち，エネルギーを補給する機会がガソリン車と比較して多くなってしまう。リチウムイオン電池の台頭などエネルギー容量を大きくする電池技術の進歩は著しいものがあるが，ガソリン車に比べると一充電航続距離は非常に短いというのが現状である。



図 1.1 化石燃料からの二酸化炭素排出量と大気中濃度の変化

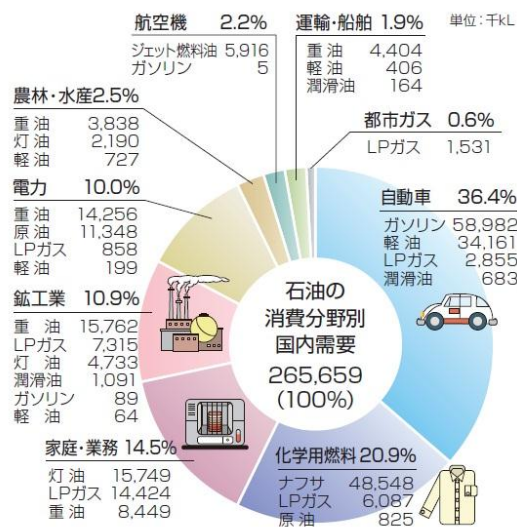


図 1.2 国内石油需要の割合 (2007 年度)



図 1.3 日産リーフと三菱 i-MiEV

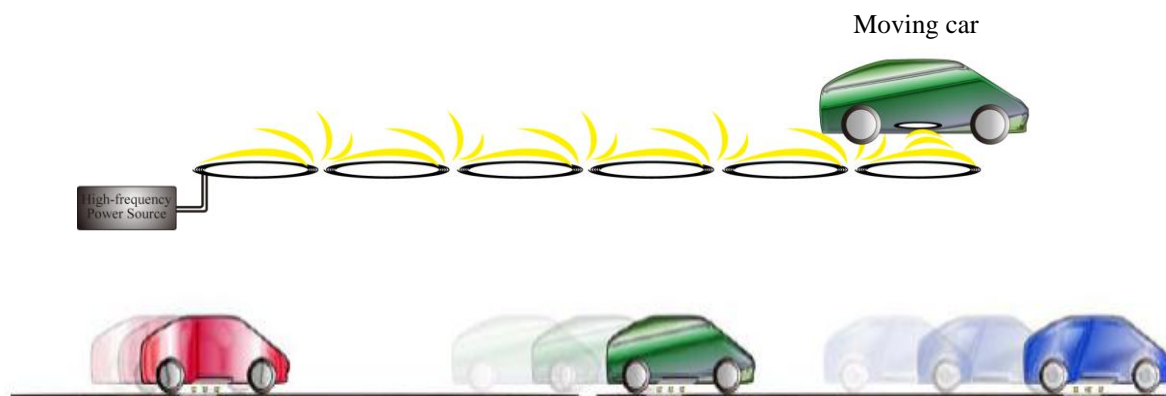


図 1. 4 電気自動車の走行中充電

### 1.1.2 ワイヤレス電力伝送

先に述べたように、電気自動車にとってバッテリー等のエネルギーストレージデバイスの問題が普及に向けての大きな課題である。それらの解決策として非接触による電力伝送（ワイヤレス電力伝送）が大きな注目を浴びている。ワイヤレス給電技術自体は以前より研究されており、一部の家電等で利用されている[5]。非接触により充電を行うことで、蓄電媒体のエネルギー容量を減らすことができるだけでなく、ユーザーの充電行為自体への意識を軽減でき、家電や電気自動車等のデザインなども自由度も高くなる効果も期待できる。充電劣化が少なく頻繁な充放電が可能となるキャパシタ技術とワイヤレスによる電力伝送の技術の相性は大変良く、これらを組み合わせることで環境に優しい新たな自動車社会の実現が可能となる。

## 1.2 研究目的

先に述べたように、電気自動車の普及を妨げているのは蓄電媒体のエネルギー容量問題である。その解決方法としてワイヤレス電力伝送の自動車への適用が注目を集めており、今後は走行中における充電を行うことで蓄電媒体の必要容量自体を減らすことが普及に向けての必要な技術とされている。特に蓄電媒体としてワイヤレス電力伝送技術との相性が良い電気二重層キャパシタを搭載する電気自動車への高効率な給電方法が求められている。しかし、現状としてキャパシタ電気自動車や走行中充電の具体的な給電方法を明らかにした文献はない。そこで本研究ではキャパシタ電気自動車のワイヤレスによる走行中充電の実現を目標とし、その実現のための負荷変動や位置ずれに対しても高効率に電力伝送できる手法を提案する。特に本稿では負荷側に搭載される DC/DC コンバータを用いた負荷側制御に焦点をあて、実験車両であるキャパシタ電気自動車 WiC-COMS(Wireless Capacitor-COMS)を製作し、実験にて提案手法の有効性を検証した。

### 1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。本章では研究背景の説明を行い，本研究の位置づけと目的について述べた。第2章ではワイヤレス技術の電気自動車への適用動向について述べる。第3章では本研究が対象としている磁界共振結合の基本的な特性について述べる。第4章では提案手法である負荷側の DC/DC コンバータを用いた高効率化手法について述べ，第5章で実際にキャパシタへの充電制御法について述べる。第6章では走行中充電を目指した，結合状態の推定法を用いた高効率追従制御法について示し，第7章でまとめる。



## 第2章 キャパシタ電気自動車とワイヤレス電力伝送

前章でも述べたが、非接触による電力伝送が大きな注目を浴び、各研究機関において盛んに研究・開発が進められている。特に電気自動車においては送受電アンテナ間の共鳴現象を用いた磁界共振結合方式が有力とされている。またワイヤレス技術と組み合わせるエネルギーストレージデバイスとして電気二重層キャパシタが有効であり、大きなエネルギー容量を持たずとも頻繁な充電によって航続距離を伸ばすことが可能となる電気自動車が提案されている。本章ではまずキャパシタ技術の電気自動車への適用動向、その後ワイヤレス給電技術の動向について述べる。

### 2.1 電気自動車へのキャパシタの適用

#### 2.1.1 電気自動車における蓄電媒体

電気自動車の本格的な普及に向けて、エネルギーストレージデバイスの高性能化が求められている。文献[6]によると電気自動車用のエネルギーストレージデバイスに要求される性能は以下となる。

- (1)大きいエネルギー容量
- (2)長寿命
- (3)小型・軽量
- (4)高い安全性
- (5)低コスト
- (6)急速充電性能

現時点でこれらの要求性能を全て満たすエネルギーストレージデバイスは存在しない。特に(1)の大きいエネルギー容量を持つことが電気自動車の航続距離に直接関係があるため最も重要な性能であるとされており、エネルギー密度が高いリチウムイオン電池が現在主流とされている。しかし、リチウムイオン電池は大電力での充放電や寿命、急速充電性能、安全性に問題がある。このように電気自動車を普及させるにはストレージデバイスの更なる高エネルギー容量化が急務のように考えられているが、ワイヤレス給電技術のようにインフラ側の整備が進めば大きなエネルギー容量を積まなくとも頻繁に充電することで航続距離を長くすることができる。そこで近年注目されているのが頻繁なエネルギーのやり取りができる電気二重層キャパシタである。今後はリチウムイオン電池のようにエネルギー容量を求めるだけでなく、キャパシタのように頻繁な充放電に特化したストレージデバイ

スにも注目が集まりつつあるといえる。

### 2.1.2 電気二重層キャパシタ

電気二重層キャパシタ(EDLC)はアルミ電解キャパシタの数倍の蓄電性能のあるエネルギー蓄電デバイスである。電極として多孔質の活性炭を用いて表面積を稼ぐことで、静電容量を飛躍的に向上させたキャパシタである[7]。イオンの電極への脱着による物理的な蓄電原理を利用した物理電池であるため、化学電池ほどのエネルギーは蓄えられないが、寿命が非常に長く、大電流での充放電が可能であり、電圧によりエネルギー残存量がわかり、重金属を用いないため環境負荷が小さいという特徴を持つ。図 2. 1 に現在主流となるリチウムイオン電池と性能比較したグラフを示す[8]。この図から明らかなように電気二重層キャパシタは現在主流とされているリチウムイオン電池と比較すると、エネルギー密度は小さいが、パワー密度が高いデバイスであるといえる。しかし近年では、今まで最大の欠点とされてきたエネルギー密度についても、リチウムイオン電池に匹敵するものが開発されている。このような背景より電気自動車向けの蓄電媒体として電気二重層キャパシタを採用する例が増えてきている。次節では電気二重層キャパシタの電気自動車への適用動向について述べる。また本稿ではこれ以降電気二重層キャパシタのことを単純にキャパシタとして表記する。

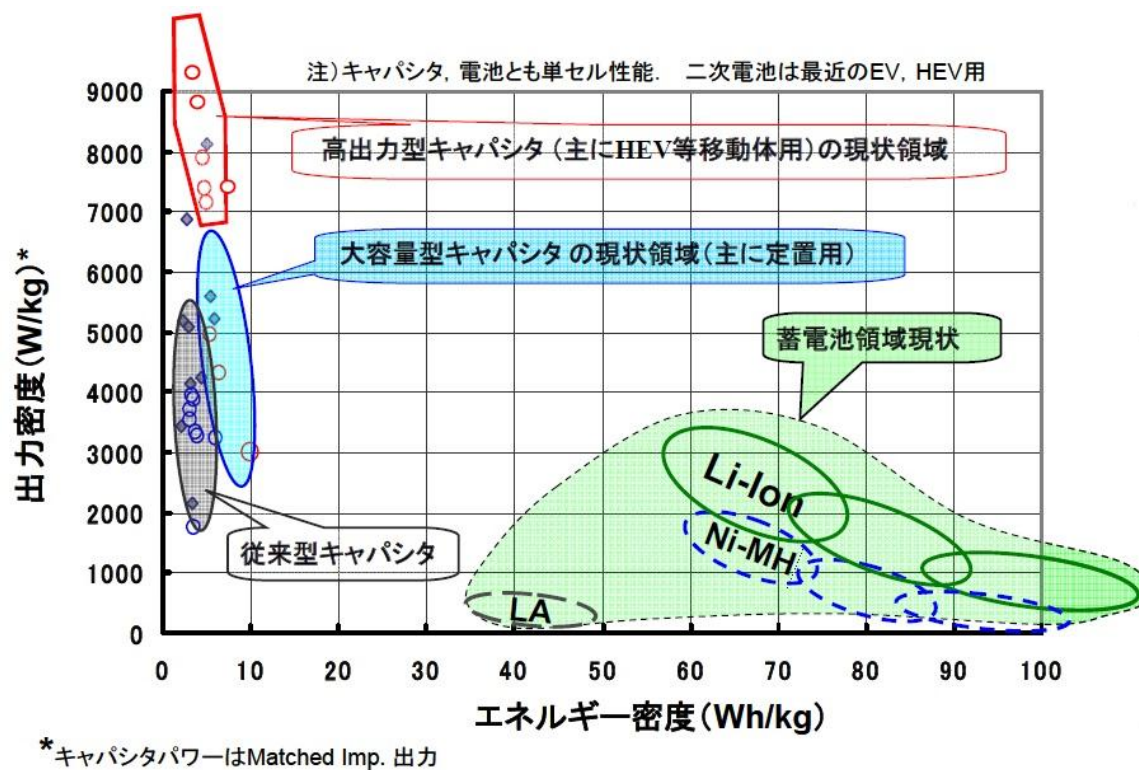


図 2.1 二次電池とキャパシタ性能の比較[8]

### 2.1.3 電気自動車へのキャパシタの適用動向

電気二重層キャパシタは二次電池とは大きく異なる特長を持っており、高出力で長寿命な蓄電媒体を求める車への適用に拡大している[9][10][11]。[9]にて提案されているC-COMS(図 2. 2)ではエネルギー源としてキャパシタのみを搭載しており、急速充電が可能である。キャパシタにモータ駆動用インバータを直結しており、キャパシタ電圧の低下時には電流で補償しており、キャパシタ電圧の半分まで利用することで約 30 秒の充電で 20 分間走ることができる。ハイブリッド車としての適用例が[10]のホンダの FCX である。ホンダは 1999 年に FCX のコンセプトを開発してから燃料電池(FC)車の開発を続けてきたが、FC は出力密度が低いという課題があった。そこでパワーアシストとしてキャパシタを採用した FCX-V3 を発表した(図 2.3)。このシステムでは、出力は低いが大容量の FC と、出力は高いが持続できないキャパシタの両社が欠点を補完する形で成立している。また上海ではキャパシタの電気トロリーバスへの適用が実現され実際に運行を行っている(図 2. 4)[11]。上海では架線による景観の悪化が問題視されており、架線レスとなるような交通システムが求められていた。そこでキャパシタのみを搭載し、停留所ごとにパンタグラフのようなアームを伸ばして 30~90 秒程度での急速充電を行うシステムが提案された。こういったちょこちょこ充電を行うシステムにはキャパシタは非常に有効であるといえる。

このように電気自動車の蓄電媒体としてキャパシタが非常に有効であり、様々な場面で適用ができることがわかるが、やはりキャパシタのみであると一充電距離が短いという問題があることは依然として明白である。しかし近年ではワイヤレス電力伝送技術と組み合わせることでそれらを補完し、これまでとは異なる新しい自動車社会の実現が提案されてきている。次節では近年の電気自動車へのワイヤレス電力伝送技術の適用動向について述べる。



図 2. 2 キャパシタコムス



図 2. 3 ホンダ FCX



図 2.4 上海キャパシタバスと充電ステーション

## 2.2 ワイヤレス電力伝送の電気自動車への適用動向

先にも述べたように電気自動車の充電問題に対する解決策としてワイヤレスによる電力伝送が注目を浴びており、その方式や特長は多岐にわたる。大きく分けると以下に示す 3 方式が有力な候補であるといえる。

- (1)電磁誘導方式
- (2)マイクロ波方式
- (3)電磁界共振結合方式

(1)は電動歯ブラシやシェーバなど現在唯一実用化されている方式である。この方式は電磁誘導そのものであり磁束を媒体として伝送を行う。一般に効率は 90%以上で数 kW から～数百 kW まで電力伝送が実現されているが、エアギャップは数 cm であり、高効率伝送を行うためには、ほとんど機械的に接触していなければならない。

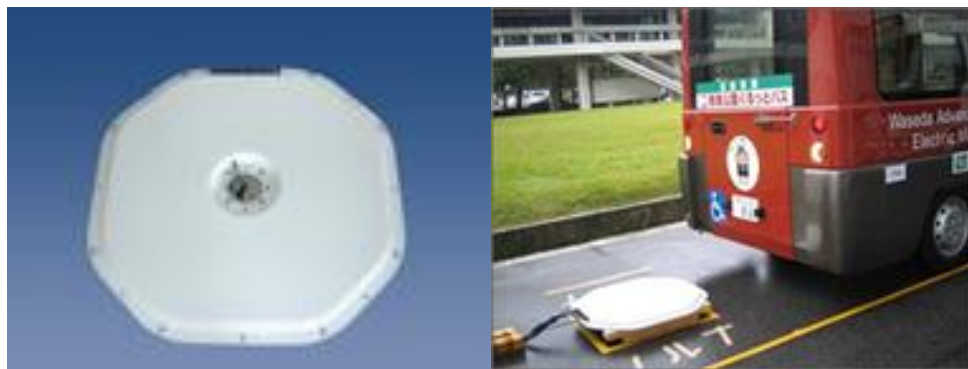
方式(2)は、電磁波を利用して電力伝送する方式である。応用例としては宇宙太陽光発電衛星からの地上への電力伝送がある。長距離送電ができるが、電磁波を利用するため人体への影響があるという問題がある。方式(3)は共鳴現象を利用した方式である。方式(3)の電磁共鳴(電磁界共振結合)は 2006 年に MIT (Massachusetts Institute of Technology) の研究チームより理論が発表され、2007 年に試作機の発表がされた[4]。WiTricity ( Wire + Electricity)と名づけられた比較的新しい技術であり、ここ数年で各研究機関において盛んに研究されている。従来方式の(1)、(2)と比較すると大エアギャップ・位置ずれに強い・高効率という特徴があり、次世代のワイヤレス給電技術として期待されている。しかし、共鳴という特殊な状況を使うのでエアギャップや位置ズレなどのパラメータ変動に対して効率を維持することが難しいという問題がある。

このようにワイヤレス電力伝送技術の研究はこれまでに数多くなされてきた。次に近年の電気自動車へのワイヤレス伝送技術の適用動向について述べる。

表 2.1 ワイヤレス給電各方式

	gap	displacement	efficiency
Electromagnetic induction	×	×	◎
coupling by resonance	○	○	◎
microwave transmission	◎	○	×

まず唯一実用化されている電磁誘導方式の研究動向を示す。(株)昭和飛行機では、ワイヤレス給電の研究を行っており、電磁誘導方式を用いたマイクロバスへの適用を実現しており、各地で試験運転が行われている[12]。また文献[13][14]で発表されているように KAIST (Korea Advanced Institute of Science and Technology)は走行中での充電を目的とした OLEV(On-Line Electric Vehicle)を提案している。しかし、電磁誘導方式では大きなエアギャップでは高効率な電力伝送の実現が難しいため、車高が低くレールの上を走る電車のような左右方向への自由度の低い提案にとどまっている。



IPS (120W~150kW)

(電気自動車や AGV など)

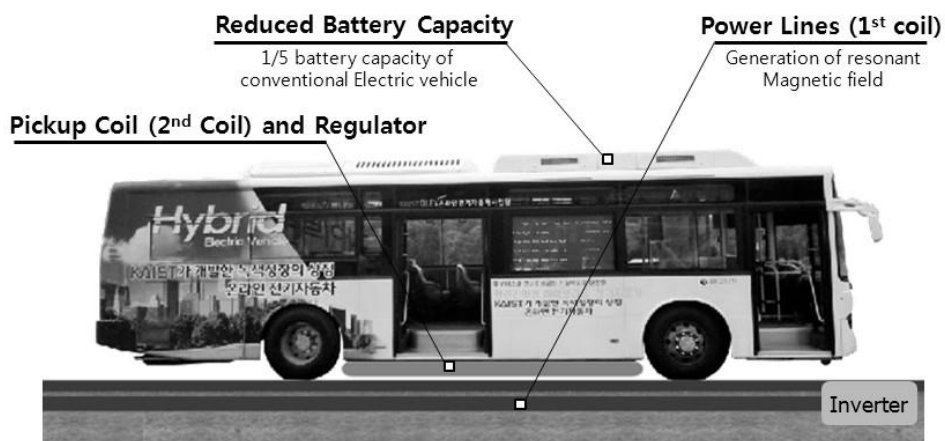
図 2.5 昭和飛行機によるバスへのワイヤレス給電システム





(a) 小型電気自動車への適用

(b)



(b)大型バスへの適用

図 2. 6 On-Line Electric Vehicle (KAIST)

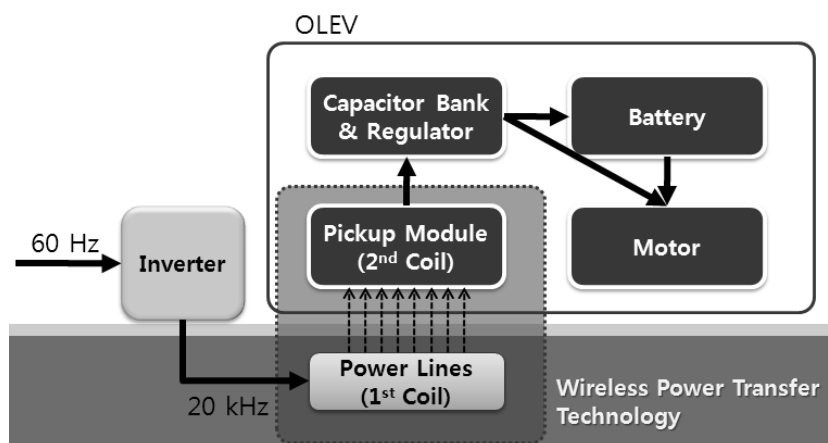


図 2. 7 OLEV の充電システム

次に電磁界共振結合方式の電気自動車への適用例について述べる。この方式は近年 MIT の研究グループによって発表され、現段階での発表事例は少ない。しかし、位置ずれに強く、高効率に給電できる特長を持つため、電気自動車への適用には最も適していると方式として注目されている[15][16][17]。2011 年には磁界共振結合方式によるワイヤレス電力伝送を用いた電気自動車が(株)長野日本無線により発表された[16]。この文献によると、電源の出力からバッテリーまでの伝送効率が 90%(アンテナ間距離 200~300mm)を実現している。しかし、使用周波数が 13.56MHz と高いため、電源を含めた効率はもう少し低いことが予想される。現段階での発表事例は少ないが、今後も磁界共振結合方式を適用した電気自動車の提案が増えていくと考えられる。

次にマイクロ波方式を電気自動車へ応用した例を示す[18][19]。これらの研究においてもキャパシタ電気自動車へのワイヤレスでの充電を試みている。しかし、文献[18]にもあるように電源からキャパシタまでの総合効率が 20%以下と非常に低い。その理由として高周波整流器の変換効率の低さや電力の放射による損失が挙げられる。解決法としてアンテナの改善やレクテナに SiC ショットキーバリアダイオードを用いる方法が提案されている。また詳しくは明記されていないが、負荷インピーダンスを調整する意味で DC/DC コンバータを用いて効率向上化をしている[19]。このように効率改善法は数多く提案されているが、エネルギー効率が重視される電気自動車の普及に向けての決定的な方法であるとは現時点ではいえない。



図 2.8 磁界共振結合を用いたワイヤレスによる EV への給電  
(株)長野日本無線)



図 2.9 電気自動車へのマイクロ波充電

## 2.3 まとめ

本章では、本研究の対象としている電気自動車へのワイヤレス給電の技術動向について示した。これまでは電気自動車の普及はエネルギーストレージデバイスの進歩と同じであったが、ワイヤレス技術の提案により電池技術一辺倒ではなくなってきたといえる。また、電気自動車に適するエネルギー媒体として、より大きなエネルギー密度を持つリチウムイオン電池などの化学電池ではなく、電気二重層キャパシタ等の大きなエネルギーを持たずとも充放電が頻繁に行えるデバイスにも注目が集まってきている。キャパシタ技術は様々な要素技術と組み合わせることにより、電気自動車の性能の向上に寄与する可能性を秘めている。特にワイヤレス電力伝送技術との相性は大変良く、これらの技術を組み合わせることで新たな自動車社会の提案が期待されている。近年の傾向としてワイヤレス電力伝送技術を適用した電気自動車は各自動車メーカー、世界各国で盛んに提案されている。特に磁界共振結合方式での検討が有力であるが、エアギャップが変化した際の伝送効率の問題があり現状としてはまだまだ課題が多く残されているといえる。位置ずれや負荷の変化に対してもロバストに伝送効率を向上させるような制御法の提案が求められているといえる。



## 第3章 磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送

前章でも述べたが、非接触による電力伝送が大きな注目を浴び、各研究機関において盛んに研究・開発が進められている。特に電気自動車においては送受電アンテナ間の共鳴現象を用いた磁界共振結合方式が有力とされている。

本章ではまず磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の特徴及び等価回路を用いた解析方法について述べ、その後高効率電力伝送のための課題について述べる。

### 3.1 磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送

磁界共振結合方式ではアンテナ間の共鳴現象を積極的に用いることで、伝送効率・距離を向上させている[20]。共鳴現象とは、共振周波数の等しい複数の物体があったとき、1つの物体が振動すると他の物体も共振するという現象である。MITの研究グループによって発表された方式では磁場の共振を用いて伝送を行っている。その構成を図3.1に示す。Sは送信側、Dは受信側を、Aは交流電源を示し、Bは負荷(白熱灯)を示している。AとS、及び、DとBは電磁誘導方式で電力伝送している。



図 3.1 磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送実験

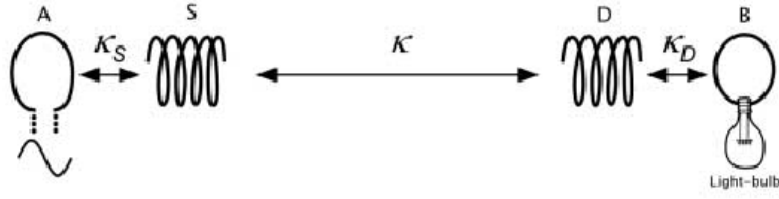


図 3.2 WiTricity の構造

共鳴現象はモード結合理論を用いて説明することが可能である。2 つのモード間の結合を表している。モード結合理論を用いて立てられた式を以下に示す。

$$\frac{da_1}{dt} = -i(\omega_1 - i\Gamma_1) + i\kappa a_2 \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

$$\frac{da_2}{dt} = -i(\omega_2 - i\Gamma_2) + i\kappa a_1 \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

ここで、 $a_1$  : 送信器の振幅、 $a_2$  : 受信器の振幅、 $\Gamma$  : 単位時間あたりのエネルギーの損失、 $\kappa$  : 単位時間の結合の強さ(エネルギーの流れの大きさ)を表している。固有振動を持った送信側の波動  $a_1$  が同じ固有振動を受信側に波動  $a_2$  を伝わることを示している。また損失がないならば 100% のエネルギーが伝わる。

$\Gamma$  は、コイルのインダクタンスを  $L$ 、内部抵抗を  $R_0$ 、放射抵抗を  $R_r$  とすると、

$$\Gamma = \frac{R_0 + R_r}{2L} \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

とあらわされることがわかっている。また  $\kappa$  についても

$$\kappa = \frac{\omega M}{2L} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

で求められる。これらの値は共振現象に重要なパラメータとなる  $Q$  値および  $\kappa/\Gamma$  の値を決めるのに使用する。共振における  $Q$  値は

$$Q = \frac{\omega}{2\Gamma} \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

となり、振動 1 周期の間に全電磁エネルギーの  $1/Q$  を電磁波として放出することを表している。また  $\kappa/\Gamma$  は単位時間あたりにやり取りするエネルギーの大きさと損失の比である。これが高いということは伝送効率が高いことを表している。 $\kappa/\Gamma \gg 1$  の状態を強結合レジームといい、このようになるようにアンテナ設計をすることが重要である。この実験においては距離に対する  $\kappa/\Gamma$  は図 3.3 に示すよう 2m を超えても 1 を超えるように設計している。効率の式については以下になる。

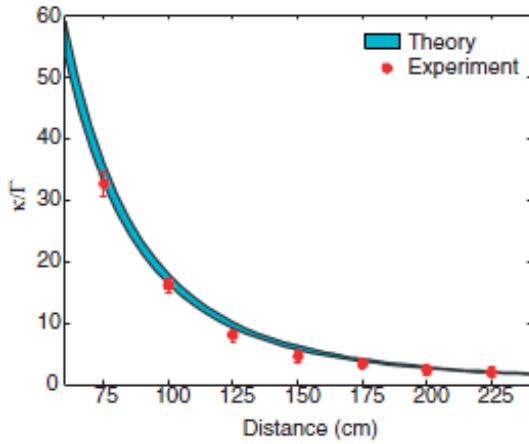


図 3.3  $\kappa/\Gamma$  vs. distance

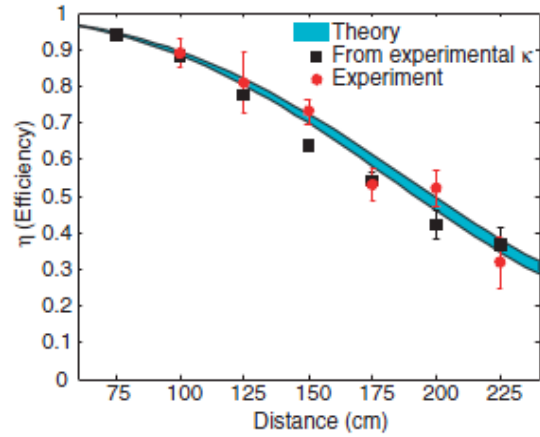


図 3.4 Characteristic of efficiency vs. distance

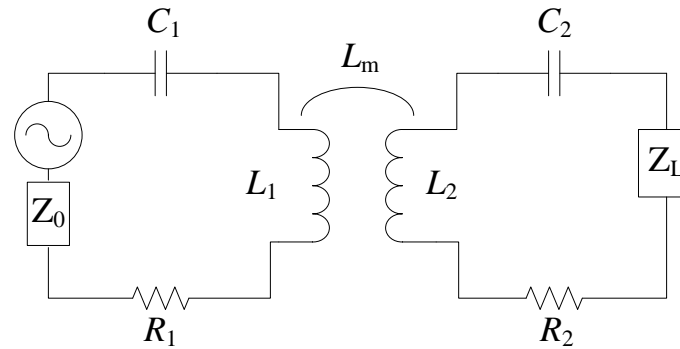
$$\eta = \frac{\Gamma_w |a_{L_D}|^2}{\Gamma_s |a_s|^2 + (\Gamma_D + \Gamma_w) |a_D|^2} = \frac{\frac{\Gamma_w}{\Gamma_D} \frac{\kappa^2}{\Gamma_s \Gamma_D}}{\left[ \left( 1 + \frac{\Gamma_w}{\Gamma_D} \right) \frac{\kappa^2}{\Gamma_s \Gamma_D} \right] + \left[ \left( 1 + \frac{\Gamma_w}{\Gamma_D} \right)^2 \right]} \dots\dots\dots (3.6)$$

次にコイル間の効率についての実験結果について図 3. 4 に示す。実験に使用したコイルは半径 30cm、5.25 巻であり、周波数は約 10MHz である。1m 以内で効率が 90%以上、2m でも 50%と非常に高い効率を示している。しかし、この効率はコイル間であり、電源部や整流器などの効率は考慮されていない。また電気回路設計の観点からみると、モード結合理論は音波による共鳴を元にした物理的な理論であり、電力送電として回路理論的な解析法や設計法が必要である。

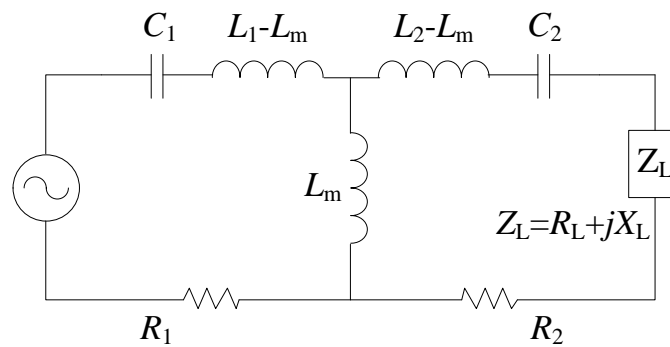
## 3. 2 磁界共振結合の等価回路による解析

### 3. 2. 1 等価回路モデル化

2007 年に MIT により発表された磁界共振結合はモード結合理論によって説明がされていた。しかし、モード結合理論は回路設計には不向きな理論であり、電気回路的な説明として等価回路による定式化がされてきた[21]。磁界共振結合においては、電磁気学的にはファラデーの電磁誘導の法則を基礎として、エネルギーのやり取りを行っている。そのため、回路的な特性としては電磁誘導と同じように、磁界の結合を表す相互インダクタンス  $L_m$  を介した磁界結合等価回路としてあらわされる。そのため等価回路は図 1(a)のような  $RLC$  回路として表現でき、(b)のような  $T$  型等価回路にも変換することができる。 $R$  はアンテナにおえる銅損・放射損を等価的に表している。



(a)Equivalent circuit



(b)T-type equivalent circuit

図 3.5 磁界共振結合の等価回路モデル

また電界結合においては、相互インダクタンスではなく電界結合  $C_m$  を用いることで同じように表現することが可能である。等価回路的にみると電磁誘導と同一ではあるが、送受電アンテナそれぞれの自己共振周波数は、パラメータ  $C_1$ ,  $L_1$ ,  $C_2$ ,  $L_2$  は(3.7)式を満たさなければならない。このように同一の等価回路で表現されるため、磁界共振結合方式は電磁誘導方式と全く別の方式というわけではなく、電磁誘導方式の共振というある特殊な状況を積極的に用いている表現が正しいといえる。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \dots\dots\dots (3.7)$$

### 3.3.2 kHz 帯を用いたワイヤレス電力伝送

磁界共振結合方式では共振現象を積極的に利用するため、使用する周波数の選択が重要である。前節で示したように磁界共結合は簡単な  $RLC$  回路として扱うことができる。共振周波数はアンテナの寄生の  $L$  と  $C$  の値によって(3.7)式のように求まるため、周波数を下げようとする  $L$  と  $C$  の値を大きくしなければならないため、アンテナの体積・重量は大きくなってしまふ。現在提案されている周波数帯は kHz~MHz 帯であり、特に MHz 帯での検討例が多い[15][16]。MHz 帯の特徴として小型化できるため、モバイル機器や家電への給電

などアプリケーションの自由度が高い。kHz 帯を用いた電力伝送では MHz 帯と比較してアンテナ体積・重量が大きくなるが、インバータや整流器効率が高い特徴がり，特に電気自動車への応用に有力視されている周波数である。本検討では kHz 帯を利用することで集中定数回路として，回路解析・特性の評価を行う。本研究で対象としているアンテナを図 3.7 に示す。

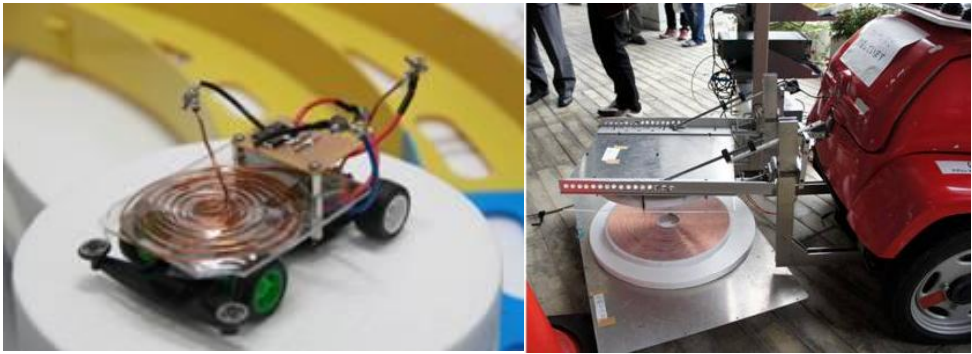


図 3.6 MHz アンテナと kHz アンテナの一例



図 3.7 kHz アンテナ

表 3.1 アンテナ諸元

$L_1=L_2[\mu\text{H}]$	$C_1=C_2[\text{pF}]$	内部抵抗 $R_1=R_2[\Omega]$	周波数[Hz]	直径[mm]
800	2000	1.2	126k	450

### 3.3.3 自己共振周波数を用いたワイヤレス電力伝送

今回の検討では磁界共振結合を用いた非接触電力伝送の等価回路(図 3. 5)における負荷インピーダンス  $Z_L$  が実数部のみを持つ場合を仮定している。アンテナパラメータを表 1 に示す。 $L_m$  は相互インダクタンスを表しており，アンテナ間距離によって変化する。電力増幅

率(電力伝送効率) $A_p$ は等価回路の各値を用いて式(3.8)のように表される。伝送効率はアンテナ内部抵抗による損失によって決定される。相互インダクタンス  $L_m$ (結合係数  $k$ )が小さくなればなるほど、送電側に流れる電流が大きくなり、抵抗値  $R_1$  による損失が大きくなる、伝送効率が悪化する。これはアンテナ間電力伝送効率と伝送可能距離には一種のトレードオフの関係が生じていることを意味している。なるべく大きなギャップで伝送するには、アンテナの抵抗分を小さくし、アンテナで生じる銅損・放射損をできるだけ小さくする必要があることを示している。実際的な問題としてアンテナの抵抗分は超伝導体などを使わない限りある程度存在してしまう。次に入力電圧と出力される電圧の比を表す電圧増幅率  $A_v$  の関係式は (3.9) 式となる。虚数成分のみになっているが、これは一次側の電圧と二次側の電圧の位相が  $90^\circ$ ずれていることを表している。これら二つの特性は設計を行う上で重要な指標であり、最高効率になるように  $L_m$  と  $Z_L$  を設計する必要がある。

$$A_p = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_L}{(Z_L + R_2)(R_1 Z_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2)} \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{j\omega_0 L_m Z_L}{R_1 Z_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

本検討で対象としているアンテナにおける電圧増幅率の特性と電力増幅率の特性を図 3. 8, 図 3. 9 に示す。 $L_m=10, 50, 100[\mu H]$ はそれぞれアンテナ間距離が 150mm, 300mm, 450mm の場合を想定している。図 3. 8 より、効率が最高効率となる最適となる負荷のインピーダンス値が存在していることがわかり、また結合状態によって最適点に変化していることもわかる。そのため負荷の値を最適に設計しなければ効率が良い状態での電力伝送をすることは不可能である。図 3. 9 では負荷の値によって電圧増幅率が大きく変化することを示している。電圧増幅率の関係は回路設計において重要な特性であり、負荷の値に合わせて機器の耐圧等を設計しなければならない。このように自己共振周波数での電力伝送では、結合状態を表す  $L_m$  と負荷のインピーダンス値  $Z_L$  により、電圧増幅率と伝送効率が決定する。そのためこれらの特性に留意して周辺回路の設計を行わなければならない。

また電圧増幅率と電力増幅率の関係を図 3. 10 に示す。このグラフより高効率な伝送を行うためには一次側と二次側の電圧の関係も高効率な電力伝送には重要な影響を及ぼすということを示している。先には  $L_m$  の値に合わせて  $Z_L$  を適切な値に設計すればよいと述べたが、 $Z_L$  を制御することは電圧を制御することと等価であるので電圧増幅率を適切に選ぶことによって高効率化することが可能である。つまり一次側の電源が定電圧源の場合、二次側の電圧  $V_2$  を制御することによって負荷変動や位置ずれに対しても高効率状態に維持できることを示している。また  $L_m$  により最高効率点となる電圧増幅率が変化するため、通信などを用いて一次側と二次側の情報による伝送効率の評価をしない限り、 $L_m$  の値は何らかの方法で推定する必要があるといえる。

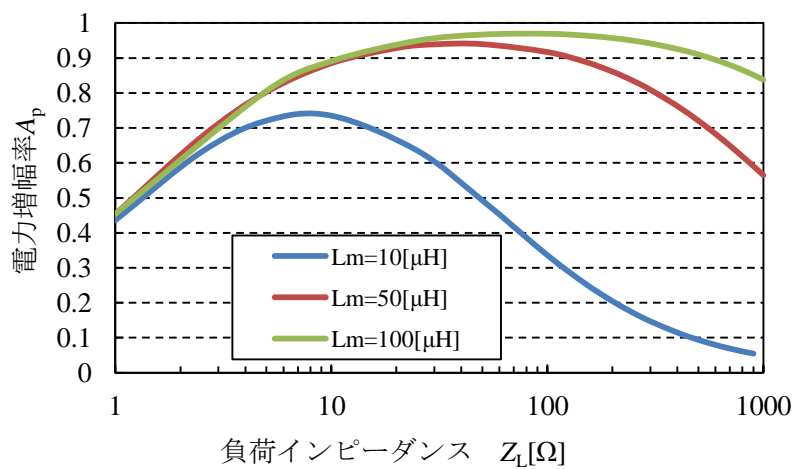


図 3.8 電力増幅率と負荷インピーダンスの関係

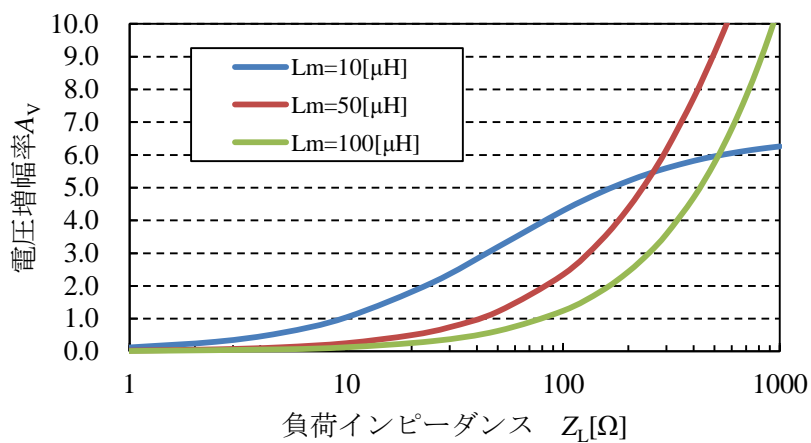


図 3.9 負荷インピーダンスに対する電圧増幅率

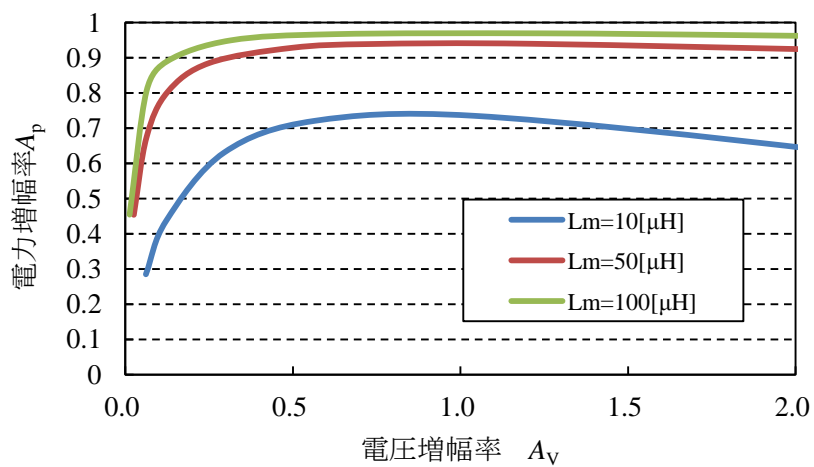


図 3.10 電圧増幅率と電力増幅率

### 3.3 まとめ

本章では、電磁界共振結合方式の基礎、等価回路による解析方法、kHz 帯での電力伝送の各特性について述べた。特に本研究での基礎となる自己共振周波数での電圧特性、効率特性について述べた。自己共振結合においては相互インダクタンス  $L_m$ 、負荷インピーダンス  $Z_L$  の値によって効率が大きく変化してしまうため位置ずれや負荷変動が発生した場合、それらを何らかの方法で適切なインピーダンス値・電圧値に制御する必要があるといえる。



## 第4章 DC/DC コンバータによるインピーダンス変換法

### 4.1 高効率追従制御

前章でも述べたように、磁界共振結合方式において位置ずれや負荷インピーダンスによって伝送効率は大きく変化してしまう。特に本研究で対象としているキャパシタ電気自動車では、エネルギー蓄電量によって大きな負荷変動を伴うことが想定される。そのためキャパシタ電圧による負荷変動を何らかの形で補償をする必要が生じる。高効率な電力伝送が求められる中で、高効率状態に追従する制御機構が提案されている[21]~[24]。本節では、これまでに提案されている方式について示し、電気自動車の走行中充電の際に求められる制御法について言及する。

#### 4.1.1 インピーダンス変換による高効率追従法

負荷の変動や相互インダクタンスの変化に対して、インピーダンスの変換によって高効率にする方法が提案されている。特に MHz 帯以上の高周波では電力反射をなくす、インピーダンスマッチングの考え方が一般的である[16][20][23]。この方式では電源側あるいは負荷側に可変のコンデンサやリレーによりインピーダンスを切り替える装置を挿入し、インピーダンスの調整を行っている。しかし、電気自動車の走行中充電での適用を考慮すると高速での追従が必要となるため、可変のコンデンサやリレーでの整合では速度という面で難がある。また大電力用のコンデンサは一般的に体積・重量面において大きくなってしまいうので、車両に搭載するという点でも実現は難しいといえる。

#### 4.1.2 共振周波数追従制御

共振周波数追従制御とは電源側で周波数を可変させ、アンテナ間効率を最適な状態に追従させるというものである。文献[24]においては、電源側で反射電力を方向性結合で測定し、探索アルゴリズムによって最も反射が小さくなる最適周波数に追従させている。

しかし、この方式は ISM バンドによって使用する周波数の範囲が限られてしまう。kHz 帯かつ電力反射が現れるという限定的な条件の下でなければ使用することができない。また位置や負荷状態などの特性の異なる複数の負荷に対して、一つの電源で高効率な状態に追従するような制御も不可能である。

### 4.1.3 負荷側での高効率制御の意義

このように磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送において伝送効率を高める制御法は数多く提案されており、大きく分けると二つのタイプに分けられる。一つは電源側(一次側)で制御を行う方法であり、二つ目は負荷側(二次側)で制御を行う方法である。一次側での制御では二次側の状態を知ることはできないので、通信や推定を用いて二次側の情報を把握する必要がある。しかし、伝送パワーを直接制御できるというメリットがある。また走行中充電においては車両側に余計な装置を積む必要がないため、車両のコストや重量を低減できるメリットがある。二次側での制御では負荷の状況を直接知ることができる。特にキャパシタへの充電においては蓄電量も把握を把握しながらのインピーダンス制御ができるので、通信等を用いて一次側への情報を伝える必要もない。また車両それぞれで制御が可能であるので複数の対象に対して高効率な給電が可能となる。キャパシタ・走行中充電を考慮すると二次側で制御を行うことは大きなメリットがあるといえる。

## 4.2 DC/DC コンバータによるインピーダンス変換法

先に述べたように、MHz, kHzに関わらず、負荷の値を最適化することにより、高効率状態に追従することは実用化に向けての大きな課題であるといえる。本論文では非接触給電の走行中充電への適用に向けて、負荷側のDC/DC コンバータを用いたインピーダンス変換する手法を提案する。DC/DC コンバータは入力された電圧に対して任意の電圧を出力するものである。つまり入出力の電圧、電流の関係を変化させるため、等価的にインピーダンスを制御することになる。DC/DC コンバータを図4.1のように負荷との間に挿入することによって自由にインピーダンスを変化させることができる。この機構を用いることで負荷のパラメータによって伝送効率が大きく変化するワイヤレス電力伝送においても、負荷変動に対しても常に高効率な状態を維持することが可能である。また制御速度がDC/DC コンバータ内の半導体スイッチング素子によって決まるため、高速な高効率状態への追従が可能であるといえる。本節では主に昇圧チョッパと降圧チョッパに焦点を対象として、それらを用いたインピーダンス変換法について述べる。

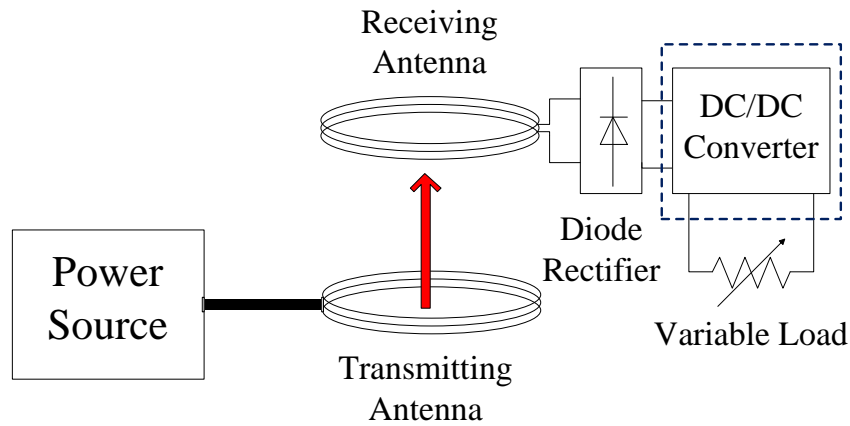


図 4.1 DC/DC コンバータによる高効率化システム

#### 4.2.1 降圧チョッパ

コンバータのタイプにより，変換できるインピーダンスが異なる。本節では降圧チョッパは入力された電圧  $V_{in}$  に対して低い電圧  $V_{out}$  を出力するものである。その関係式はスイッチング通流率  $D$  を用いて式(4.1)のようになる。損失がなく入力と出力電力が同じとするとエネルギー保存則より式(4.2)が成り立ち，負荷抵抗と電圧，電流の関係はそれぞれ式(4.3)のようになる。

$$V_{out} = DV_{in} \dots\dots\dots (4.1)$$

$$V_{in} I_{in} = V_{out} I_{out} \dots\dots\dots (4.2)$$

$$V_{out} = R_L I_{out} \dots\dots\dots (4.3)$$

この三つの関係式より，入力側から仮想的に見えるインピーダンス  $Z_L$  は式(4.4)となる。

$$Z_L = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{R_L}{D^2} \dots\dots\dots (4.4)$$

また通流率  $D$  の範囲は  $0 \leq D \leq 1$  なので，インピーダンス  $Z_L$  の可変できる範囲は

$$R_L \leq Z_L \leq \infty \dots\dots\dots (4.5)$$

となる。このように降圧チョッパの場合，負荷の抵抗値より高いインピーダンスに可変することが出来る。

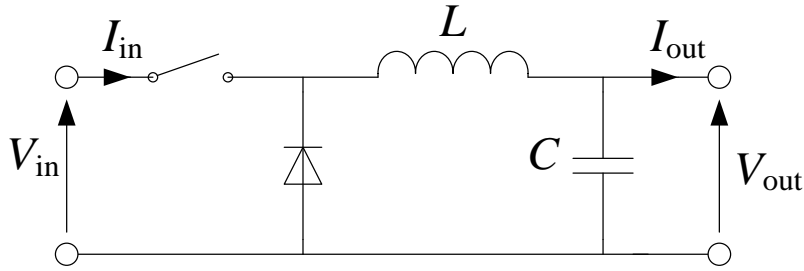


図 4.2 降压チョップパの回路構成

#### 4.2.2 昇圧チョップパ

昇圧チョップパでも降压チョップパの場合と同様に各関係式を式(4.6), (4.7), (4.8)に示す。

$$V_{\text{out}} = \frac{1}{1-D} V_{\text{in}} \quad \dots\dots\dots (4.6)$$

$$V_{\text{in}} I_{\text{in}} = V_{\text{out}} I_{\text{out}} \quad \dots\dots\dots (4.7)$$

$$V_{\text{out}} = R_L I_{\text{out}} \quad \dots\dots\dots (4.8)$$

この三つの関係式より，入力側から仮想的に見えるインピーダンス  $Z_L$  は式(4.9)となる。

$$Z_L = \frac{V_{\text{in}}}{I_{\text{in}}} = (1-D)^2 R_L \quad \dots\dots\dots (4.9)$$

通流率  $D$  の範囲は  $0 \leq D \leq 1$  なので，インピーダンス  $Z_L$  の可変できる範囲は式(4.10)のようになる。

$$0 \leq Z_L \leq R_L \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

このように昇圧チョップパでは負荷の抵抗値より低いインピーダンスに可変することができる。

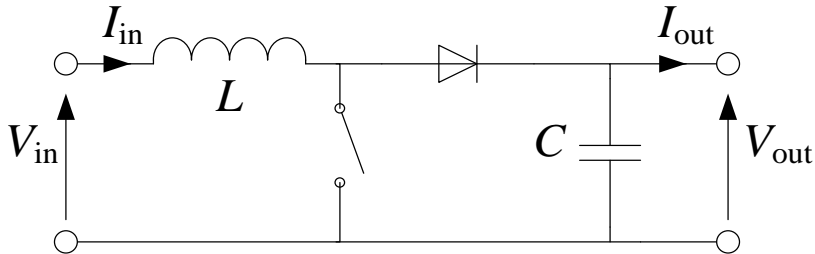


図 4.3 昇圧チョップパの回路構成

## 4.3 実験による検証

本節では実際にワイヤレス電力伝送システムを構築し、実験的に提案手法である DC/DC コンバータによる高効率制御法の有効性を確認する。

### 4.3.1 実験概要

#### <実験装置>

以下に実験に用いる実験装置及び機材についての詳細を示す。電源には自作の電圧型フルブリッジインバータを用いる。使用するアンテナの各パラメータは表 4. 1 に示す。周波数を下げるために高周波大電力用のコンデンサをアンテナに対して直列に接続し、自己共振周波数を 123.7kHz としている。これらの値は LCR メータを用いて測定を行った。また受電側装置については、フルブリッジのダイオード整流器後に DC/DC コンバータを介して、抵抗負荷に接続している。DC/DC コンバータには二象限チョップパを使用している。降圧接続と昇圧接続の二通りの方法で接続し、降圧チョップパおよび昇圧チョップパの二つの機能比較を行う。次章でも説明するが、今回使用した各装置諸元は電気自動車への給電に対応できるように設計を行っている。測定項目はインバータ前の直流の電圧  $V_{1dc}$ 、電流  $I_{1dc}$  と整流後の電圧  $V_{2dc}$ 、電流  $I_{2dc}$ 、また負荷抵抗の両端の電圧  $V_L$  とする。これらの値を用いてインバータ前から整流器後までの効率  $\eta_p$  とインバータ前から負荷までの総合効率  $\eta_L$  を以下のように定義する。

$$\eta_p = \frac{P_2}{P_1}, \quad \eta_L = \frac{P_c}{P_1} \dots\dots\dots(4.11)$$

#### <使用機材・実験装置>

- ・電源回路(矩形波駆動電圧インバータ)(表 4. 1, 図 4. 4)
- ・整流器(表 4. 2, 図 4. 6)
- ・DC/DC コンバータ(表 4. 3)
- ・抵抗負荷:無誘導巻抵抗 ピーシーエヌ FHN60 1, 5, 10, 50, 100 [ $\Omega$ ]

#### <実験概要>

電源電圧を 10V、周波数を 123.7kHz の矩形波として以下(1)～(3)の実験を行った。

- (1) アンテナ間距離一定、負荷抵抗一定で、DC/DC コンバータのデューティを変化させての実験
- (2) アンテナ間距離一定、負荷抵抗を変化させての効率改善効果の検証
- (3) 負荷抵抗を一定にし、アンテナ間距離を変えての検討

これらの検討を降圧チョップパと昇圧チョップパの二通りで行う。またアンテナ間距離は 300mm を基本として、200mm と 400mm での検討も行った。

表 4. 1 電源装置諸元

電源装置(インバータ)	
直流電源	TEXIO, PU300-5 $V_{dc}=300V, I_{dc}=5A$
スイッチング素子(MOSFET) ×4	International Rectifier, IRFP360 $V_{DSS}=400V, I_D=23A, R_{DS}=0.2\Omega$
シグナルジェネレータ	Tektronix, AFG3021B
ゲートドライバ IC	International Rectifier, IR21064

表 4. 2 ダイオード整流器諸元

ダイオード整流器	
整流用ダイオード×4	東芝, 20FL2C40A $V_{RRM}=300V, I_o=20A, V_{fm}=1.3V, t_{rr}=35ns, t_{fr}=100ns$
平滑コンデンサ	日本ケミコン, 小型電解コンデンサ $C_{dc}=200\mu F, 400V$

表 4. 3 DC/DC コンバータ諸元

DC/DC コンバータ	
スイッチング素子(IGBT)	富士電機, 2MBI100-060-50 $V_{ES}=600V, I_c=100A$
インダクタ	$L=5.8mH, R_L=0.3\Omega$
シグナルジェネレータ	Tektronix, AFG3021B
ゲートドライバ IC	International Rectifier, IR21064

表 4. 4 送受電アンテナ諸元

	送電アンテナ	受電アンテナ
$L [\mu H]$	808.8	807.5
$C [pF]$	2000	2000
$R [\Omega]$	1.49	1.9

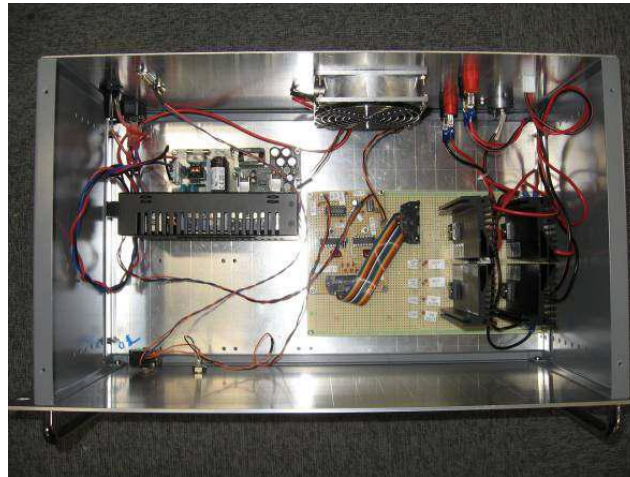


図 4.4 インバータ外観

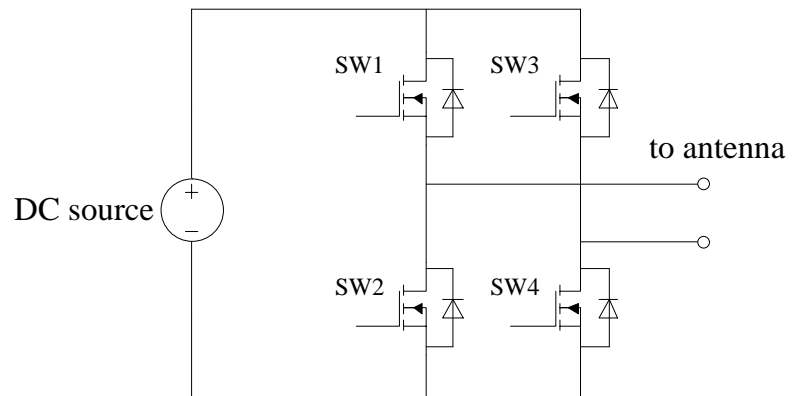


図 4.5 電源インバータ回路図

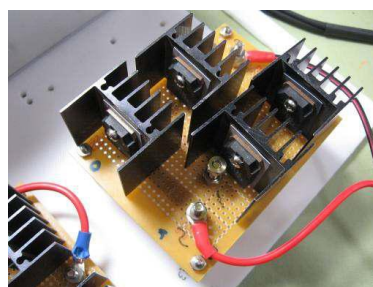
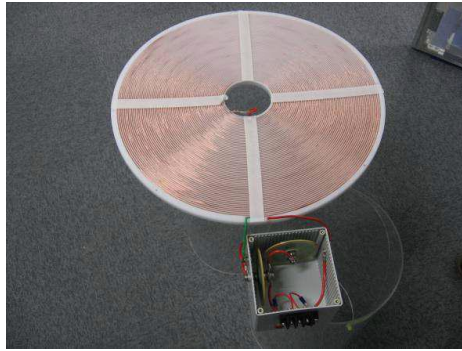


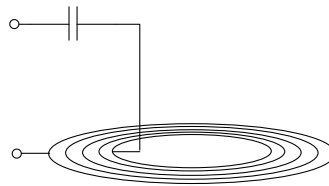
図 4.6 整流回路



(a) アンテナ外観



(b) 大電力用コンデンサ



(c) 概要図

図 4.7 アンテナ構成

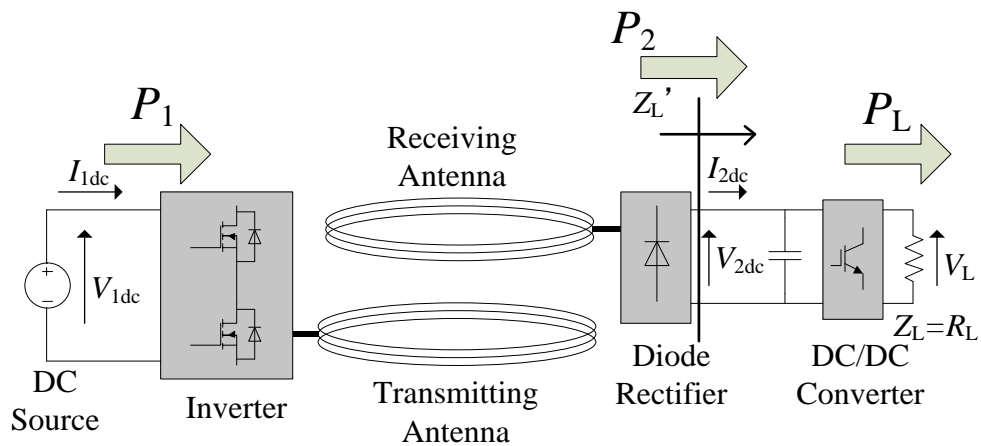


図 4.8 実験システム

### 4.3.2 実験結果

実験結果を図 4.9～図 4.14 に示す。図 4.9 に DC/DC コンバータによって生成されるインピーダンス  $Z_L'$  を示す。理論値と多少の誤差があるものの、降圧チョッパでは実負荷よりも大きなインピーダンスに可変でき、逆に昇圧チョッパでは実負荷より小さい値に可変できていることがわかる。図 4.10 ではデューティ比  $D$  を変えた際のアンテナ間効率について示した。どの負荷の場合でも効率が 72% となる  $D$  があることがわかるこの図より負荷の値によって  $D$  を最適に設定することで負荷変動が発生しても最高効率での電力伝送が可能であることがわかる。次にアンテナ距離と負荷抵抗値を一定として、アンテナ間効率と負荷までの総合効率との比較結果を図 4.11 に示す。DC/DC コンバータ内の損失が大きく負荷まで



届く電力が小さくなってしまい、アンテナ間効率に比較して総合効率は低くなってしまいます。しかし、デューティ比  $D$  を最適にすることによって、アンテナ間効率と同様に最高効率への追従は可能であるといえる。

負荷変動に対する効率改善効果について示した結果を図 4.12 に示す。降圧チョップでは負荷抵抗  $Z_L$  が最適値より低い場合に効率改善効果を発揮し(図 4.12 (a)), また逆に昇圧チョップでは負荷抵抗  $Z_L$  が最適値より高い場合に効率改善効果を得られることがわかる(図 4.12 (b))。このようにチョップにより可変できるインピーダンス値が決まっており、負荷によってコンバータを選択する必要がある。

次にアンテナ間距離を変えた際の効率改善効果について検証を行う。第 3 章でも述べたようにアンテナ間距離つまり相互インダクタンスが変化してしまうと、負荷の最適点は変化してしまう。実験結果より、アンテナ間距離が変わると最適となる負荷の値  $Z_L$  が変化していることがわかる。アンテナ間距離が 300mm の場合は最高効率となる 80% となる 100 $\Omega$  付近にあると推測できる(図 4.12)。またそれに対しアンテナ間距離が 200mm の場合では最適値は効率が 59% となる 300 $\Omega$  付近(図 4.13), 400mm の場合は 50 $\Omega$  付近に  $Z_L$  の最適値を持つことがわかる(図 4.14)。アンテナ間距離が変わり最適値が変化したとしてもデューティ比  $D$  を適切に決めることにより最高効率点となる負荷インピーダンスに調整することが可能であることがわかる。

この結果、DC/DC コンバータによって最適インピーダンスに調整することにより、負荷の値やアンテナ間距離が変化しても、そのアンテナ間距離での最高効率点での給電が可能となる。キャパシタや電気自動車への充電等の実際問題として負荷は大きく変化するものであるので、一般的に使われる DC/DC コンバータで最大効率点に制御できるということは大きな意義があるといえる。

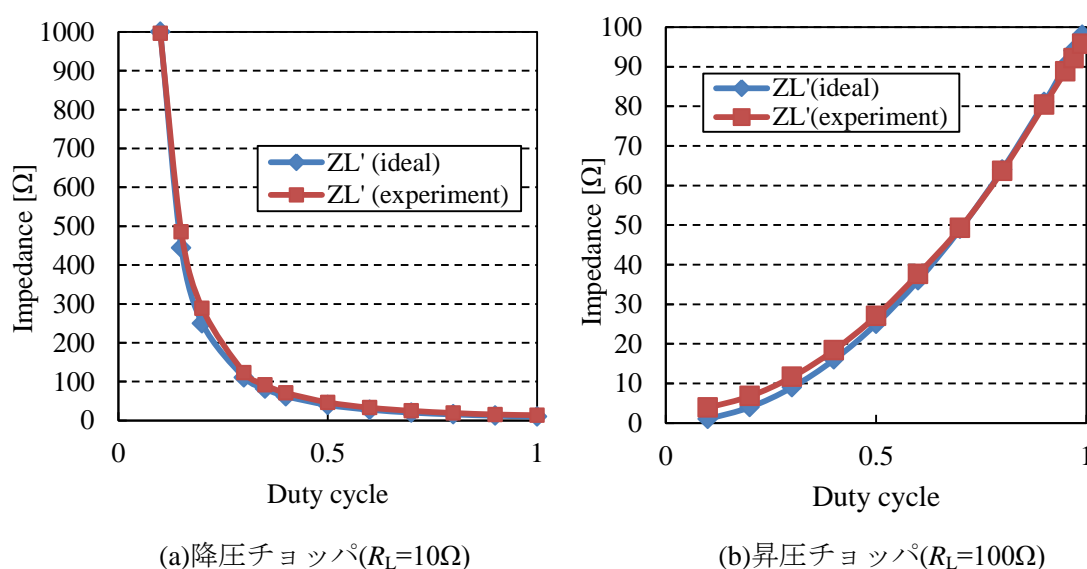
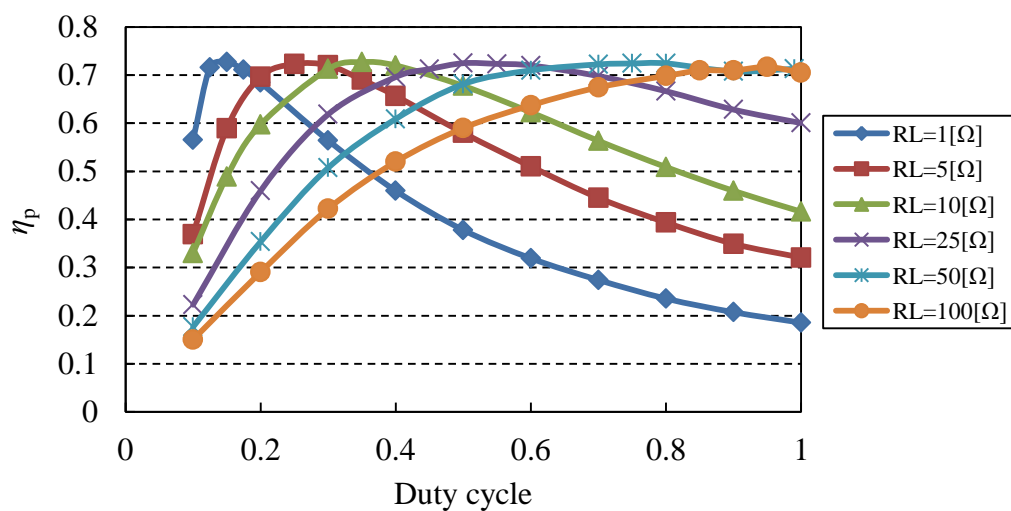
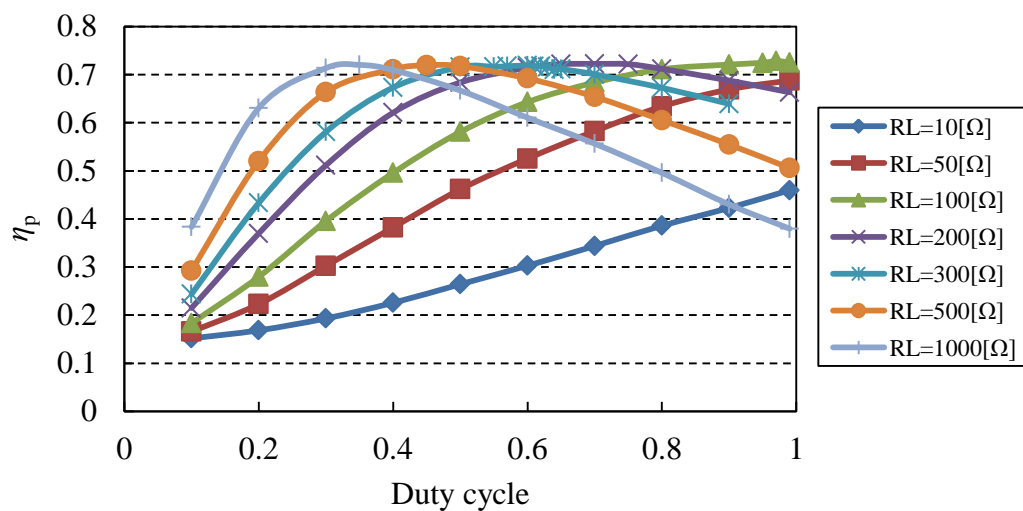


図 4.9 デューティ比と DC/DC コンバータによるインピーダンス



(a)降圧チョッパ



(b)昇圧チョッパ

図 4.10 デューティ比による伝送効率の変化(アンテナ間距離 300mm)

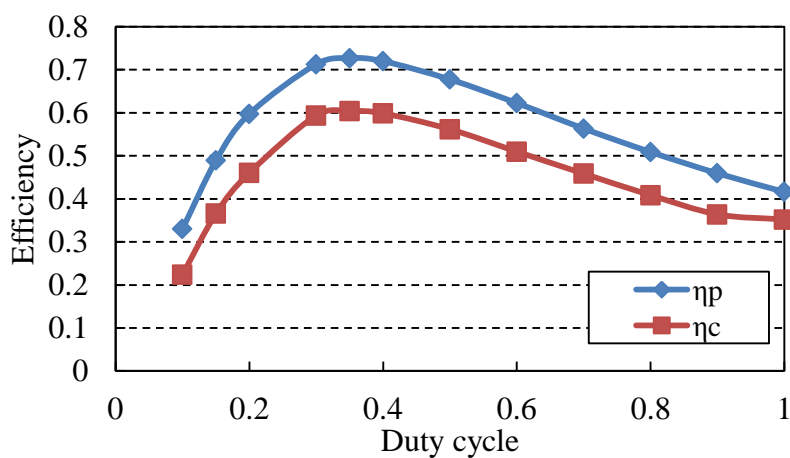
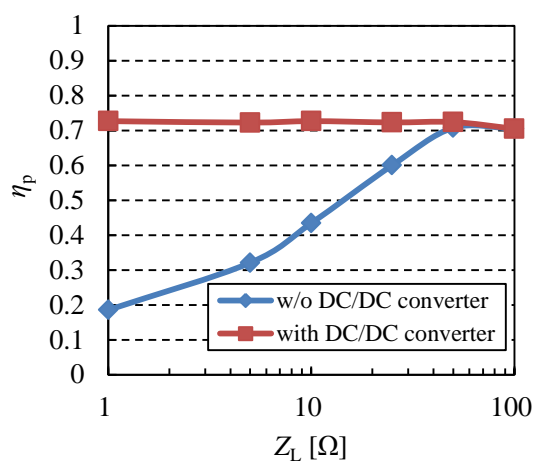
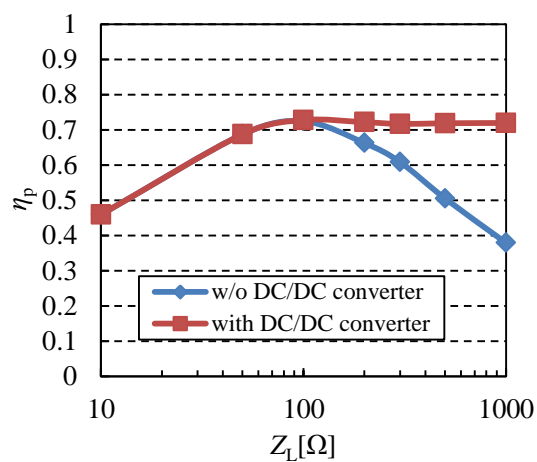


図 4.11 アンテナ間効率と負荷までの効率(アンテナ間距離 300mm,  $Z_L=10\Omega$ )

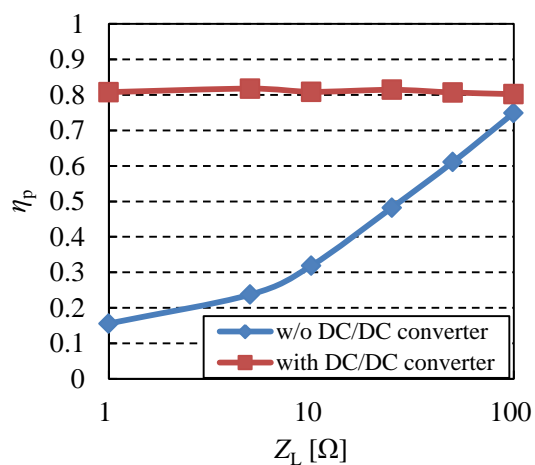


(a)降圧チョッパ

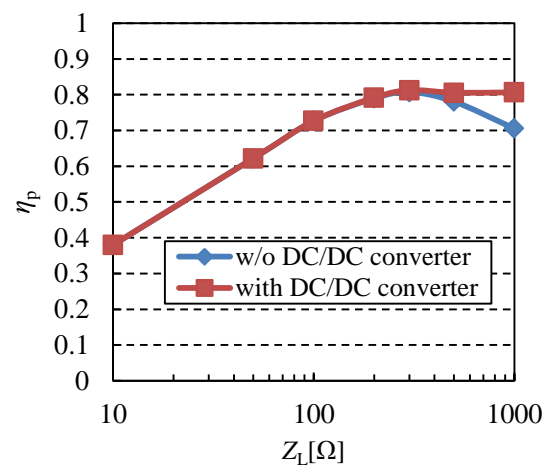


(b)昇圧チョッパ

図 4.12 負荷変動に対する効率改善効果(アンテナ間距離 300mm)

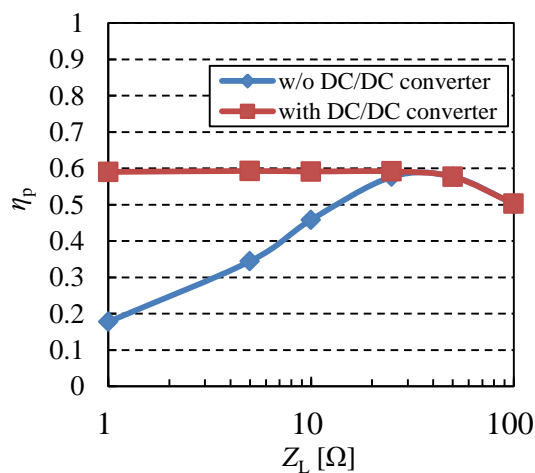


(a)降圧チョッパ

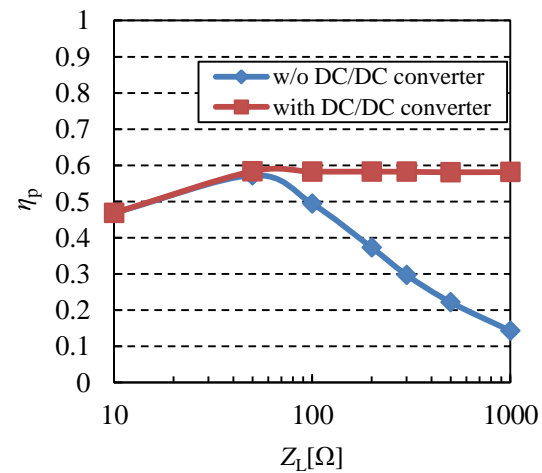


(b)昇圧チョッパ

図 4.13 負荷変動に対する効率改善効果(アンテナ間距離 200mm)



(a)降圧チョッパ



(b)昇圧チョッパ

図 4.14 負荷変動に対する効率改善効果(アンテナ間距離 400mm)

## 4.4 まとめ

本章ではDC/DCコンバータを用いた効率化手法について述べた。この制御法により、負荷変動に対しても高効率状態が維持できることを示した。またアンテナ間距離が変わり、最適負荷値が変化したとしてもそれらをDC/DCコンバータによって最適値にすることができることも示した。コンバータの種類によってインピーダンス変換する範囲は制限されており、対象とする負荷によって適切なコンバータを選択する必要がある。本検討ではキャパシタ充電を対象としており、キャパシタの充電状況にあわせてインピーダンスを変換する必要があるといえる。

## 第5章 ワイヤレスキャパシタコムス

前章では、DC/DC コンバータでのインピーダンス変換による高効率化手法について述べた。この手法を基礎として、本章では研究対象とするキャパシタ電気自動車(Wireless Capacitor-COMS)の製作および充電方法を提案し、実験により充電効率等の検討を行う。

### 5.1 WiC-COMS(Wireless Capacitor-COMS)の製作とその構成

今回、電気二重層キャパシタを搭載した電気自動車へのワイヤレス電力伝送による充電実験を行うため、新たに WiC-COMS(Wireless Capacitor-COMS)を制作した。ベースとなる車体はトヨタ車体(株)より市販されていた(2012 年現在は製造停止)電気自動車 COMS(図 5. 2)である。この電気自動車は 12V の鉛蓄電池を 6 直列にして 72V で利用している。本検討ではこの COMS に 15V-200F の日清紡製電気二重層キャパシタモジュール(表 5. 1)を 7 直列 3 並列(105V - 85.7F)にしたものを搭載している。図 5. 3 に示すように後部に共振周波数 126kHz のアンテナを搭載し、非接触による充電を可能にしている。停車時のアンテナ間距離は 300mm としている。アンテナの諸元は第 3 章の表 3.1 に示している。また充電用電源は矩形波駆動の電圧型インバータを用いている。インバータおよびコンバータの諸元は第 4 章で用いたものと同様である。またこれらは 1k~3kW の走行中充電の実現を目指して設計を行っているが、本論文では高周波利用に関する制度による制限により 50W 以下での検討を行っている。

WiC-COMS の主回路システムを図 5. 4 に示す。今回のワイヤレスによるキャパシタ充電のカギとなる DC/DC コンバータは直流リンク部にインバータと並列に接続する。そして DC/DC コンバータを介してキャパシタに接続している。これは次節で説明するが直流リンク電圧を制御することにより、走行と充電の両立を行うことを目的としている。コンバータの構成をどのように設計するかは今後の課題でもある。この主回路システムはキャパシタや電池などのハイブリッド駆動システム等でも用いられている[26]。DC/DC コンバータにはシステム全体のパワーフロー制御を行う機能が必要である。またキャパシタは残存エネルギーによって電圧が大きく変化するので、駆動用インバータの入力電圧まで昇圧制御をする必要がある。特に走行中充電を想定した場合、ワイヤレスからの給電だけでなく回生電力の吸収も考慮しなければならない。これらを考慮して、今回は双方向の電流の出し入れが可能となる Half Bridge Converter(二象限チョップ)



図 5.1 電気二重層キャパシタモジュール[25]

表 5.1 電気二重層キャパシタ諸元

電圧	15V
最大電流	600A
静電容量	200F
蓄電容量	16Wh
重量	1.9kg
体積	1.4L
内部抵抗	<8mΩ



図 5.2 COMS (トヨタ車体(株))

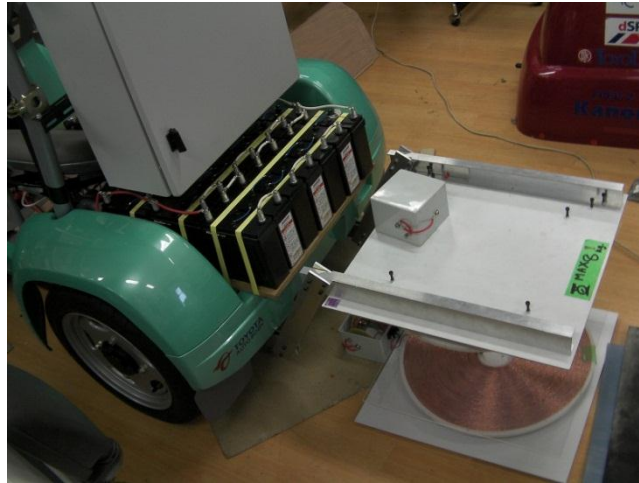


図 5.3 充電時外観

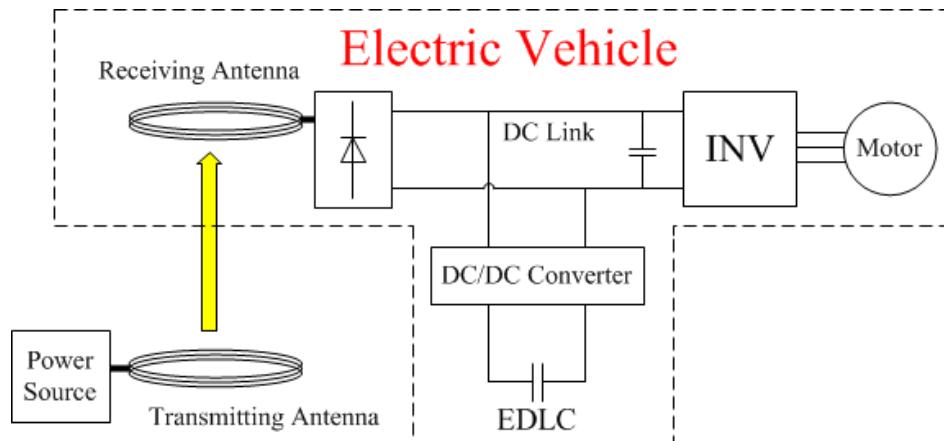


図 5.4 WiC-COMS 主回路構成

## 5.2 DC/DC コンバータ構成

4 章で述べたように DC/DC コンバータを用いることで効率を最適点にすることは可能である。特にキャパシタへの充電の際には負荷のインピーダンス値が蓄電エネルギー量によって変化するので、負荷側で制御を行うことは大きな意義がある。また一般的にキャパシタ充電を行う際には DC/DC コンバータが接続されるため、新しく制御装置を増やす必要もない。コンバータに求められる性能として、充電時と走行時で双方向に電流が流れる必要がある。そのため今回は電流が双方向に流せる充放電が可能な二象限チョップパを採用した(図 5.5)。またコンバータの制御は Myway プラス株式会社製の PE-ExpertIII を用いている。制御を行う上で必要となる情報であるキャパシタ電圧、電流、二次側電圧、電流またそれらを取得するセンサの諸元を表に示す。

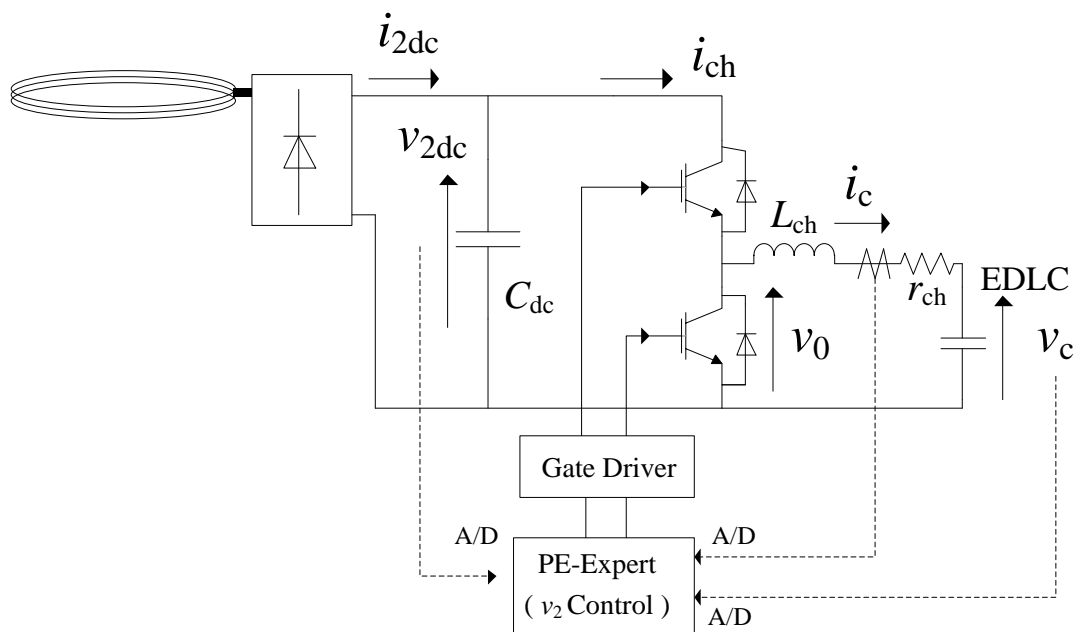


図 5.5 負荷側回路構成

### 5.3 キャパシタ充電制御法

ワイヤレスによるキャパシタの高効率充電の実現には、アンテナ間効率とキャパシタ充電効率それぞれを高める必要がある。しかし先にも述べたように、キャパシタはエネルギー残存量によって電圧が大きく変化するので直接ワイヤレスシステムの負荷側に接続すると、アンテナ間での損失が増加し、総合効率が下がってしまう。またキャパシタは定電圧での充電では効率が下がるということも一般的に知られている[27]。そのためワイヤレスシステムにおいては何らかの方法で高効率となるように充電制御をしなければならない。そこで WiC-COMS では DC/DC コンバータの制御法に焦点をあてアンテナ間効率とキャパシタ充電効率を両立させる充電法を提案し、給電実験を行う。

#### 5.3.1 定電流による充電

キャパシタの一般的な充電方法は定電流による充電である。その理由としては、定電圧に充電の場合、内部抵抗での損失により効率が半分となってしまうからである。これまでも電磁誘導方式での適用ではあるがワイヤレスシステムでのキャパシタへの充電は提案されている[28]。この文献では降圧チョッパによる図 5.6 のような制御を行っている。しかし、この文献においては給電効率に関する情報は示されておらず、確認にとどまっている。ワイヤレスシステムにおいては一次側での電圧が一定の場合、最高効率となる負荷インピーダンス値は一定となり、受ける電力も一定であることが望ましい。そのため定電流によ



る充電のように負荷状況に合わせて電力が変化するようなものに対してはアンテナ間効率が大きく変化してしまうため、常に最大効率点での電力伝送は不可能である。この問題はワイヤレス給電によるキャパシタ充電の特有の問題であるといえ、一般的な定電流の充電では総合効率を高い状態には保つことは不可能である。

### 5.3.2 二次側電圧一定制御による充電

先にも述べたように、ワイヤレスシステムにおいては定電流による充電では常に高効率の状態での充電はできない。そのためワイヤレスでのキャパシタ充電方法として二次側電圧を制御する定電力による充電法を提案する。図 5.7 にそのブロック図を示す。前節で示した電流制御系の上に電圧制御系を組んでいる。この方法により二次側直流電圧は一定に保たれ、常に最大効率となる点での給電が可能となる。

この場合キャパシタにとっては一定電力での充電となる。定電力での充電でキャパシタ電圧が低い状態では電流が多く流れるため定電流充電と比較して効率が悪化する恐れがあるが、使い方次第では同等の効率が実現できる。その比較検討を以下に示す。

今回想定する充電システムの諸元を表 5.2 に示す。これらは WiC-COMS を想定したものとしている。電源容量は最大電力 1kW のものを使用し、キャパシタ電圧を 100V まで充電する。電圧源・電流源・電力源による三通りの充電方式の検討を行う。効率の計算式は(4)式に示す。 $E_c$ はキャパシタに蓄えられているエネルギー、 $E_{\text{loss}}$ は内部抵抗での損失エネルギー、 $P_s$ は電源から供給される電力、 $t$ は充電時間を表している。

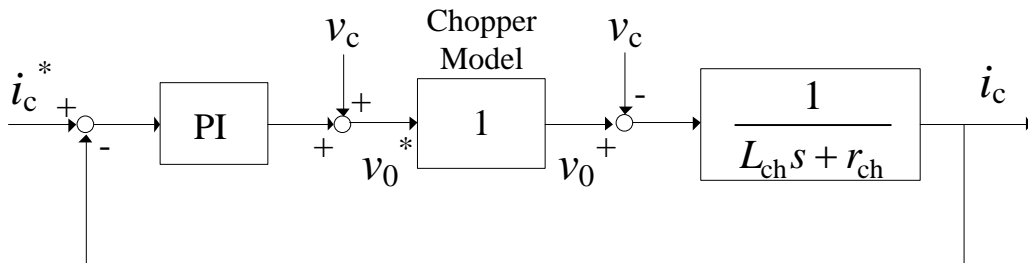


図 5.6 電流制御系

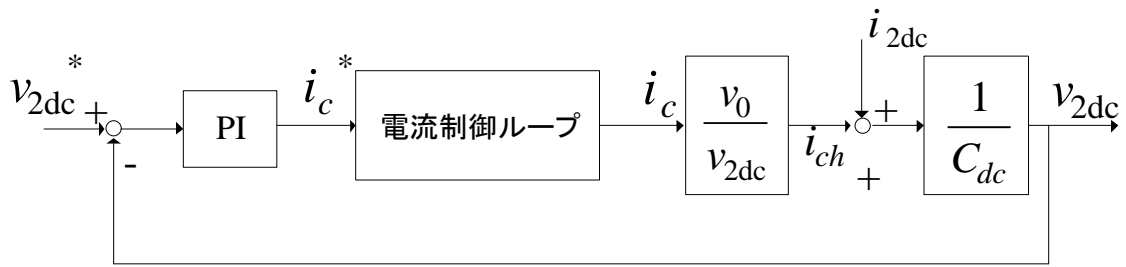


図 5.7 二次側電圧制御系

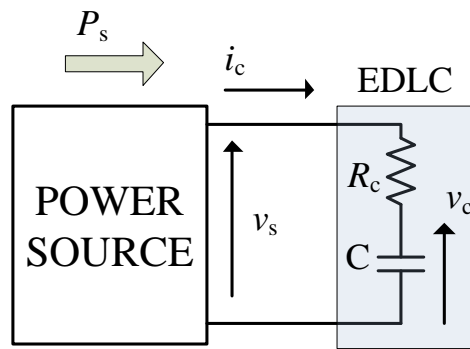


図 5.8 各充電方式の検討のための充電システム

表 5.2 充電方式検討のための諸元

最大電源容量 $P_s$ [W]	1000
キャパシタ容量 $C$ [F]	85.7
キャパシタ内部抵抗 $R_c$ [ $\Omega$ ]	0.02
キャパシタ最大電圧 $V_{c\_max}$ [V]	105
キャパシタ最大電流 $I_{c\_max}$ [A]	600

$$\eta_{ch} = \frac{E_c}{E_c + E_{loss}} \times 100 = \frac{E_c}{P_s \cdot t} \times 100[\%] \quad \dots\dots\dots (5.1)$$

$$v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \quad \dots\dots\dots (5.2)$$

また 100V まで充電すると最終的にキャパシタに蓄えられる電力量は式(5.3)となる。

$$E_c = \frac{1}{2} CV^2 = 0.5 \times 85.7 \times 100^2 = 4.29 \times 10^5 [\text{J}] \quad \dots\dots\dots (5.3)$$

(I) 定電流による充電( $i_c$ 一定) 定電流充電についての検討を行う。充電電流値  $i_c$  を 10A と  
して検討を行った。式(5)より 100V まで充電するのにかかる時間は

$$t = \frac{v_c}{i_c} C = \frac{100}{10} \times 85.7 = 857 [\text{s}] \dots\dots\dots (5.4)$$

となる。またキャパシタの内部抵抗での損失エネルギー $E_{\text{loss}}$ は

$$E_{\text{loss}} = R_c i_c^2 \cdot t \dots\dots\dots (5.5)$$

よってキャパシタの充電効率 $\eta_{ch}$ は式(5.6)のようになる。

$$\begin{aligned} \eta_{ch} &= \frac{E_c}{E_c + E_{\text{loss}}} \times 100 = \frac{t}{t + 2R_c C} \times 100 \\ &= \frac{857}{857 + 2 \times 0.02 \times 85.7} \times 100 = 99.6[\%] \dots\dots\dots (5.6) \end{aligned}$$

また定電流で充電するということはキャパシタの電圧に応じてパワーを制御することと等価である。そのためワイヤレスシステムにおいて定電流充電するということはコンバータを用いてインピーダンスを変化させることでパワー制御していることになる。

## (II) 定電力による充電( $P_s$ 一定)

定電力電源の関係式，入力キャパシタ電圧，電流の関係式をそれぞれ(5.7)式，(5.8)式に示す。

$$P_s = v_s \cdot i_c \dots\dots\dots (5.7)$$

$$P_s = R_c i_c^2 + v_c i_c \dots\dots\dots (5.8)$$

さらに(5.2)式，(5.7)式，(5.8)式より以下の式が得られる。

$$R_c C^2 \left( \frac{dv_c}{dt} \right)^2 + v_c C \frac{dv_c}{dt} - P_s = 0 \dots\dots\dots (5.9)$$

この方程式は非線形微分方程式であるため計算により求めることができない。そのため数値計算により導き出す。計算により求めたキャパシタ電圧と電流の図 5.9 に示す。図 11 より定電力源によりキャパシタ電圧が 100V まで充電されるためにかかる時間は  $t=434[\text{s}]$  であると読み取れる。この結果，定電力充電時の充電効率は(5.1)式を用いて，(5.10)式のようになる。充電効率はキャパシタ電圧が低い領域(電流が多く流れる)では内部抵抗のロスのため効率が悪化する。しかし適切なキャパシタ範囲で使用すれば効率は定電流による充電とほぼかわらないといえる。

$$\eta_{ch} = \frac{E_c}{P_s \cdot t} = \frac{4.29 \times 10^5}{1000 \times 434} \times 100 = 98.8[\%] \dots\dots\dots (5.10)$$

各方式の充電効率，充電時間をまとめたものを表 5.3 に示す。定電力による充電のメリットとして，ほかの方式に比較して常に電源の持つ最大電力で利用できるため，急速な充電が実現しやすいということも挙げられる。また先に示したようにワイヤレスシステムでは負荷のインピーダンス及び要求するパワーによって効率が大きく変化するので，定電力を供給するほうが好ましいといえる。

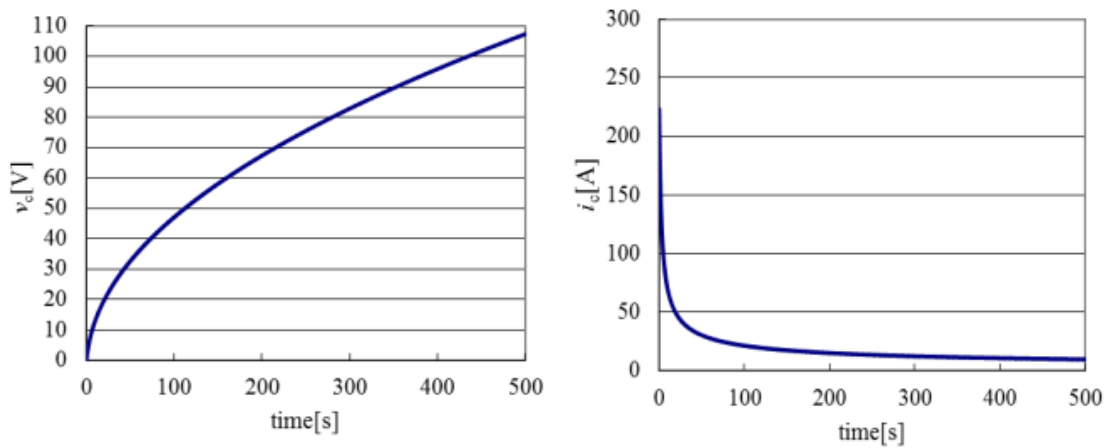


図 5.9 定電力充電時のキャパシタ電圧・電流

表 5.3 各充電方式の充電時間と充電効率

	定電圧源	定電流源	定電力
時間	数 s	857s	434s
効率	50%	99.60%	98.84%

最大効率となる一次側と二次側電圧の関係式(第 3 章参照)はアンテナ間の距離(相互インダクタンス)によって決定されるので、何らかの方法で  $L_m$  の情報を得て最大効率となる  $A_v$  を設計しなければならない。本章では電気自動車が停車中の場合を想定しているが、走行中充電への適用を考慮すると通信や推定を用いて高速に相互インダクタンスを知る必要があるといえる。

## 5.4 キャパシタ充電実験による検証

### 5.4.1 キャパシタ充電実験

実験するにあたりアンテナ間効率  $\eta_p$  とインバータ入力からキャパシタまでの総合効率  $\eta_c$  を一次側電力  $P_1$ , 二次側電力  $P_2$ , キャパシタに入る電力  $P_c$  を用いて以下のように定義する。

$$\eta_p = \frac{P_2}{P_1}, \quad \eta_c = \frac{P_c}{P_1} \dots\dots\dots (1)$$

実験構成システムは第 4 章で用いたシステムの負荷にキャパシタを接続した構成となっている。測定項目はインバータに入力される DC からキャパシタにはいる DC 電力で評価を行っている。今回は高周波利用設備[29]の関係により、伝送電力が 50W 以下となるように実験を行っている。大電力での実験は今後の課題であるといえる。

キャパシタの電圧によつての給電効率について示した実験結果を図 5.10 に示す。アンテナ間の効率  $\eta_p$  は 80% とほぼ一定となっているが、キャパシタまでの総合効率  $\eta_c$  はキャパシタの電圧によって大きく変化していることがわかる。この理由としては、コンバータ内で

の損失が大きな原因であるといえる。図 5.11 に伝送電力量に関する実験結果を示した。一定の電力で受けているため、キャパシタ電圧が低いときにはキャパシタ電流が多く、逆にキャパシタ電圧が高い状況では電流が小さくなる。そのため、電流が多くなる状況では内部抵抗による損失が多くなってしまう。 $L$  や配線における内部抵抗値があり、そこでの電力損失がコンバータでの効率に大きな影響を与えているといえる。しかし、これらの項目は改善可能であり、適切な設計を行えば実際の効率はアンテナ間効率と同等となり総合効率が 80% での充電が可能であるといえる。

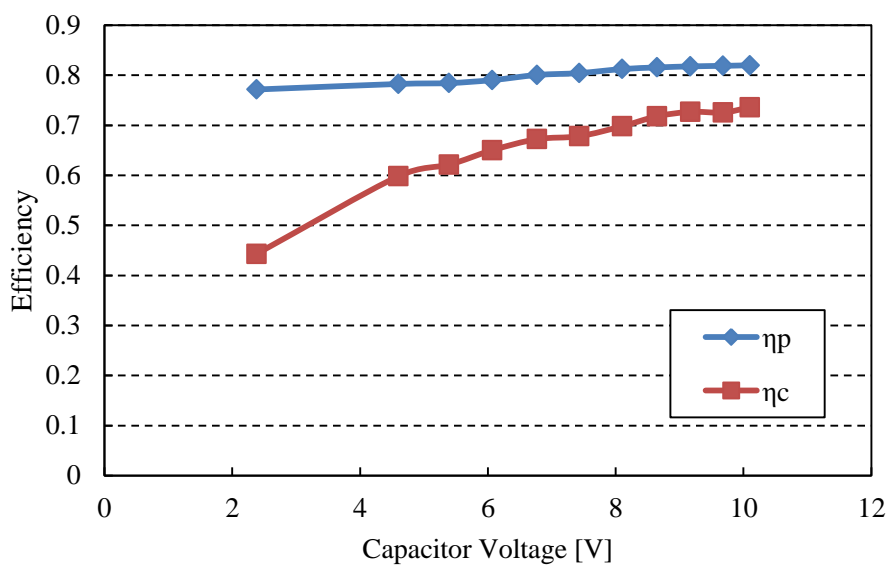


図 5.10 キャパシタ電圧による給電効率の変化

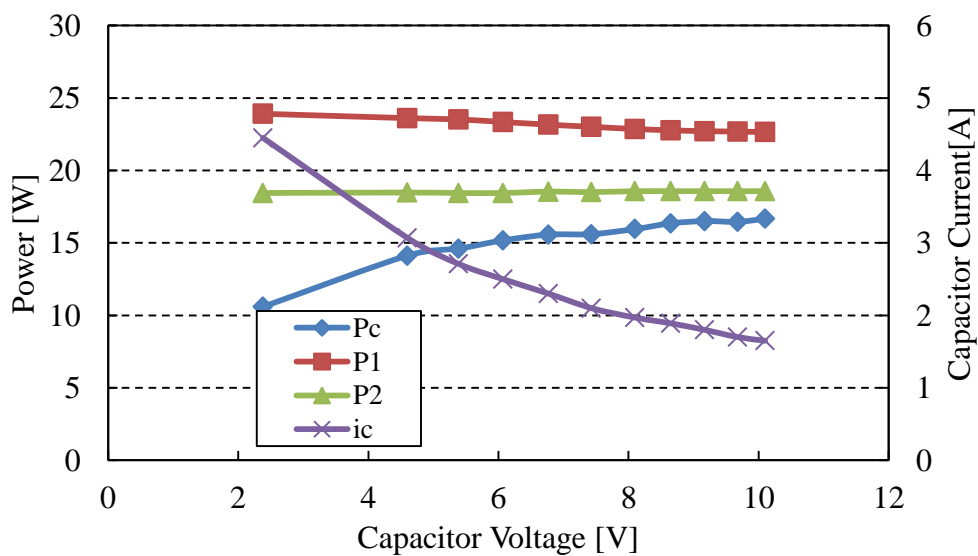


図 5.11 キャパシタ電圧によるキャパシタ電流値・電力量変化

#### 5.4.2 アンテナ距離変化時の検証

前節ではアンテナ距離を一定とした際の給電効率の評価を行ったが、走行中充電を想定した場合結合状態は大きく変化する。そこで本節ではアンテナ間距離による各特性について検討を行う。前節と同様の実験構成で電源電圧  $V_{dc}$  を 50V に設定し、キャパシタ電圧  $v_c$  を 15V となる際の各給電効率の評価を行った。

実験結果を図 5.12, 図 5.13 示す。このように磁界共振結合方式では伝送距離を伸ばすと電力量は大きくなるが、効率が下がってしまう。伝送効率のシミュレーション値との差はインバータでの損失、またはダイオード整流器などでの電力変換回路における損失に起因するものと考えられる。

しかし、スイッチングに用いられる半導体素子に SiC を用いたりすることで、インバータや整流器での総合効率をまだまだ高めることは可能であるといえる。kHz でのメリットはパワーエレクトロニクス技術を活用できる点にあり、MHz 帯のように高周波電源や整流器のみで効率が半分近くになる[23]ことと比較すると総合効率は kHz 帯を用いるほうが圧倒的に高くなるといえる。また一般的に自動車における車高は 20cm とされており、このシステムを直接実写に搭載し、90%以上の効率が実現できるといえる。

次にアンテナ間距離に対する電力量の変化についての考察を行う。自己共振周波数における電力伝送では距離が遠くなればなるほど( $L_m$  の値が小さくなるほど)電源から出力される電力が大きくなるが、損失が多く発生し効率が下がるという特性が現れている。この特性は等価回路的にみると  $L_m$  が小さいということは一次側の電流が多く流れ、一次側内部抵抗での損失が大きくなるということである。

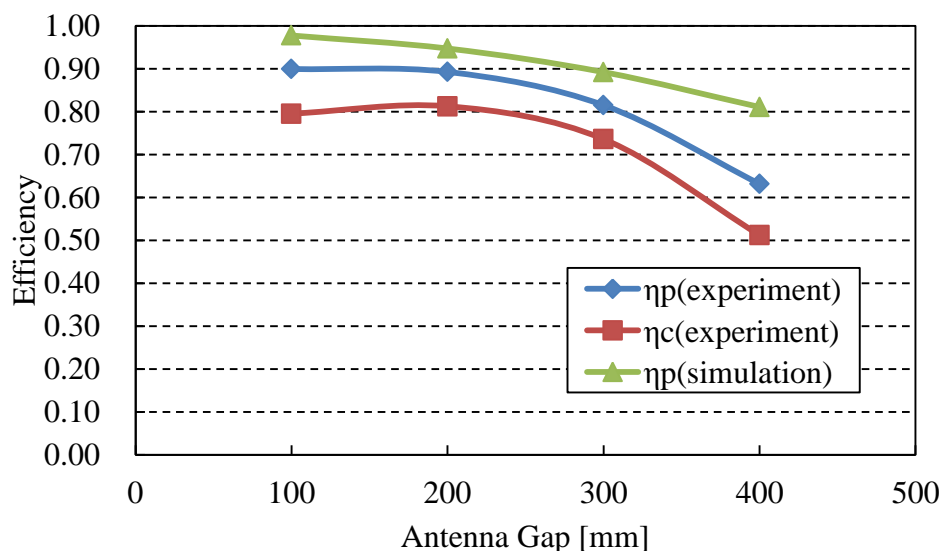


図 5.12 アンテナ間距離と伝送効率の変化

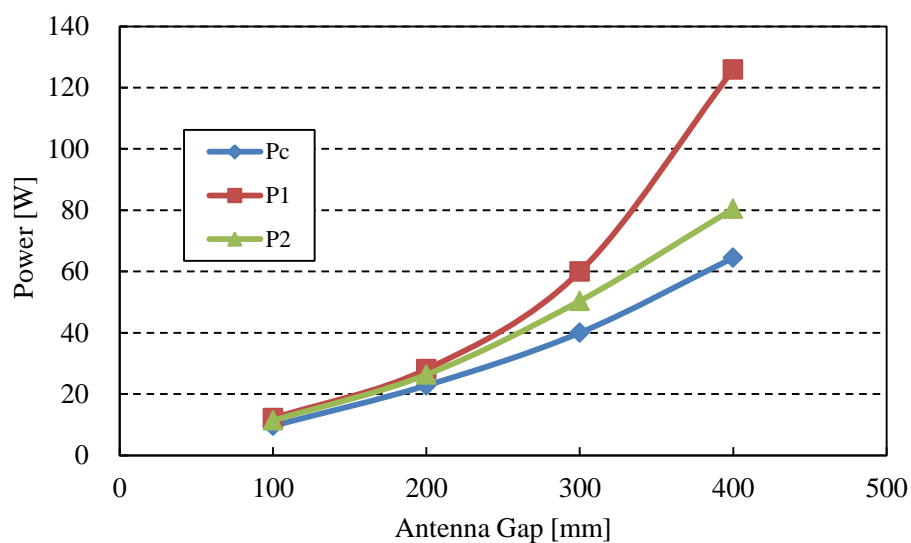


図 5.13 アンテナ間距離と伝送電力量の変化

## 5.5 本章のまとめ

本章ではキャパシタ電気自動車（WiC-COMS ワイヤレスキャパシタコムス）へのワイヤレスによる充電の実現を目的として実験にて検証を行った。アンテナ間距離が 300mm 停車時の総合効率は最大で 72%になるが、電源のインバータ効率や整流器などの変換器回路の効率を上げることでまだまだ改善可能であるといえる。またキャパシタ電圧によって総合効率は変化してしまうことから、効率悪化の原因はコンバータによる損失がほとんどを占めており、これらも改善の余地がある。

しかし、第 3 章、第 4 章でも述べたように、アンテナ間距離によって最適な負荷電圧が変化する。そのため、距離が変わるたびに最高効率となるように二次側電圧を制御しなければならない。

## 第6章 結合状態推定を用いた DC/DC コンバータによる最高効率追従制御

高効率な電力伝送に必要な情報である結合状態を表す相互インダクタンス  $L_m$  の負荷側からの推定方法を提案する。また推定された  $L_m$  を用いた高効率状態追従のための負荷側 DC/DC コンバータの MET(Maximum Efficiency Tracking)制御法を提案する。本章では、はじめに  $L_m$  推定方法について示し、その後推定値を用いた DC/DC コンバータによる二次側電圧制御法について示す。

### 6.1 結合状態を推定することの意義

3 章, 4 章, 5 章で述べたように, kHz 帯における磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送では, 高効率状態にするには相互インダクタンス  $L_m$  に合わせて負荷  $Z_L$  の値あるいは電圧増幅率(一次側と二次側の電圧の関係)を適切に設計しなければならない。特に走行中充電においては送電アンテナと受電アンテナの位置は大きく変化し, 同時に  $L_m$  の値も大きくかわってしまう。そのため  $L_m$  の値がわからない場合, 高効率になるように制御するためには一次側と二次側双方の情報を通信など用いて効率をみて最適効率になるように制御する必要がある。しかし, 通信の必要があるためその分電源側と車体側の双方に装置を載せなければならず, コスト・メンテナンスという点でも問題がある。そのため電源側、受電側の情報のみから  $L_m$  を推定することが実現できれば, 余計な装置を減らせ, またその値を用いて電源のインバータや負荷側のコンバータを用いて高効率状態への制御が可能になる。また本検討では扱わないが, 磁界共鳴のセンシングとして使う例がある[30]。 $L_m$  の値はアンテナ間の距離を表すパラメータであり, これを用いることで自動駐車やレーンフォロイングなどの自動車の車両運動制御という意味においても推定することは大きな意義を持つ。

このような背景により, 結合状態を推定することは大きな意義をもち, これまでにも推定方法の研究事例がある[31][32][33]。文献[31]の方式では最初に結合係数を推定するために負荷回路を短絡させるモードを設けており, 結合状態を推定した後に電力を送っている。しかし, この方式ではリアルタイムでの推定が不可能であり, 結合係数が高速に変化する対象には適していない。文献[32]においては電磁誘導方式を用いており, 一次側の電圧と電流値を用いて推定を行っている。この場合リアルタイムでの推定は可能であるが, 共鳴方式での適用の可否や一次側での制御のため複数の対象への高効率での給電という点では問



題があるといえる。このような背景により、電気自動車の走行中充電への適用を考慮すると、負荷側でリアルタイムに推定できる方法が必要であるといえる。そこで本研究では負荷側のパラメータのみから相互インダクタンス  $L_m$  を推定する方法を提案する。

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{j\omega_0 L_m Z_L}{R_1 Z_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots\dots\dots (6.1)$$

## 6.2 結合状態推定法

### 6.2.1 結合状態推定法の提案

前節で述べたように、電気自動車への走行中充電において高効率状態に追従するには、結合状態の推定が不可欠である。本検討では受電側からの結合状態推定法を提案する。受電側で推定するメリットとして受電側での高効率状態追従制御に利用できる他にレーンフォロイング等の車両の自動運転・駐車や運動制御への応用が期待される。本節ではその推定法について述べる。推定するための前提条件を以下に示す。

- (1) 一次側(電源側)電圧は一定とし、電圧値・周波数ともに既知である。
- (2) アンテナの内部抵抗値  $R_1$ ,  $R_2$  は既知である。

走行中充電を考慮した場合、送電アンテナや電源インバータ等のインフラ設備は地中に数キロメートルに渡って埋められることが想定される。そのため複雑な制御装置等はコストやメンテナンス面から地中側に大量に埋めるのは適切とはいえない。そのため本検討では一般的な家庭用の電源と同様に周波数が一定の定電圧の電源が地中に埋まっていると仮定している。本検討では一次側の電圧は一定であり、二次側(車両側)ではその値が既知であるという前提を置いている。

これらの条件と負荷側で測定できる情報から、相互インダクタンス  $L_m$  の値の推定を行う。推定式は一次側と二次側の電圧の関係式である(6.1)式を用いる。(6.1)式を  $\omega_0 L_m$  について式変形を行うと(6.2)式のようになる。

この方式を用いるメリットは、負荷側の電圧と電流の情報のみから推定が可能となるので、周波数やインピーダンスのスweepの必要がないことにあり、リアルタイムでの推定が可能となることである。そのため電気自動車の走行中充電等、高速な高効率追従が要求される場合に適した推定法であるといえる。

$$\omega_0 L_m = \frac{\frac{Z_L}{A_v} + \sqrt{\left(\frac{Z_L}{A_v}\right)^2 - 4R_1(Z_L + R_2)}}{2} \dots\dots\dots (6.2)$$

### 6.2.2 実験による検証

推定法の有効性を確認するために実験にて検証を行った。実験システムの構成を図 6.1 に示す。アンテナのパラメータは表 6.1 に示したものをを用いている。図 6.2 に示すように水平方向  $z$  と垂直方向  $x$  の位置ずれについての検討を行った。また電源には定電圧インバータを使用し電源電圧  $V_1$  は 20V(矩形波)一定とする。負荷にはダイオードにて整流後、電子負荷を接続し  $Z_L$  を変化させた際の検討を行った。 $L_m$  を電圧値  $V_2$ , 電流値  $I_2$  を用いて推定する。また真値として VNA(Vector Network Analyzer)で測定した値を用い、推定結果との比較を行う。

ギャップが近い領域では、 $L_m$  推定値は比較的一定の値をとるようになっているが、ギャップが遠い領域では正確な推定ができなくなっている。この理由には複数の原因が考えられる。一つには電源周波数と共振周波数が厳密に一致していないことが挙げられる。そのため自己共振時の電圧増幅率の関係式からずれが生じ、推定式に影響を与えている。またダイオード整流の影響も考慮せねばならない。ダイオード整流では電圧降下や整流による損失が存在し、これらは推定式にはモデル化されていない。これらの影響を明らかにすることは今後の課題である。しかし、長すぎるエアギャップで使用しない、また電圧増幅率  $A_v$  が 1 以下で使用するなど使用範囲を限定すればおよそその  $L_m$  推定は十分に可能であることがわかる。

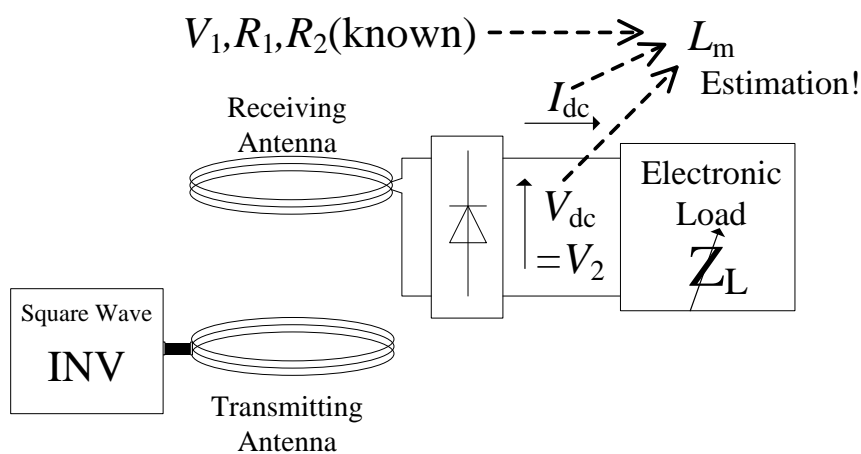


図 6.1  $L_m$  結合状態推定実験の構成

表 6.1 VNA による  $L_m$  の値

gap[mm]	$L_m$ [uH]
100	265
200	109
300	52
400	28
500	17

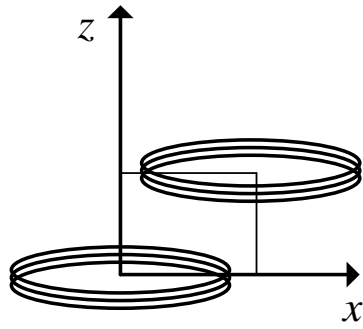


図 6.2 実験アンテナの位置ずれ方向

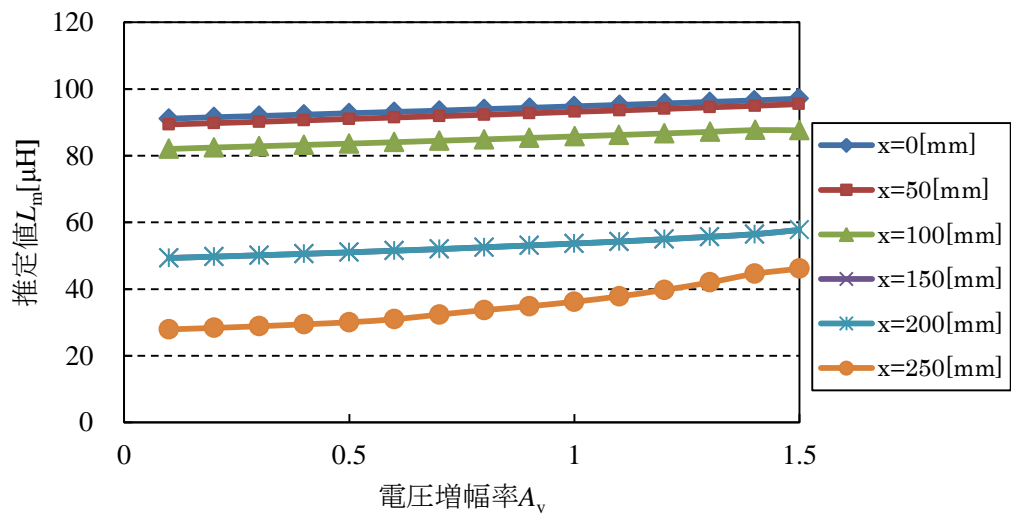


図 6.3 負荷インピーダンスと  $L_m$  推定値(水平方向)

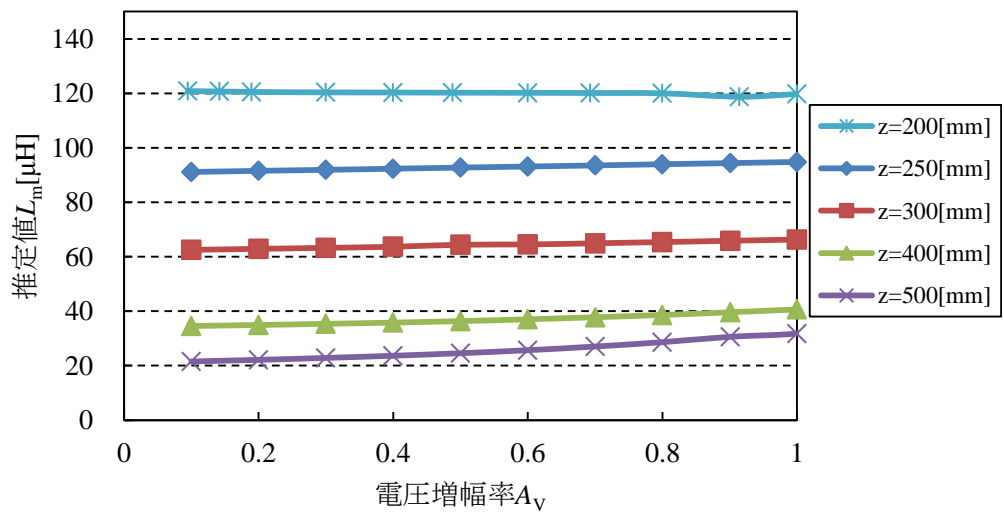


図 6.4 負荷インピーダンスと  $L_m$  推定値(垂直方向)

## 6.3 結合状態推定法に基づく MET 制御法

前節で述べたように負荷側の情報から、送電アンテナと受電アンテナの結合状態を表す  $L_m$  の推定が可能である。推定値を用いて負荷側の DC/DC コンバータによる二次側電圧の最適制御法を述べる。

### 6.3.1 結合状態推定法に基づく MET 制御法の提案

先に述べたように伝送効率是一次側電圧と二次側電圧の関係により決定する。本研究においては、一次側の電源は定電圧のインバータを想定しており、最大効率点となる電圧増幅率に追従させるには受信側で二次側電圧を制御する機構が必要となる。そこで二次側の電圧制御のため DC/DC コンバータを EDLC との間に接続し、受電する二次側電圧の制御を行う。受電側の主回路を図 6.5、制御ブロック図を図 6.6 に示す。DC/DC コンバータには二象限チョップパを採用し、平滑コンデンサ  $C_{dc}$  の電圧を見て、指令値より小さくなれば EDLC から放電、その逆ならば充電となるよう制御を行う。また電圧指令値  $V_2^*$  は先に述べた相互インダクタンス  $L_m$  により生成される。(3.8)式に表された電力増幅率の式を負荷インピーダンスで微分し、最高効率点となる  $Z_{L,opt}$  を求めると(6.3)式となる。また(6.3)式を電圧増幅率  $A_p$  の関係式を表す(3.9)式に代入すると(6.4)式のように最適二次側電圧値が求められる。この値を用いて二次側の最適電圧指令値  $V_2^*$  を生成する。

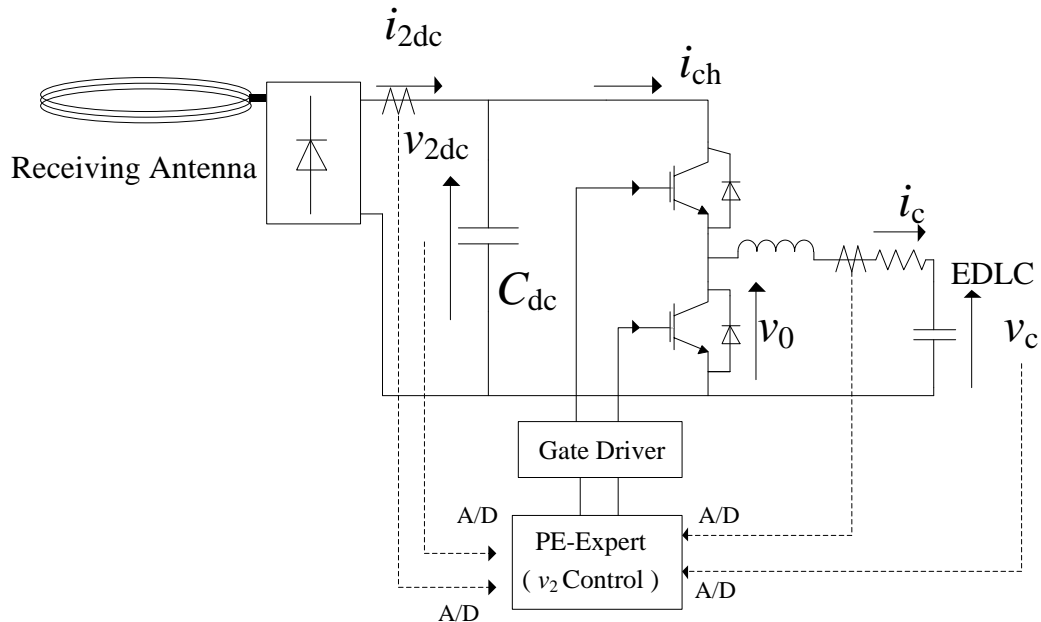


図 6.5 受電側主回路図

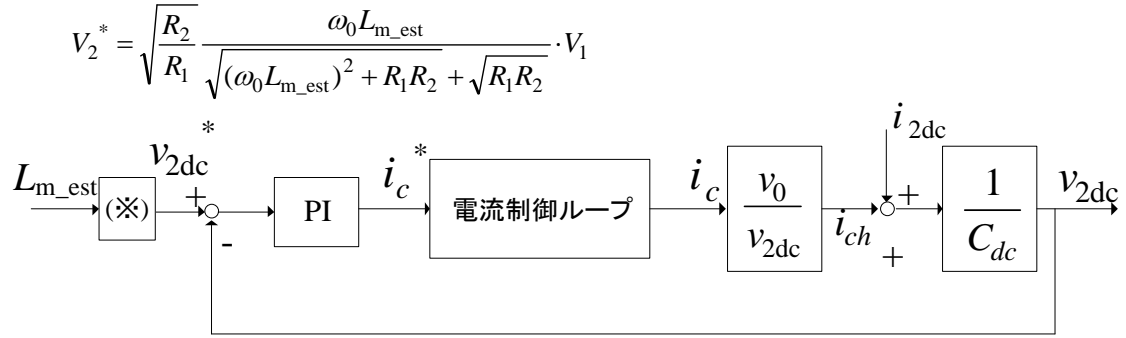


図 6.6 MET 制御のブロック図

$$Z_{L\_opt} = \sqrt{\frac{R_1 R_2^2 + (L_m \omega_0)^2 R_2}{R_1}} \dots\dots\dots (6.3)$$

$$\begin{aligned} V_2^* &= \frac{j\omega_0 L_{m\_est} Z_{L\_opt}}{R_1 Z_{L\_opt} + R_1 R_2 + (\omega_0 L_{m\_est})^2} \cdot V_1 \\ &= \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_{m\_est}}{\sqrt{(\omega_0 L_{m\_est})^2 + R_1 R_2} + \sqrt{R_1 R_2}} \cdot V_1 \dots\dots\dots (6.4) \end{aligned}$$

### 6.3.2 シミュレーションによる効率改善効果の確認

シミュレーションにより，二次側電圧制御法による最適点追従法の検証を行う。シミュレーションのシステムを図 6.7 に示す。DC/DC コンバータによる定電圧制御の代わりに定電圧直流電源を負荷に接続している。WiC-COMS への 1kW での充電を想定して，一次側の電圧  $V_1$  は 200V としている。またアンテナ距離は 300mm を想定して  $L_m$  の値を 52 $\mu$ H としている。初期条件として二次側の電圧を電圧増幅率が 1 となるように初期値を 200V に設定し  $L_m$  推定を行った後，0.01 秒後，推定値に合わせて二次側電圧制御を開始する。その時の MET 制御による効率改善効果についての検証を行う。

図 6.8～図 6.10 に電力伝送効率， $L_m$  推定，二次側電圧指令値  $v_{2\_ref}$  の各時間変化について示す。図 6.8 からわかるように MET 制御を入れると効率が改善されていることがわかる。また推定値も多少の誤差があるものの，リアルタイムでの推定ができておりそれを用いた電圧指令値を生成できていることもわかる。

これらのシミュレーションを各アンテナ間距離でも行った。図 6.11 に各アンテナ間距離における結果を示す。二次側電圧の最適値制御により理論効率の最大値と一致していることが確認できる。またどのアンテナ間距離(相互インダクタンス  $L_m$ )においても数%の効率改善効果が得られている。

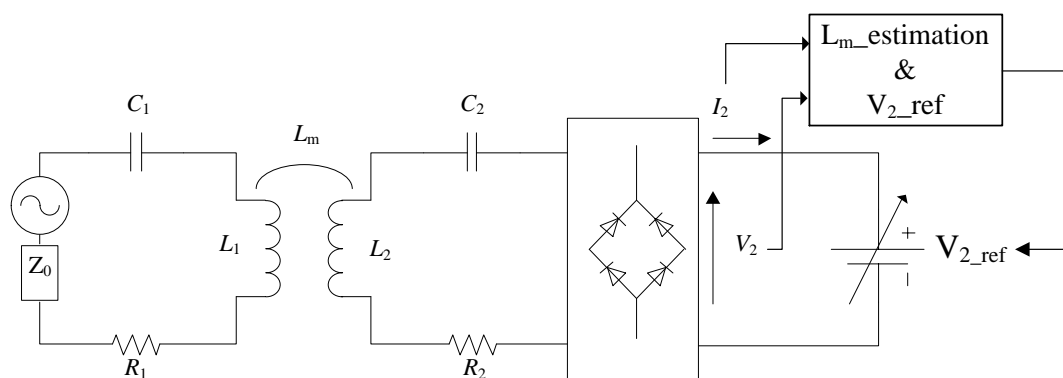


図 6.7  $L_m$  推定を用いた二次側電圧制御シミュレーション

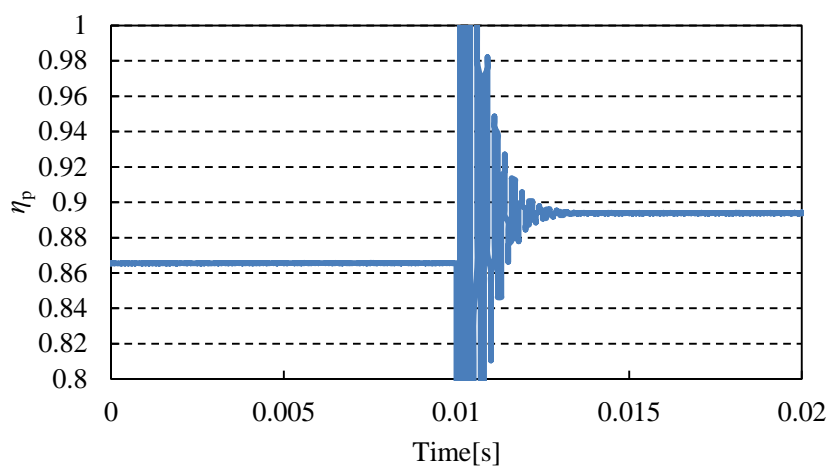


図 6.8 電力伝送効率

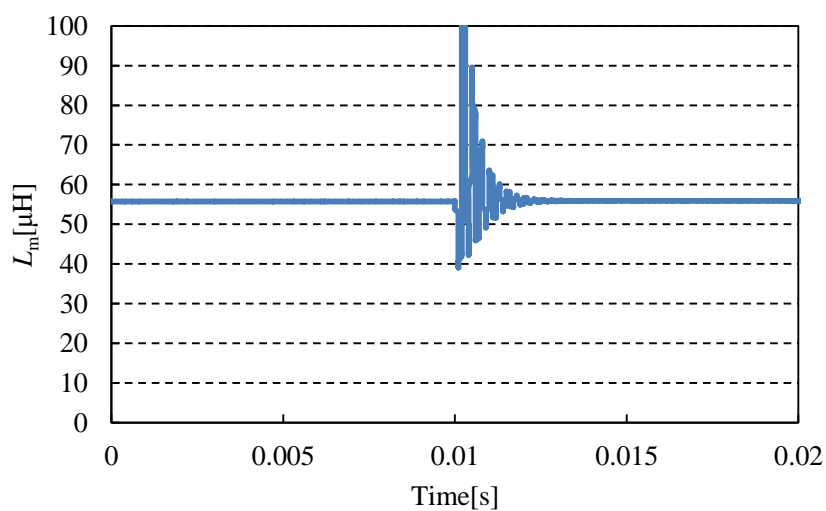


図 6.9  $L_m$  推定値

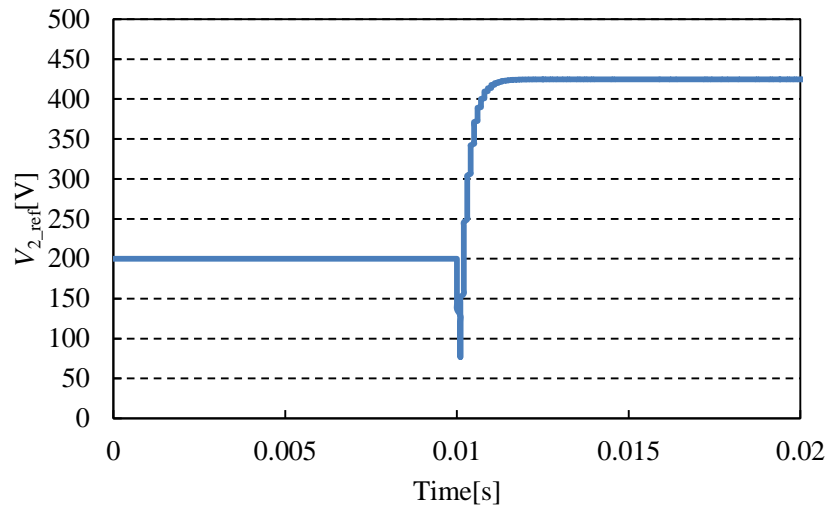


図 6.10 電流指令値

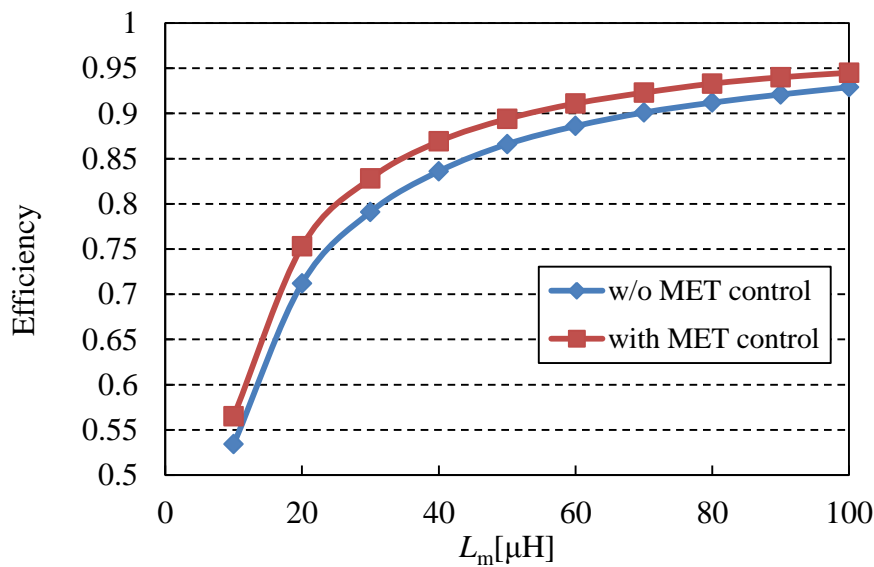


図 6.11 MET 制御による効率改善効果(シミュレーション)

### 6.3.3 実験による効率改善効果の検証

前節ではシミュレーションにて MET 制御による効率改善効果について検証を行った。本節では実験によって提案法による効率改善効果について検証を行う。実験装置は第 5 章で用いたシステムを再び使用する。今回は電圧の二次側電圧の指令値  $v_{2\_ref}$  を推定した  $L_m$  の値から生成する。この結果より、 $A_v=1$ (一定)とした場合と比較を行い MET による改善効果についての検証を行う。

実験により推定された  $L_m$  の値とそれを基にした電圧の指令値を図 6.12 に示す。推定値は VNA による真値とほぼ一致しており、アンテナ間距離によって変化する相互インダクタン

スの推定ができることがわかる。またアンテナ間距離に合わせて二次側電圧指令値が変化しており、推定値を用いて二次側の電圧制御の指令値を生成できている。電圧指令値と実際の最適電圧指令値がずれている原因はアンテナパラメータである内部抵抗やインダクタンス成分、キャパシタンス成分が正確にモデル化できていないことやインバータやダイオードによる損失の影響が挙げられる。シミュレーションにおいてはアンテナパラメータが正確にモデル化できているが、実験においてはそれらのモデル誤差が存在し、それらが推定精度及び追従性能に大きな影響を与えているといえる。**MET** 制御による更なる高効率化を目指すには、アンテナパラメータの厳密なモデル化が重要となる。次にアンテナ間効率の評価を行った実験結果を図 6. 13 に示す。どのアンテナ距離においても数パーセントの効率改善効果が得られている。アンテナ間距離が近い領域(アンテナ間距離 100mm, 150mm)にも関わらず効率が低くなっている理由としては、 $L_m$  が小さい領域では伝送される電力が小さくなるため、変換器での損失の割合が大きくなっているためであるといえる。またキャパシタまでの総合効率を示した実験結果を図 6. 14 に示す。総合効率においても数%の効率改善効果を得られている。これまでの実験結果と同様に DC/DC コンバータ内での損失があるため、アンテナ間効率よりも 10%程度低くなっている。

アンテナ間距離が小さい距離においては **MET** 制御による大きな効率改善効果が得られたが、アンテナ間距離が遠い領域では 1~2%と非常に小さい効率改善効果しか得ることができなかった。この理由としては **MET** による電圧指令値が 30V に近づいており、**MET** なしの場合と同じ  $A_v$  が 1 に近づいているためである。結果 **MET** なしの場合とほぼ同じ伝送効率になってしまっている。いずれにせよ **MET** 制御を用いることで効率改善効果が挙げられるため、この制御系を構築することは大きくアンテナの位置が変動する走行中充電において非常に有効な手段であるといえる。

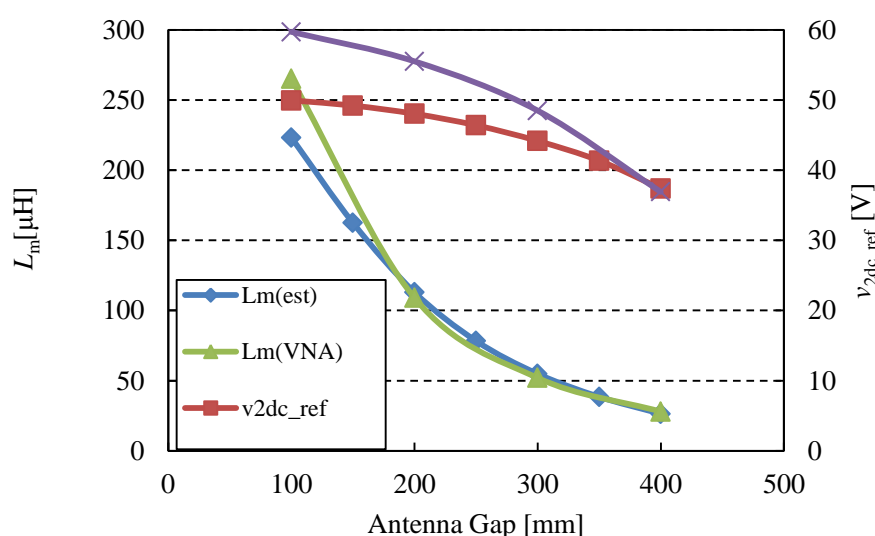


図 6. 12 推定値と電圧指令値の変化



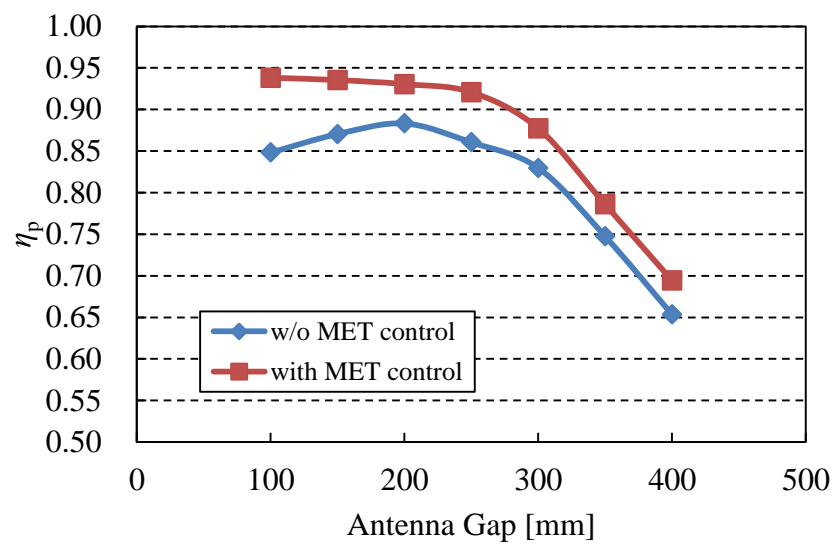


図 6. 13 MET 制御によるアンテナ間効率の改善効果

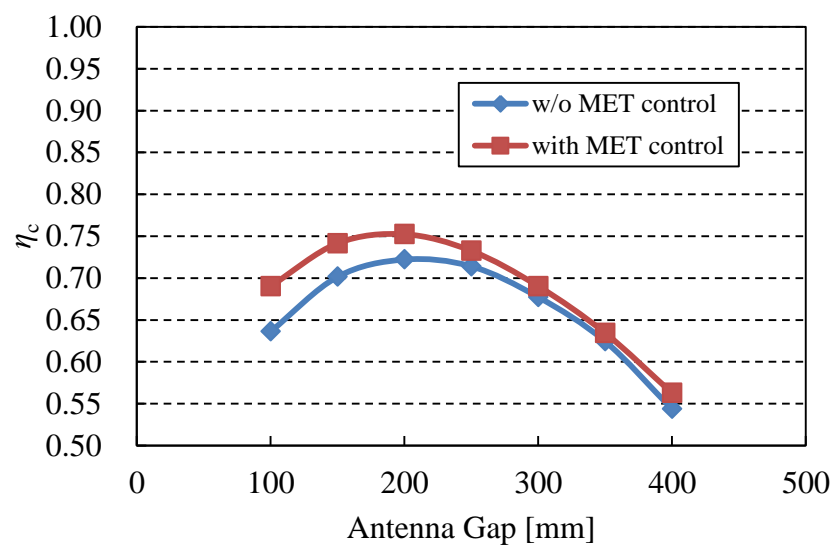


図 6. 14 MET 制御による総合効率の改善効果

## 6.4 まとめ

負荷側の情報から結合状態を表す  $L_m$  の推定方法を提案し、それを用いた二次側電圧制御法を提案した。提案した推定法は負荷側の電圧、電流を測定のみで実現できるため、高速な推定が可能であり、今回の電圧制御だけでなく、運動制御などにも応用が利くため、電気自動車の走行中充電において非常に効果的な推定法であるといえる。また  $L_m$  の推定によって最高効率点への追従は可能であるが、今回の検討のような条件では効果が小さく、アンテナ設計に依存するところが多いといえる。またシミュレーションでは理論通り高効率状態に追従できるが、実験による検証では内部抵抗等のアンテナパラメータのモデル誤差の影響が大きく、大きな効率改善効果を得ることができなかった。アンテナパラメータを正確に得られるようにすることは、推定や高効率制御を行う上で今後の重要な課題であるといえる。

## 第7章 結論

### 7.1 まとめ

本研究では、電磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送のキャパシタ電気自動車への適用を目指した負荷側制御法の提案を行った。

kHz 帯を用いたワイヤレス電力伝送において、アンテナ間の距離の変化や負荷インピーダンスの値によって伝送効率が大きく変わってしまう。それらの解決法としてまず初めに本研究の基礎技術となる DC/DC コンバータを用いたインピーダンス変換法による高効率化手法を提案し、実験にてその有効性についての検証を行った。DC/DC コンバータを用いることでインピーダンスの変換が可能であり、DC/DC コンバータの制御により負荷やアンテナギャップの変動に対しても、そのアンテナ間距離における最高効率点での給電が可能であるということを示した。

次に実際にキャパシタ電気自動車へのワイヤレスによる充電の実現を目的として、DC/DC コンバータの具体的な制御方法について述べた。ワイヤレス電力伝送においては定電流による充電ではなく受ける側の電圧を一定にすることによる一定電力による充電が適切であるといえ、それらを数値的に示した。また実験車両である WiC-COMS を提案・製作し、ワイヤレスによるキャパシタの充電実験を行った。提案した充電手法により停車時にはアンテナ間電力伝送効率を 80%、キャパシタまでの総合効率 70%を実験的に示した。また走行中充電を想定したアンテナ間距離による給電効率を実験的に示した。

次にキャパシタ電気自動車の走行中充電を目的として、MET (Maximum Efficiency Tracking)制御を提案した。アンテナ間の結合状態を表す  $L_m$  を推定することで二次側の電圧を最適な値に制御できることを示した。またシミュレーションでは理論通り高効率状態に追従できるが、実験による検証では内部抵抗等のアンテナパラメータのモデル誤差の影響が大きく、大きな効率改善効果を得ることができなかった。アンテナパラメータを正確に得られるようにすることは、推定や高効率制御を行う上で今後の重要な課題であるといえる。また今回の制御で用いた  $L_m$  推定は今後のワイヤレス電力の普及に向けての意義は大きく、これらを車両運動制御に適用するなど今後の他の研究に応用できる可能性がある。

これらの研究成果により、キャパシタ電気自動車の走行中充電の実現が促進されることが期待される。

## 7.2 今後の課題

本論文では走行中充電を目的として DC/DC コンバータの制御法について述べてきたが実際に走行する電気自動車での走行充電までには至らなかった。今後は実際にアンテナを地面に埋め実際に走行中の充電実験を行い、他の設備による伝送効率への影響等を検証する必要がある。こういった影響を踏まえたうえで、電気自動車の走行中充電に必要となるアンテナ設計・電源設計などを明らかにしていく必要があるといえる。また今回は高周波設備利用の関係で小電力のモデルでの検討にとどまっているため、実用化に向けて大電力での実験の不可欠であるといえる。

また本検討では負荷側での制御に焦点をあてたが、電源側の制御と負荷側制御を組み合わせ協調して制御することも十分に考えられる。負荷側の制御では電力量を制御することはできない。そのため負荷が要求する電力を得るためには電源側で電圧・電流を制御する必要がある。電源側と負荷側の協調制御は今後のワイヤレスシステムの実用化に向けた重要な検討課題であるといえる。

## 参考文献

- [1] 電気事業連合会, “原子力・エネルギー図面集 2011 年版”  
<http://www.fepc.or.jp/library/publication/pamphlet/nuclear/zumenshu/index.html>
- [2] 財団法人日本エネルギー経済研究所石油情報センター  
<http://oil-info.ieej.or.jp/>
- [3] 日産自動車ホームページ  
<http://www.nissan.co.jp/>
- [4] 三菱自動車ホームページ  
<http://www.mitsubishi-motors.co.jp/>
- [5] パナソニック電工ホームページ  
<http://panasonic-denko.co.jp/>
- [6] 移動体エネルギーストレージ技術調査専門委員会編, “移動体用エネルギーストレージ技術の現状と展望”, 電気学会技術報告, 第 1161 号, (2009.7)
- [7] 木下繁則著, 岡村廸夫監修, “電気二重層キャパシタ<EDLC>の特性と上手な使い方” 日刊工業新聞社, (2010.3)
- [8] 佐々木正和, “ハイブリッド車等へのキャパシタ応用の現状, 可能性”, 電気学会産業応用部門大会, 2-O4-4, II-205~II-210,(2008.8)
- [9] 河島清貴, 内田利之, 堀洋一, “電圧変動を考慮した EDLC-インバータ直結型電気自動車の制御法” 電気学会自動車研究会「自動車用パワーエレクトロニクス」, VT-09-23, (2009)
- [10] T. Ogawa, et. al. ; “Development of New Power Train for Fuel Cell Vehicle” EVS20, 3A-Fuel Cell, (2003.11)
- [11] 森五宏, 堀洋一, 麻岡誠司, “上海キャパシタトロリーバス” ECaSS フォーラム会報, Vol.3, pp.2-8, (2008)

- [12] (株)昭和飛行機  
<http://www.showa-aircraft.co.jp>
- [13] Sungwoo Lee; Jin Huh; Changbyung Park; Nam-Sup Choi; Gyu-Hyeoung Cho; Chun-Taek Rim; , "On-Line Electric Vehicle using inductive power transfer system,"Energy Conversion Congress and Exposition" (ECCE), 2010 IEEE , vol., no., pp.1598-1601, 12-16 (2010.9)
- [14] Seungyoung Ahn, Joungho Kim; "Magnetic Field Design for High Efficient and Low EMF Wireless Power Transfer in On-Line Electric Vehicle " EUCAP2011 pp3979-3982, (2011.4)
- [15] “日経エレクトロニクス”， 2011 年 11 月
- [16] Yukiko Yokoi, Akihiko Taniya, Masaki Horiuchi, Shigeru Kobayashi, “Development of kW class wireless power transmission system for EV using magnetic resonant method”, EVTeC'11 (2011.5)
- [17] EE Times Japan  
<http://eetimes.jp/ee/articles/1104/28/news130.html>
- [18] 篠田健司，篠原真毅，三谷友彦，松本紘，橋本隆 志，岸則政，藤田晋，三田村健，外村博史，西川省吾，“マイクロ波送電を用いた電気自動車充電システムの評価研究Ⅱ”，信学技報，SPS2006-18， pp.21-24 (2007.2)
- [19] 兒島淳一郎，篠原真毅，三谷友彦，橋本隆志，岸則政，外村博史，岡崎昭仁，“マイクロ波を用いた電気自動車無線充電システムの高効率化”，信学技報 SPS2007-16 pp.1-4, (2008.3)
- [20] Andre Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin, Soljacic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, Science Express, Vol.317, No.5834, pp.83-86, (2007.6)
- [21] 居村岳広，“電磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送に関する研究”，平成 21 年度 東京大学博士論文

- [22] Teck Chuan Beh; Imura, T.; Kato, M.; Hori, Y.; , "Basic study of improving efficiency of wireless power transfer via magnetic resonance coupling based on impedance matching," Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium, pp.2011-2016, 4-7.(2010.7)
- [23] 小柳卓也, “磁界共振結合を用いたワイヤレス給電における高効率かつ位置ずれに強いシステム実現のための研究” 平成 22 年度東京大学修士論文
- [24] 岡部浩之, “磁界共振結合を用いた kHz 帯でのワイヤレス電力伝送の実現と共振周波数追従制御” 平成 22 年度東京大学修士論文
- [25] 日清紡ホールディングスホームページ  
<http://www.nisshinbo.co.jp/>
- [26] 国枝佑樹, 渋谷浩之, 近藤圭一郎, 堀洋一, : “ハイブリッド電源鉄道車両の充放電制御系設計法の基礎検討”, 平成 21 年電気学会産業応用部門大会, 3-61, III-363-366 (2009.9)
- [27] 小池卓志 “電気二重層キャパシタと DD モータを搭載した小型電気自動車のエネルギー分析と車両運動制御” 平成 20 年東京大学修士論文
- [28] 丸山貴嗣, 近藤圭一郎, 柏木隆行: “非接触給電システムの大容量化に関する基礎検討”, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, 3-98, pp.III-445-448, (2011.9)
- [29] 総務省 電波利用ホームページ  
<http://www.tele.soumu.go.jp/j/sys/others/highfre/index.htm>
- [30] Palakon Kotchapansompote, Wang Yafei, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori,; “Electric vehicle automatic stop using wireless power transfer antennas” IECON2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.3840-3845, (2011.11)
- [31] 鬼塚浩平, 大舘紀章, 庄木裕樹, 渡辺理, “無線電力伝送の効率最適化に用いる結合係数の推定方法” 平成 22 年電子情報通信学会総合大会, B-1-29, pp.29,(2010.3)

[32] 岡本 堯, 金子裕良, 阿部 茂, 保田富夫, 井田和彦, “自動車用非接触給電装置の二次電圧制御法”, 平成 21 年電気学会産業応用部門大会, 2-26, (2009.9)

[33] Duleepa J.Thrimawithana, Udaya K. Madawala, “A Primary Side Controller for Inductive Power Transfer System ” Industrial Technology (ICIT), IEEE International Conference, pp.661-666, (2010.3)



## 発表文献

- 1 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” 電気学会産業応用部門大会 (2011.9)
- 2 Yusuke Moriwaki, Takehiro Imura, Yoichi Hori: “ Basic Study on Reduction of Reflected Power Using DC/DC Converters in Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant Coupling” INTELEC (2011.10)

## 謝辞

まず初めに、2年間にわたり、熱心かつ温かいご指導を賜りました、堀洋一教授に厚く御礼申し上げます。研究に対する御指導、御助言はもとより、人生観や考え方など深い言葉をたくさんいただきました。修士課程という2年間を堀先生の下で送れたことは、私自身にとって大変貴重な経験となり、人として一回り成長できたと思います。ここに心より感謝申し上げます。

藤本博志准教授には、研究への的確な御助言を頂くとともに、研究者としてのあるべき姿を学ばせていただきました。先生に学ばせていただいたことを胸に社会人生活に活かしていきたいと思います。ここに深く御礼申し上げます。

また助教の居村岳広氏にはワイヤレス電力伝送の基礎から御指導いただき、心より感謝いたします。この修士論文を完成させることができたのも、居村先生の御指導の賜物といっても過言ではありません。また日々の研究生活だけでなく、沖縄やアムステルダムでの学会発表においては多くのサポートを頂きました。ここに深く御礼を申し上げます。

呉世訓助教には研究室生活における多くのサポートをしていただきました。研究員の白石貴行氏には研究分野が異なるにも関わらず、度々相談にのってくださり、多くの御助言を頂きました。またバレリオ・サルブッチ氏、アレクサンダー氏も同じ居室ということで研究の話だけでなく海外の様々な話をしていただき、大変勉強になりました。心より感謝申し上げます。

また本研究を進めるにあたり、ワイヤレスチームの皆様には本当にお世話になりました。博士課程の加藤昌樹氏には回路制作から日々の研究の議論等、多くの面で大変お世話になりました。また同期のベーテック君、パラコン君とは多くの実験デモや実験機制作で長くとても楽しい時間を過ごしました。後輩の坪香君パオパオさんコーさんには数々の実験やデモ等の手伝いをしていただきました。また留学生チームには英語論文の執筆時にはたくさんのアドバイスを頂きました。心より感謝申し上げます。

秘書の越智さん、松島さんには国際学会参加や出張時には大変お世話になりました。至らぬところが多く、大変ご迷惑をおかけしました。多くのサポートを頂き何の滞りなく学外での発表を無事に終えることができました。深く感謝申し上げます。

博士課程の皆様には研究室の配属された当初から学会でのエピソード等を話してくださり、研究へのモチベーションをあげる機会をたくさんいただきました。また研究面でも輪講や中間審査の前には多くのアドバイスを頂きました。南さん、金さんにも多くの面でサポートいただきました。お二方との飲み会はいつも楽しいものでした。廊下や居室で会うたびに優しく声をかけていただいた王さん、朱さん、黄さん、李さんにも心より感謝申し上げます。

同期の木村君、金佳英さん、曲亭さん、ビンミンさん、江上君、角谷君、関君、竹村君

には研究室で日頃から雑談や研究の話をしたのがとても記憶に残っています。同期に恵まれ、とても楽しい研究室生活を送ることができました。また後輩の前田君、マルクス君、ペイン君、園川君、徳山君、落君、天田君、青木君、浅野君、兼松君、茂渡君、東野君、ミウラさんには研究室の話から時にはくだらない雑談までいろいろと付き合ってくださいました。

OBの国枝祐樹氏、小柳卓也氏には修士課程一年次には大変お世話になりました。特に国枝さんには同じ研究室出身ということで、千葉大学から進学するに当たり多くのアドバイス頂き、面倒をみて頂きました。心より感謝申し上げます。

修士論文の謝辞にも関わらず長文になってしまいましたが、多くの人々のサポートのおかげでこの修士論文を執筆できたことを幸せに思います。最後にこれまで長きにわたって学生生活を支えていただいた両親と家族に感謝し、謝辞とさせていただきます。