

博士論文

論文題目 磁界共振結合による電気自動車へのワイヤレス給電
(Wireless Power Transfer for Electric Vehicle via Magnetic Resonant Coupling)

氏 名 加藤 昌樹

要旨

本論文では磁界共振結合を用いた電気自動車へのワイヤレス給電について、実用化に向けて必要となる理論の構築を行い実験によって具体例を示し、さらに走行中の電気自動車への理論の拡張を行なったものである。

現在電気自動車(EV: Electric Vehicle)が普及の兆しを見せているが、EV は高価で一充電走行距離が短いという問題がある。これはバッテリーの価格や性能に起因する問題であり、自動車メーカー各社はこれらの問題を解決すべくバッテリー性能の向上と低価格化を目指しているが一朝一夕に解決するものではない。しかし考え方を変え、充電方法をケーブル接続によるものからケーブルレス、つまりワイヤレスとすることができれば駐車場や交差点等に給電装置を設置しておくことで駐車中や赤信号での停止中に無意識に、そして頻繁に給電することが可能となり車重やコストを犠牲にしてバッテリーを大容量化・高性能化せずとも疑似的に航続距離を伸ばすことが可能になり、バッテリーに起因する問題を解決できる。さらに停車中だけでなく走行中の車両への給電が可能となれば、高速道路など長距離を停車せず走行する場合においても充電が可能となり EV の長距離連続運用が実現する。つまり停車中だけでなく走行中のワイヤレス給電についても提案することで EV の持つバッテリーに関する問題点を完全に解決し EV の普及を急速に進めることに貢献することができる。

EV へのワイヤレス給電を考えた場合、電力を送る送電器を地中に設置し電力を受け取る受電器を車両下部に配置することが考えられる。また供給する電力は数 kW から数百 kW というオーダーである。つまり数十 cm~1m の伝送距離を高効率かつ大電力でワイヤレス給電できることが求められる。これらの要件を満たすワイヤレス給電方式として磁界共振結合方式が挙げられる。この方式は 2007 年に発表され、磁界の共振現象を用いている。その発表内容では 1m の伝送距離で効率 90%、2m の伝送距離で効率 60%、それぞれ 60W 電球を点灯させる実験を行なっている。

本論文の構成について示す。

第 1 章では緒言としてワイヤレス給電に関する研究の現状を紹介し、それを踏まえた本研究の方針について説明した。先行研究として近年のワイヤレス給電の研究の火付け役となった磁界共振結合の発表から各研究機関での電気自動車等へのワイヤレス給電について述べた。そして現在の研究の課題点を示し、本論文の研究方針と構成について述べた。

第 2 章では EV への給電に必要な長伝送距離・高効率・大電力伝送に向けた磁界共振結合の特性解明を行なった。磁界共振結合の特性の解明は先行研究で数多く行われている。しかし従来の研究では研究者のバックグラウンドによって想定している電源・負荷の構成が異なりさらに効率の定義すら違う。また伝送距離や負荷が変化した場合など、実際の使用状態を考慮した特性の解明が行われていない。また多くの研究は伝送効率のみの評価を行なっている。実際の電力伝送では効率だけでなく、電源・負荷の設計のために入出力の電圧と電流の関係が必要である。さらに大電力化の際には入力電圧または電流と負荷消費電力の関係が重要である。そこで本研究では、EV へのワイヤレス給電に特化した特性の解析を行なった。磁界共振結合の入出力特性を効率だけでなく、入出力の電圧や電流、入力インピーダンス、効率、負荷消費電力を定式化した。その式を用いて負荷抵抗値や伝送距離が変化した場合にそれらがどのように変化するかを論じた。その結果、伝送距離が変化した場合の効率だけでなく伝送距離と負荷抵抗値が変化した場合の入出力の電圧・電流・消費電力の関係が明らかとなった。また効率改善には送受電器の性能改善だけでなく、二次側入力インピーダンスを適切な値に設定する必要があることが明らかとなった。

第 3 章では第 2 章で明らかになった結果を用いて長伝送距離での大電力かつ総合効率の向上に焦点を当てたワイヤレス給電実験を行なう。先行研究においてもワイヤレス給電実験は行われているが、この研究分野は企業等で行われていることが多いため経営上の理由から入出力の特性や機器の詳細が

公開されていないことが多い。また、長伝送距離と大電力伝送を両立した例がない。また電球などの抵抗負荷への給電が主であり、EV への給電の際、負荷として予想されるキャパシタ等への給電の例が少ない。そこで本研究では、まず第 2 章で導出した入出力特性式を用い、必要な消費電力と送受電器のパラメータから入出力の電圧・電流の設計を行い、想定される各部の電圧・電流を明らかにした。その後高い効率を持つ高周波電源と整流器の制作を行なった。そして抵抗負荷へ大電力給電実験を実施した。その結果、伝送距離 30cm で総合効率 88.3%・負荷消費電力 3.4kW, 伝送距離 40cm で 77.8%・1.7kW という結果を得ることができた。次に DC-DC コンバータを用いた伝送効率改善を行なった。DC-DC コンバータを用いることで負荷抵抗値が低い場合に伝送効率が上昇させることができることを実証した。また、市販の EV へのワイヤレス給電実験を行なった。

第 4 章では、走行中の EV へのワイヤレス給電に向けた給電区間延長の方法について述べた。走行中ワイヤレス給電を考えた場合、車両は高速で移動するため通常形状の送受電器では給電区間が短く短距離短時間の給電のみとなってしまう。そのため何らかの方法で給電区間を長くする必要がある。先行研究でも同様に考え研究が行われているが発展途上にある。本研究ではまず、送電器形状を変化させることで給電区間拡大を狙った非対称送受電器の解析を行なった。非対称送受電器は送電器と受電器が異なる形状であるものを指す。等価回路を用いた解析を行なうことで、送電側・受電側どちらかの損失を低減させることで高効率化が図れるが、大電力を消費させるには送電側の損失を低減させるような構造が必要であることが分かった。次に中継器羅列による給電区間の延長について解析を行なった。送電器・受電器間の伝送距離延長方法として中継器を挿入する方法がある。この中継器を道路側に敷き詰めることで給電区間を長くできることが考えられる。この方法であれば車両位置検出が不要であり埋設が容易となり施工コストが低く抑えられる。この方法を用いた場合の解析を行なった。その結果、道路側共振器（送電器・中継器）の数と受電器の位置によって高効率電力伝送が行えない”デッドゾーン”が発生することが明らかとなった。このことからデッドゾーンを低減した地上側共振器の考案が必要であることが分かった。

第 5 章では、本論文のまとめを述べ、今後の課題について示した。

本論文では電気自動車へのワイヤレス給電に向けて、現実にも目を向け技術の基盤となる本質的な研究を行ない、特性を明らかにし、実験によって具現化することによって今後の研究方向性を示すことができた。

目次

第1章	緒言	1
1.1	研究背景	1
1.1.1	電気自動車の課題	1
1.1.2	電気自動車へのワイヤレス給電の適用	5
1.1.3	ワイヤレス給電方式と磁界共振結合について	6
1.2	ワイヤレス給電に関する現在の状況	8
1.2.1	磁界共振結合によるワイヤレス給電	8
1.2.2	電気自動車・移動体へのワイヤレス給電	12
1.2.3	ワイヤレス給電に関する取り組み	19
1.3	本研究の方針と枠組み	20
1.3.1	電気自動車向けワイヤレス給電の課題と本研究の目的	20
1.3.2	本論文の構成	21
第2章	高効率大電力伝送に向けた特性の解明	23
2.1	はじめに	23
2.1.1	概要	23
2.1.2	特性解明に関する先行研究	23
2.1.3	先行研究の課題と本研究について	25
2.2	高効率大電力ワイヤレス伝送システムの入出力特性	28
2.2.1	磁界共振結合の等価回路と回路方程式	28
2.2.2	高効率大電力ワイヤレス電力伝送に必要な新しい入出力特性式	29
2.3	電力伝送状態が変化した場合の特性変化	30
2.3.1	解析方法と条件	31
2.3.2	解析結果：負荷が変化した場合	32
2.3.3	解析結果：伝送距離が変化した場合	33
2.4	二次側消費電力と効率最大化	35
2.4.1	二次側消費電力	35

2.4.2 効率最大化	36
2.4.3 二次側消費電力の拡大.....	37
2.5 提案式より新たに示される磁界共振結合の特性.....	39
2.5.1 イミタンス特性とその用途.....	39
2.5.2 磁界共振結合のテブナン等価回路・ノートン等価回路	41
2.6 まとめと今後の課題	42
2.6.1 まとめ	42
2.6.2 今後の課題	43
第3章 高効率電力伝送に関する実験.....	44
3.1 はじめに.....	44
3.1.1 概要.....	44
3.1.2 高効率大電力伝送に関する先行研究	44
3.1.3 先行研究の課題と本研究について	45
3.2 抵抗負荷への高効率大電力伝送.....	46
3.2.1 目的・概要	46
3.2.2 入出力に関する設計・計算.....	46
3.2.3 高効率大電力伝送を実現する実験機	48
3.2.4 実験方法.....	53
3.2.5 実験結果と考察	53
3.2.6 本実験のまとめ	54
3.3 双方向チョップとキャパシタを用いた効率最大化と二次側電圧一定化.....	54
3.3.1 概要.....	54
3.3.2 双方向チョップによるインピーダンス変換と負荷電圧一定の原理.....	54
3.3.3 チョップの制御方法	56
3.3.4 実験概要.....	57
3.3.5 実験結果・考察	58
3.3.6 本実験のまとめ	58
3.4 その他の実験例	58
3.4.1 市販電気自動車へのワイヤレス給電	59
3.4.2 自動車模型への走行中ワイヤレス給電.....	60
3.5 まとめと今後の課題	61

3.5.1	まとめ	61
3.5.2	今後の課題	62
第4章	走行中ワイヤレス給電に向けた提案	63
4.1	はじめに	63
4.1.1	概要	63
4.1.2	走行中ワイヤレス給電の特性解明に関する先行研究	63
4.1.3	先行研究の課題と本研究について	66
4.2	非対称送受電器 ～特性式の非対称コイルへの拡張～	67
4.2.1	はじめに	67
4.2.2	非対称送受電器の等価回路と入出力特性	68
4.2.3	非対称送受電器の入出力特性に関する解析	68
4.2.4	まとめ	71
4.3	中継器を用いた給電区間の延長	71
4.3.1	はじめに	71
4.3.2	中継器を用いた走行中ワイヤレス給電システムの等価回路	72
4.3.3	等価回路を用いた解析	73
4.3.4	まとめ	78
4.4	本章のまとめと今後の展望	78
4.4.1	まとめ	78
4.4.2	今後の課題	79
第5章	結言	80
5.1	まとめ	80
参考文献	82
発表文献・実績	85
謝辞	88

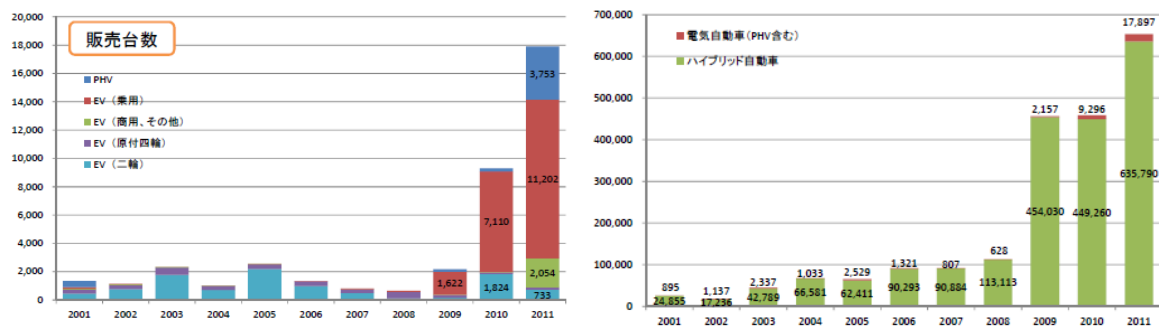
第1章 緒言

1.1 研究背景

1.1.1 電気自動車の課題

電気自動車の普及状況と課題

近年、エネルギー問題や環境問題の観点から電気自動車が注目されている。電気自動車は使用時に温暖化ガスを排出しないこと、高い静粛性・制御性など数々の利点がある。しかしその利点にもかかわらず普及は進んでいない。図 1.1 は近年のハイブリッドカー・電気自動車等の販売台数である[1]。プラグインハイブリッドを含む電気自動車の販売は近年急上昇しているように見えるが、ハイブリッドカーの販売台数の上昇と比較すると電気自動車の販売の伸びは少ない。



(a) 電気自動車販売台数

(b) ハイブリッド・電気自動車販売台数

図 1.1 電気自動車の販売台数（ただし電動機付原付自転車も含む） [1]

普及が進まない原因について考える。表 1.1 に近年市販された電気自動車の諸元の一覧を示す。これを見るとガソリン車など内燃機関を用いる自動車と比較した場合の大きな違いは以下の 3 つある。

- (1) 短い充電走行距離(航続距離)
- (2) 高価な車両価格
- (3) 長い充電時間

これらの相違が電気自動車の問題点となり、ユーザーの購入意欲をそぎ普及の妨げになっていると考えられている。

1.1 研究背景

表 1.1 市販電気自動車 性能一覧 [2]

	三菱自動車工業 i-MiEV M/G	三菱自動車工業 ミニキャブミーブ	三菱自動車工業 ミニキャブ・ ミーブトラック	日産自動車 LEAF S	マツダ デミオ EV	本田技研工業 フィット EV	トヨタ自動車 eQ
外観							
乗車人員 [人]	4	2 (4)	2	5	5	5	5
外形 [mm]	3395 × 1475 × 1610	3395 × 1475 × 1915	3395 × 1475 × 1820	4445 × 1770 × 1550	3900 × 1695 × 1490	4115 × 1720 × 1580	4445 × 1770 × 1545
一充電走行距離 (JC08) [km]	120 / 180	100 / 180	110	228	200	225	100
モーター出力 [kW]	30 / 47	30	30	80	75	92	80
電費 [Wh/km]	110	125	120	114	75	92	80
電池容量 [kWh]	Li-ion 10.5 / 16	Li-ion 10.5 / 16	Li-ion 10.5	Li-ion 24	Li-ion 20	Li-ion 20	Li-ion 12
充電 時間	普通 AC100V: 14h / 21h AC200V: 4.5h / 7h	単相 AC100V: 14h / 21h AC200V: 4.5 / 7h	単相 AC100V: 14h AC200V: 4.5h	単相 AC200V: 8h	単相 AC200V: 8h	単相 AC200V: 6h	単相 AC200V: 3h
	急速 DC500V 15 min / 30 min (80%)	DC500V 15 min / 35 min (80%)	DC500V 15 min (80%)	DC500V 30 min (80%)	DC500V 40 min (80%)	DC500V 20 min (80%)	DC500V 15 min (80%)
価格 (税込)	260 万/380 万円	240~297.1 万円	185.8 万円	327.6 万円	357.7 万円	400 万円	360 万円

これらの電気自動車の問題点について考える。まず航続距離が短い理由はガソリンなどの液体燃料と比較して電池の質量エネルギー密度・体積エネルギー密度ともに圧倒的に低いためである(図 1.2)(図 1.3)[3]。電池の搭載量を増やすことにより改善できるがその場合は車両の外形、重量が増大し車両価格も上昇する。

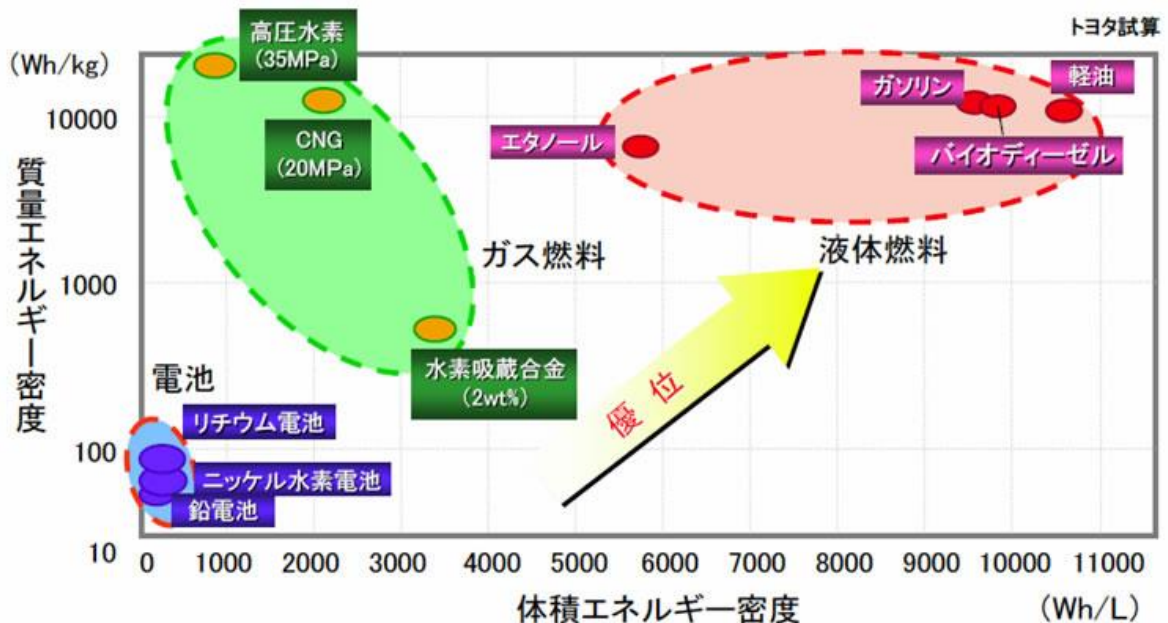


図 1.2 各燃料と電池のエネルギー密度の比較 [3]

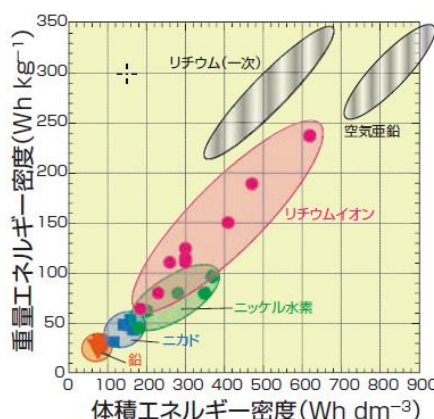


図 1.3 電池のエネルギー密度の比較 [4]

車両価格が高い理由は搭載されている電池の価格が高いためである。現在電気自動車で主に使用されているリチウムイオン電池の価格は 10~15 万円/kWh であり[5], 表 1.1 と照らしあわせると車両価格の半分以上を占める。表 1.2 はリチウムイオン電池製造に関するコスト試算である[6]。これを見ると製造コストの大部分が原材料費である。これは電池の電極材や電解液にリチウムやコバルト等の高価なレアアースが使われているためである。そのことから原材料費の価格変動の影響を大きく受け、さらに大量生産による大幅なコストダウンは見込めない。

表 1.2 リチウムイオン電池の製造コスト試算(百万セル/年とした場合) [6]

	金額 [万円/年]	備考
原材料費	346,775	妥当なロスを含む投入量
設備償却	20,391	7 年平均償却, 残存ゼロ
補修費	4,282	3 %/年
NMP 溶剤	11,173	外部再生のコスト分
労役費	4,535	電気, ガス他
残業費	5,683	80 h/月
人件費	16,550	31 名+4 名 (管理者)
工場管理費	2,039	償却の 25%相当
総計	411,429	

充電時間が長いことに関して考える。従来の自動車は体積エネルギー密度の高い液体燃料をタンクに投入することでエネルギー補給が行われるため短時間で完了する。しかし電気自動車における充電の場合は電池の化学変化を利用してエネルギーを内部にため込むため時間が掛かる。

エネルギー補給方法の比較

このように従来の内燃機関による自動車と電気自動車とではエネルギー補給の頻度と必要な時間は大きく違う。これは自動車の利用スタイルに大きな影響を及ぼす。「燃料補給」と「充電」の比較を行なうと表 1.3 の通りになる。

表 1.3 エネルギー補給方法の比較（乗用車の場合）

	内燃機関による自動車の場合 (燃料補給)	電気自動車の場合 (充電)
補給頻度	500km 程度	200km 以下
補給に要する時間	5 分程度	30 分~20 時間
補給場所	給油所	充電ポイント, 各家庭など 不特定の場所
補給方法	専門の係員, または 係員監視の下ユーザーが行なう	専門員の無監視の下, ユーザー自身が行なう

補給頻度に関して前述のとおり電気自動車は航続距離が短いため頻繁に行なう必要がある。補給に要する時間について内燃機関による自動車の場合は燃料をタンクに投入するだけなので 5 分程度あれば十分であるが、電気自動車の場合電池の特性から通常充電の場合 3~21 時間、急速充電であっても 15~30 分かかり、充電時間は電池容量に比例する。さらに給電には時間が掛かるため給電中は給電プラグを差したまま放置せざるを得ず、いたずらに対する対策も必要となる。

補給場所について通常の自動車の場合ガソリン等危険物貯蔵の観点からエネルギー補給に特化した「給油所」で行なうことになっている。一方電気自動車の場合は給電に時間がかかるという理由と電力系統は各家庭に存在しある程度安全性も高いという理由から目的地や各家庭や充電ポイントで充電することになる。つまりエネルギー補給の場所は従来よりも多くなるということである。補給方法について従来の自動車の場合はガソリンスタンドの場合専門の係員が給油を行なうか、または専門の係員の監視の下ユーザー自らが給油を行なう。これは燃料という危険物を扱うことによる必要性の他に給油所という特定の場所であるため専門の係員を配置できるという理由もある。しかし電気自動車の充電の場合、頻繁に充電する必要があることや駐車場で充電するという特性上、専門の係員を置かずユーザーが自らの責任で単独で充電操作を行なうことになる。

以上を考えると、電気自動車の普及によって、自動車の運用スタイルが「給油所である程度の走行間隔で係員による給油」から「目的地や家庭のいたるところで頻繁に充電」というスタイルに変化していくことが分かる。そのため、充電には以下のような条件が必要となる。

- ・ 充電方法は簡便であり、無資格者でも容易に扱えること
- ・ 充電設備は安全であり、いたずら等がされにくいこと

電池性能向上による航続距離延長の可能性

次に電池の低価格化・性能向上の可能性について考える。図 1.4 に電池の開発目標とロードマップを示す[5]。この図を見ると 2030 年頃に航続距離 500km 程度と現在のガソリン車の航続距離に近づくことが記されている。しかし同時に何らかの技術的なブレークスルーが必要とあることから不確定要素が多いことがわかる。このように電池の低価格化・性能向上には今後の長期間の技術開発の成果を待つ必要があり不確定要素も多いため、電池の性能向上のみに頼った電気自動車問題点の解決を図るのは困難である。

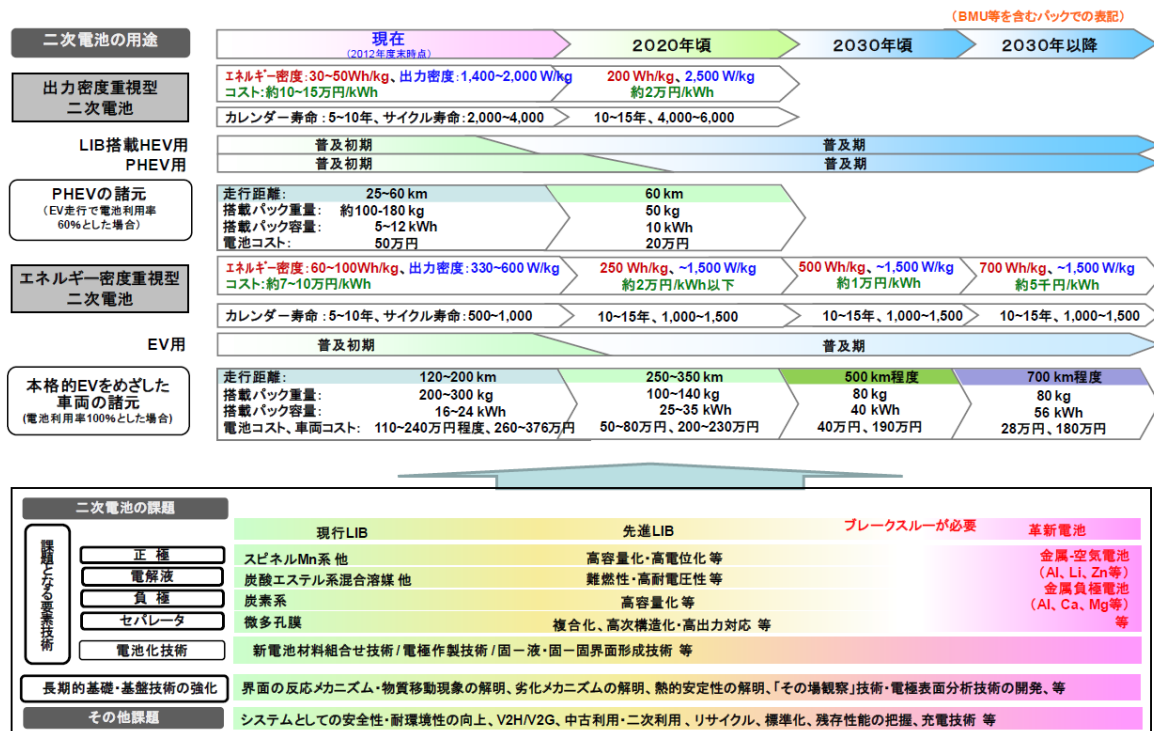


図 1.4 自動車用二次電池ロードマップ [5]

1.1.2 電気自動車へのワイヤレス給電の適用

ワイヤレス給電による電気自動車の課題解決

現在の電気自動車の課題は短い航続距離・高価な車両価格・不便で時間のかかる充電である。これらの原因はすべて電池性能に起因しており、今後の技術開発による電池性能向上に期待するのは時間がかかり不確定であることが分かった。

そこで考え方を換え、電池の性能向上のみで電気自動車の問題を解決するのではなく、電気自動車の充電方法をケーブルによる有線接続によるものから電線を用いないワイヤレスでの給電にすることによって課題解決を図ることについて考える。

電気自動車へのワイヤレス給電を考えた場合、電力を送出する送電器を駐車場や交差点路面下に埋設し、電力を受け取る受電器を車両底部に取り付ける構造となる。これにより駐車場での駐車中や交差点での停車中にプラグを接続する等の充電操作を経ることなく無意識のうちに充電が行なうことができる。これにより至る所での頻繁な充電が可能となるため、疑似的に航続距離が伸ばすことができる。また頻繁に充電を行なうため長い充電時間を必要としない。このことによりコストを犠牲にして電池の高性能化・高容量化せずとも電気自動車の電池に関する課題解決が可能となる（図 1.5）。

また電池に関する課題の解決が図れるだけでなく、充電に対する利便性と安全性が向上する。充電方法をワイヤレスとすることで重いケーブルを引き回してプラグを接続することなく充電操作を行なえる。このため荒天時や力の弱い障害者などでも容易に充電を行なうことができる。またワイヤレスワイヤレス給電はプラグの接点を持たないため感電の危険性がなく安全であり、いたずらの危険性もなくなる。

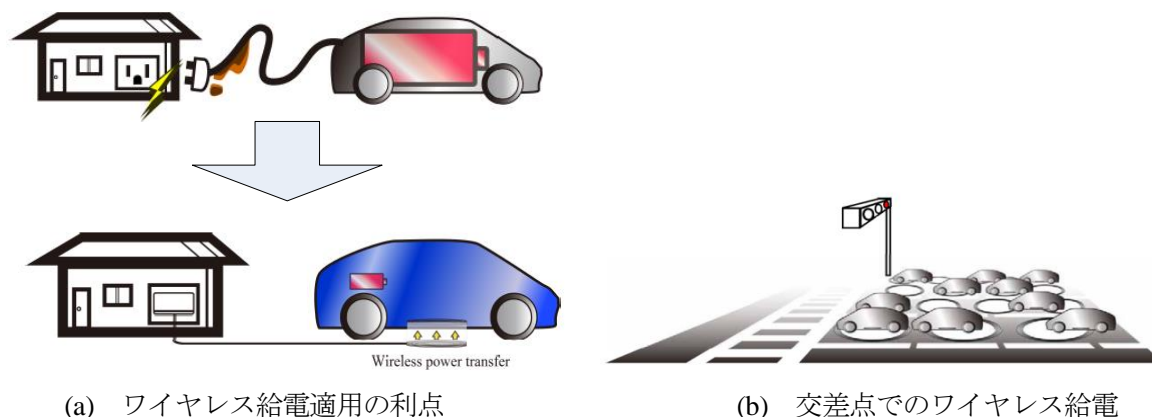


図 1.5 ワイヤレス給電の電気自動車への適用

走行中の電気自動車へのワイヤレス給電

次に高速道路のような長時間の連続運転の場合を考える。高速道路での電気自動車の運用方法を考えると「満充電⇒航続距離限界まで運転⇒サービスエリア等での急速充電⇒航続距離限界までの運転」という流れを繰り返すことによって目的地に向かうことになる。しかし電気自動車は航続距離が短いため頻繁な充電が必要である。しかも表 1.1 にあるように電池性能により急速充電では満充電にすることはできずますます航続距離が短くなる。この通り電気自動車を高速道路のような長時間の連続運用する場合は車両性能の都合で運用方法に制限が発生する。自家用車の場合であれば許容されることではあっても事業用車両では業務に支障が出ることになる。これでは事業者は事業用車両として電気自動車を選択することはなく普及の大きな妨げとなる。

しかし高速道路上での走行中給電が行えるようになれば、走行中に充電が行われるようになるため、充電のための運用中断を余儀なくされることはない。(図 1.6)

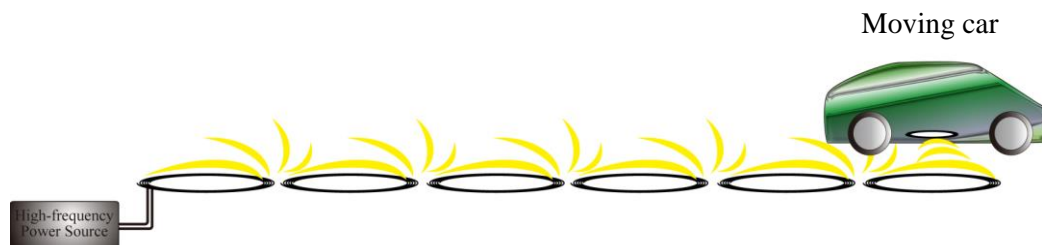


図 1.6 ワイヤレス給電の走行中の電気自動車への適用

このように電気自動車の充電方法が「ケーブルによる有線での給電」から「ワイヤレスでの給電」になることにより、電気自動車の電池に関する問題点を解決できるだけでなく多大な利便性と機能性をもたらす。また走行中の電気自動車への給電が行えるようになることにより電気自動車の機能性が高まり、電池にまつわる問題を完全に解決することができ電気自動車の普及を促進することができる。

1.1.3 ワイヤレス給電方式と磁界共振結合について

電気自動車にワイヤレス給電を適用する際の要件

次に電気自動車にワイヤレス給電を適用する際のワイヤレス給電に必要な要件について考える。主な要件は以下の通りである。

- (1) 電気自動車の給電に適した伝送距離での充電が可能なこと
- (2) 大電力での給電が可能であること
- (3) 高効率であること
- (4) 小型軽量、低コストであること(特に車両側)

(1)に関して説明する。前述の通り電気自動車への給電の場合、送電器を地中に配置し受電器を車両下部に配置することになる。そのため送電器の埋設深さと車両の最低地上高を足した値の伝送距離での給電が行える必要がある。道路運送車両法における「道路運送車両の保安基準」では車両の最低地上高は9cmと定義されている[6]。しかし実際の車両の最低地上高は表 1.4 のとおりとなっておりこの値以下にすることは車両シャーシ設計の自由度を狭め段差越えに不便をきたし商品性を悪化させる。さらに送電器を路面下に埋設することになるが、走行中給電を考えた場合道路深層部分に埋設することになる(詳細は後述)。このため大きい伝送距離で電力伝送が可能である必要がある。

(2)に関して説明する。現在の電気自動車のケーブル接続による充電電力については通常充電の場合表 1.1 から単相 200V を用いて給電されるため最大で 3kW となる。急速充電の場合”CHAdemo 方式”で最大 50kW と定義されており[8]、この2つの電力容量が一定の目安となる。しかし今後の充電能力の向上や大電力での充電が可能なキャパシタを使用した場合を考えると、大電力容量も想定する必要がある。

(3)に関して説明する。効率に関しては特に目安があるわけではないが、損失となったエネルギーの大多数は熱となる。これは省エネルギーに逆行するだけでなく機器の熱設計を困難なものとなることを意味する。特に送電器は地中に埋められることを想定しているので放熱が困難である。そしてワイヤレス給電では伝送効率のみに注目しがちであるが、重要なのはワイヤレス給電システム全体の効率、つまり総合効率である。

(4)に関して説明する。ワイヤレス給電システム全体で小型軽量・低コストであることが望ましいが特に車両側はそれが強く望まれる。理由として小型でないと車室内空間が狭くなり商品性に影響し、重量の増加は航続距離に強く影響するためである。またコストは車両価格に直接影響しユーザーの負担となり普及に影響する。

表 1.4 各自動車の最低地上高 [9][10][11]

車両名 (メーカー)	外観	車両タイプ (通称)	最低地上高
ライフ (ホンダ)		軽自動車	15cm
クラウン (トヨタ)		普通乗用車	16cm
CRV (ホンダ)		(SUV)	18.5cm
タウンエーストラック (トヨタ)		(軽トラ)	17.5 cm
ハイエース (トヨタ)		(バン)	19.5 cm
キャンター (三菱ふそう)		小型トラック	16 cm
ファイター (三菱ふそう)		大型トラック	21.5 cm
Aero Ace (三菱ふそう)		大型バス	21 cm

ワイヤレス給電方式の比較

ワイヤレス給電の方式はいくつかあるが、大電力伝送が実現できる代表的なものを図 1.7 に示す。まず電磁誘導方式は磁束により電力を伝達するものである。このワイヤレス給電方式を用いた場合、近い伝送距離では高効率を確保できる。しかし大きい伝送距離は確保できず十数センチメートルが限界である。マイクロ波による電力伝送は長距離の電力伝送が可能で宇宙太陽光発電の伝送方式として期待されている。しかし効率は低い。これはマイクロ波という性質上エネルギーが拡散してしまうのに加え、マイクロ波を生成する電子管やマイクロ波から直流に変換する整流回路の変換効率が小さいことによる[13]。磁界共振結合は磁界の共振によって電力を伝送するものである。磁界を使用するという上では電磁誘導方式と類似しているが、この方式はある程度の長伝送距離でも高効率を維持できる。図 1.7 のワイヤレス電力伝送方式のうち、磁界共振結合方式が長伝送距離・高効率・大電力という電気自動車の給電の要件を満たすことができ有望である。


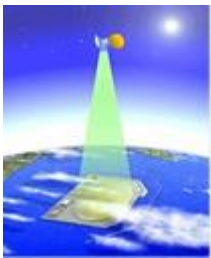

	Electromagnetic induction	Microwave power transfer	Magnetic resonant coupling
Range	Low (few cm)	Very High (~km)	Mid Range (10 cm ~ 2m)
Efficiency	High	Low	High
Application			

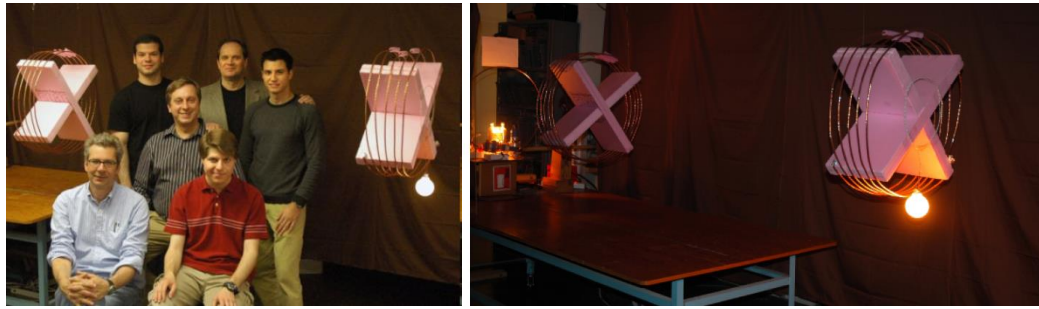
図 1.7 ワイヤレス電力伝送方式の比較 [12][13]

1.2 ワイヤレス給電に関する現在の状況

1.2.1 磁界共振結合によるワイヤレス給電

磁界共振結合の発表

電磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送が Massachusetts Institute of Technology (MIT) の Marin Soljačić らの論文によって 2007 年に発表された[14]。その後発表された文献[15]では、直径 6mm の銅線を直径 60cm のコイル状に 5.25 回分巻き、9.90MHz で共振させることによって、約 2.1m 離れた 60W の電球をワイヤレスで点灯させることに成功したことが報告されており、1m の伝送距離であれば効率 90%、2m 離れても 40%の効率を維持している（図 1.8）。



(a) 研究メンバーと実験機材

(b) 磁界共振結合による電力伝送実験

図 1.8 MIT による磁界共振結合を用いた電力伝送 [14]

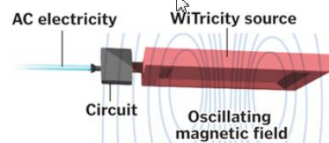
WiTricity による商業化

WiTricity は MIT での研究成果を商業化するために Marin Soljačić らによって 2007 年に設立された企業である[16]。商品ターゲットとしてはモバイル機器，家電製品へのワイヤレス給電の他に，電気自動車へのワイヤレス給電用の製品を提示している[16] (図 1.9) (図 1.10)。電気自動車向け製品では 18cm の伝送距離で 90%, 3.3kW である。また Source Module Enclosure, Capture Module Enclosure とそれぞれ 12.5kg であり比較的軽量である[17]。他企業とも提携しており，自動車関連メーカーでは Audi, トヨタ，三菱自動車，IHI などと提携している。

Wireless electricity

WiTricity is commercializing technology developed at MIT that sends power through the air to run devices like laptops, DVD players, cellphones, and other common electronics.

- 1 Circuit converts standard AC electricity to a higher frequency and feeds it to a WiTricity source. The current inside the source induces an oscillating magnetic field.



- 2 The WiTricity device to be powered is tuned to the same frequency as the source, and, in a process called "resonant magnetic coupling," power is transferred from the source to the device.

WiTricity device

- 3 The energy of the oscillating magnetic field induces an electrical current in the WiTricity device, lighting the bulb.

SOURCE: WiTricity Corp.

AARON ATENCIO/GLOBE STAFF

図 1.9 ワイヤレス給電の応用 [16]



(a) WiT-3300

(b) 電気自動車へのワイヤレス給電

図 1.10 電気自動車向けワイヤレス給電開発キット(WiT-3300) [17]

長野日本無線による磁界共鳴を用いたワイヤレス給電

長野日本無線（株）では磁界共振結合を用いたワイヤレス給電の研究を行っている。2009年8月に発表された内容では、磁界共振結合を用いて伝送距離が数十センチ～1mで30Wの電力伝送が可能であり、効率は40cmの場合で95%となっている。送電コイル・充電コイルが互いに垂直でも伝送可能であり、伝送距離が変化した場合でも何らかの方法によって調整動作（整合）を行い、常に最大の効率で電力伝送が行えるよう動作する[18][19]。



図 1.11 長野日本無線によるワイヤレス電力伝送 [18]



図 1.12 状態が変化した場合の様子 [19]

また2011年6月には大電力ワイヤレス給電システムを開発している。伝送距離が10cm～30cmの間で変化した場合でも自動制御により高効率の充電が可能であるとしている。1kWの電力伝送が可能で

送信側高周波電源の出力端～電池入力端（整流後）の効率で 88%以上を達成している[20]。

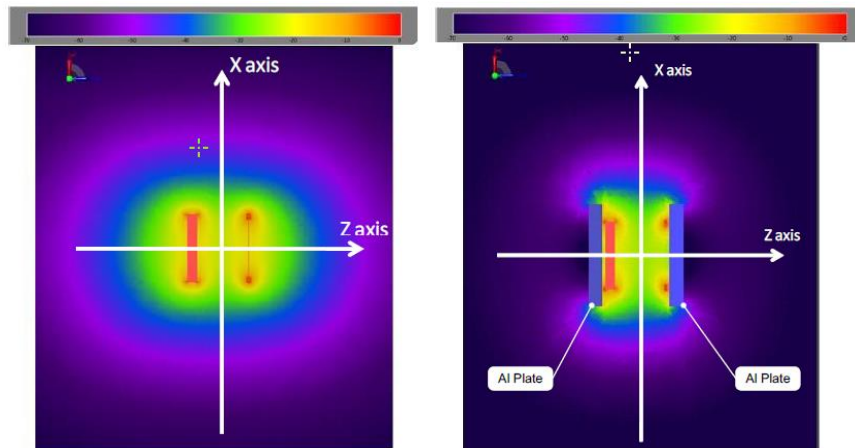


(a)送電器

(b)電気自動車へのワイヤレス給電

図 1.13 大電力ワイヤレス給電システム [20]

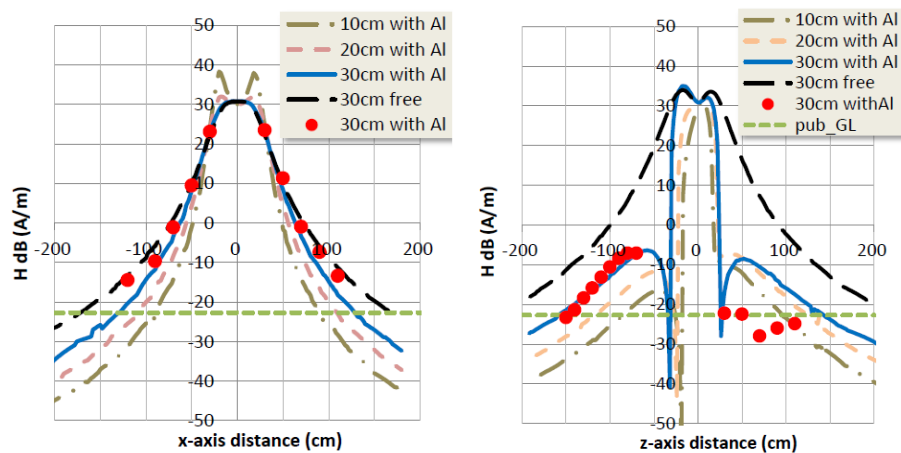
この送受電器の配置では送電器から発生するドライバーへの磁界の影響が懸念されるが、資料[21]では漏洩電磁界の低減の検討が行なわれている。送受電器にアルミ板によるシールド板を設置することにより漏えい磁界の低減が実現できており、送受電器（本資料ではカプラと呼称）から 120cm 離れた位置が ICNIRP 公衆暴露基準の値となることが示されている（図 1.14）（図 1.15）。



(a) シールド板なし

(b)シールド板あり

図 1.14 電磁界シミュレーション結果 [21]



(a) X 軸

(b) Z 軸

図 1.15 磁界強度の比較 [21]

1.2 ワイヤレス給電に関する現在の状況

さらに中日本高速道路（株）（NEXCO 中日本）とその他各社と共同で維持管理用車両の EV 化に関する研究を行なっている。2013 年 6 月にワイヤレス給電が可能な EV 自走式標識車を開発した。この車両では側面から 30cm の距離で 1~3kW でのワイヤレス給電が可能である[22]。

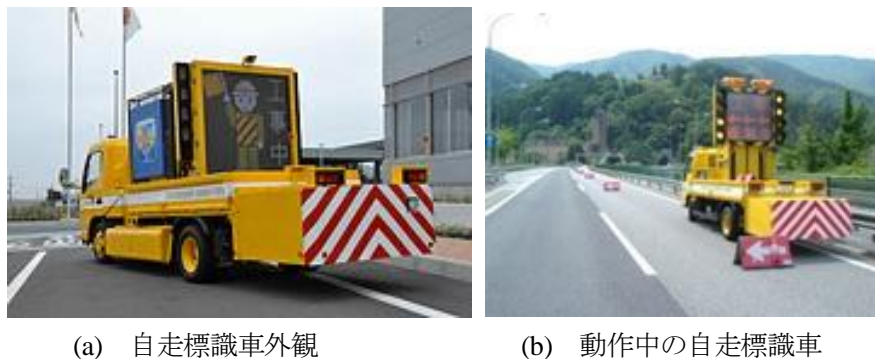


図 1.16 自走式標識車 [23]

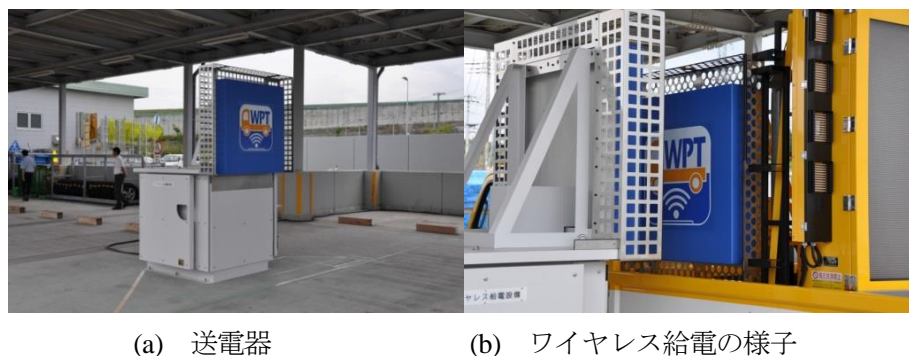


図 1.17 自走式標識車に対するワイヤレス給電 [23]

1.2.2 電気自動車・移動体へのワイヤレス給電

昭和飛行機工業によるバスへのワイヤレス給電

昭和飛行機工業（株）では電磁誘導方式による電気自動車へのワイヤレス給電の研究が行なわれている。すでに実用化に向けて各地で試験運転を行なっている。しかし現在試験運転中のものは電磁誘導方式によるものでありコイル間のエアギャップは 12cm ほどしか確保できないため給電時に受電コイルが送電コイルに近づくような構造を持たせている（表 1.5）（図 1.18）[24][25]。

表 1.5 各タイプとコイル形状 [24]

タイプ	受電コイル 重量	受電コイル 寸法	コイル間ギャップ
30kW型	60kg	短径1200mm 長径1200mm 厚さ 33mm	120mm
60kW型	37kg	短径 847mm 長径 847mm 厚さ 33mm	30mm
150kW型	150kg	短径 902mm 長径1854mm 厚さ 48mm	100mm

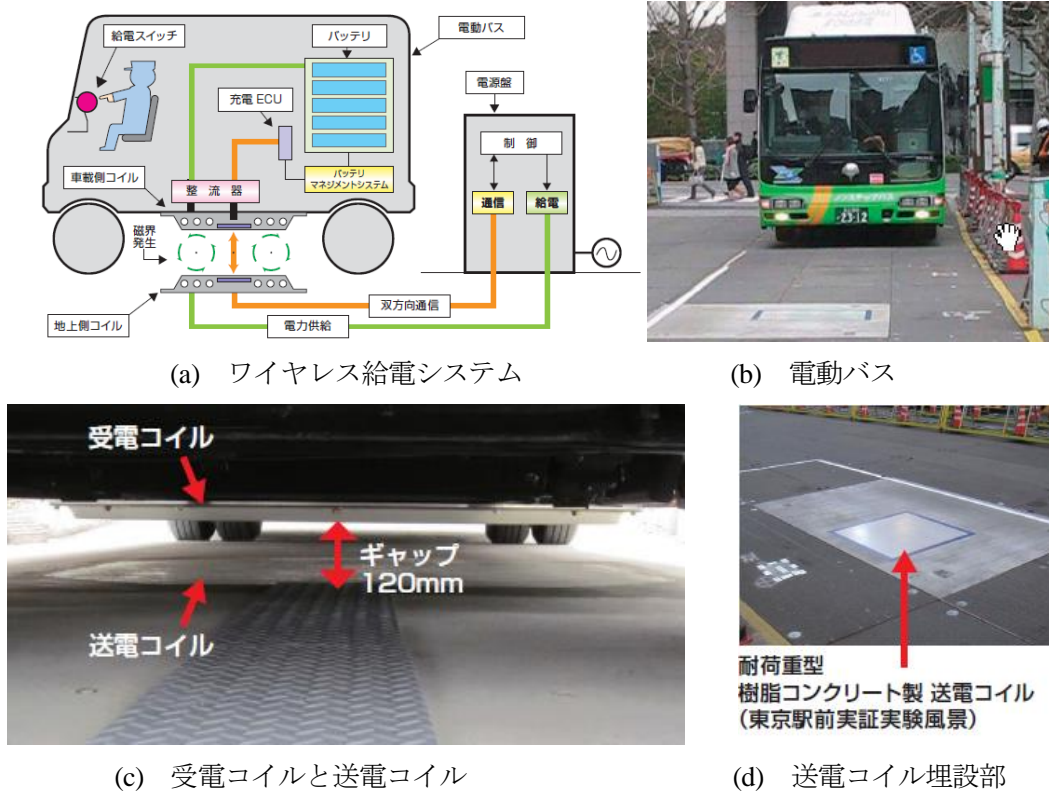


図 1.18 非接触給電システム SIPS [24]

超伝導磁気浮上式鉄道へのワイヤレス給電

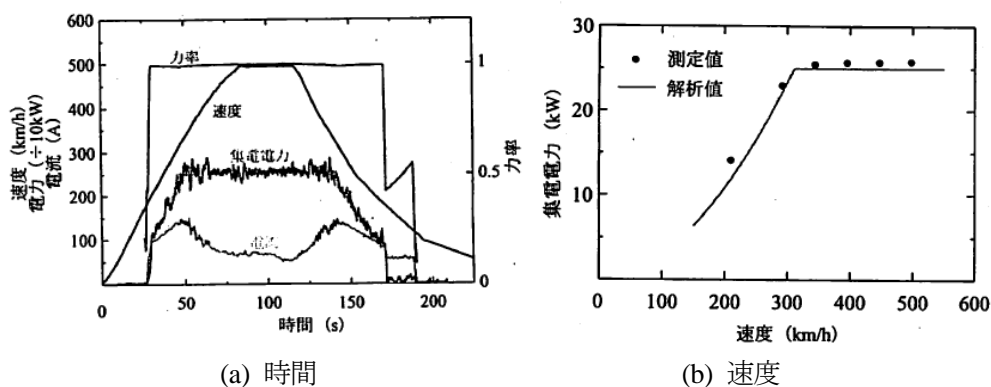
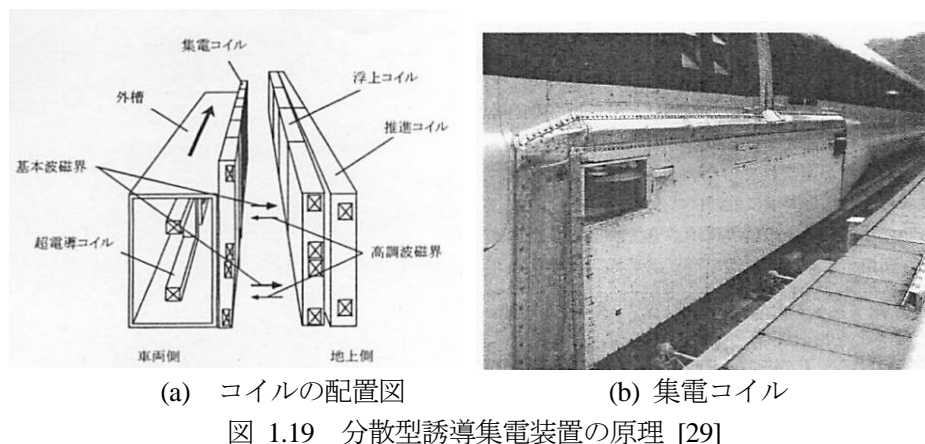
東海旅客鉄道（株）では超伝導磁気浮上式鉄道車両へのワイヤレス給電に関する研究を行なっている[28][30]。通常の電車は架線から受電し電動機によって走行するが、浮上式鉄道車両は磁力により浮上・推進するためパンタグラフがなく車内に電源が存在しない。しかし車内の必要な設備に超伝導磁石、車内の空調、照明等を稼働するために電力を送る必要がある。そのための電源装置（車上電源装置）が必要となる。

従来は車上電源装置として灯油を使用するガスタービン発電装置を搭載していたが、これを使用した場合多量の燃料を長大トンネルに持ち込むことになりまた排気ガスの排出の問題が発生する。そこでワイヤレス給電（本例では誘導集電と呼称）が必要となる。

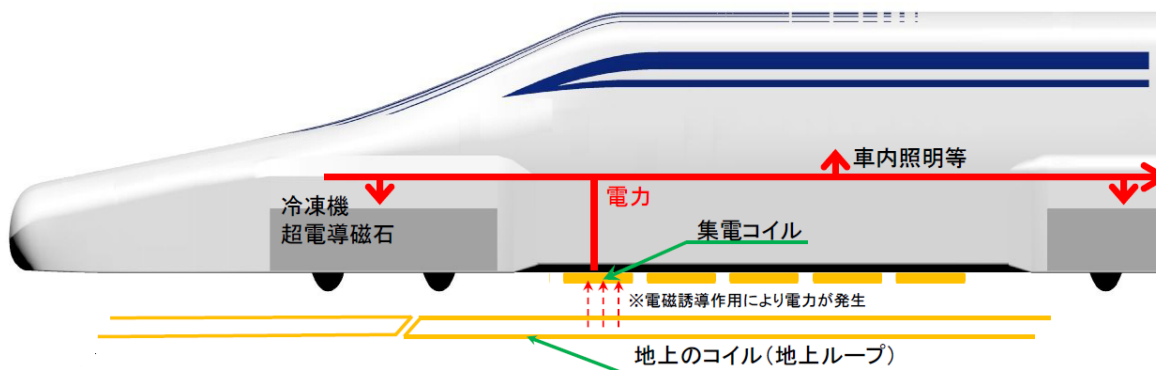
原理と構造は図 1.19 に表す。地上側コイルと車両側超伝導コイル間に集電コイルを配置し、走行時の誘導起電力によって車両に給電される。

文献[28]では実車試験による特性の確認を行なっている。実験結果(図 1.20)では速度にほぼ比例して集電電圧が上昇し、300 km/h で必要な電力が得られていることがわかる。また文献[30]では、集電コイルに電流を流すことで発生するローレンツ力を利用した車両の安定性の制御に関する研究も行なわれている。速度 400 km/h 以上で得られる電力は余剰となるため、電流を集電コイルに流し車体の安定性を改善している[29](図 1.20)。

1.2 ワイヤレス給電に関する現在の状況



2011年に国土交通省で行われた超電導磁気浮上式鉄道実用技術評価委員会では、誘導集電について「車上電源として実用化に必要な技術が確立している」との評価がなされ、引き続き技術開発に取り組む項目の一つとして本技術が挙げられた[31]。委員会資料[31]では原理としてガイドウェイ底部に設置した地上側のコイル（地上ループ）と車体の底面に設置した車上側のコイル（集電コイル）を対向させ、地上ループに10 kHz未満の電流を通電することによって集電コイルで集電する(図 1.21)。山梨実験線先行区間にて約1 kmの区間に地上ループを設置し、また超電導リニアの車両に集電コイルを設置、停止から最高走行時(0~505km/h)まで一定の出力を確保したとある。また誘導集電による車内磁界実測値はICNIRPガイドライン参照値(公衆)の1%未満、また沿線磁界においても高さ10mの高架橋下等で1%未満であることが確認されている。これらのことから文献[28]とは別方式であることが考えられるが、この発表に関する技術的な詳細は明らかにされていない。



自動車タイヤを介するゼロギャップ走行中給電

豊橋技術科学大学では路面アスファルトや車両タイヤを介した電界による走行中ワイヤレス給電について研究を行なっている[26]。路面アスファルトやタイヤは絶縁体で出来ており導電性は無い。しかしこれらを誘電体として扱い、変異電流を流しアスファルト内の鉄筋からタイヤ内のスチールベルトとホイールを介すことによって電力伝送を行なうものである(図 1.22)(図 1.23)

文献[27]では 1/32 のスケールモデルを制作し、伝送効率実験が行われた。その結果 75%程度の伝送効率で電力伝送が行われている(図 1.24)。また実際の自動車用タイヤを用いて電球を点灯させる実験も行われている(図 1.25)。

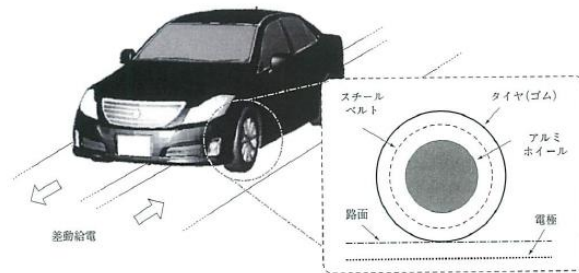
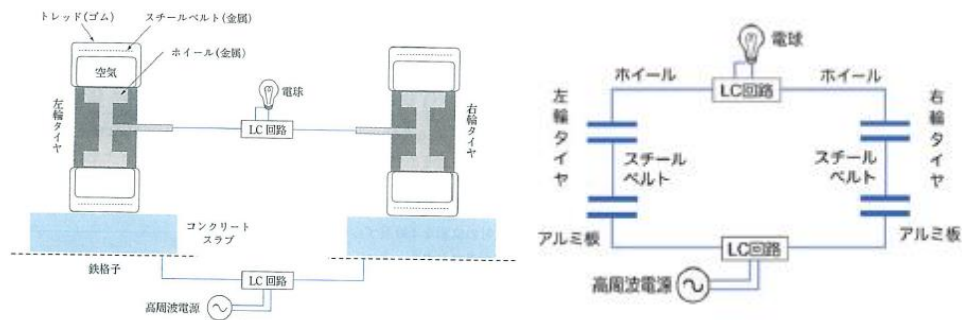


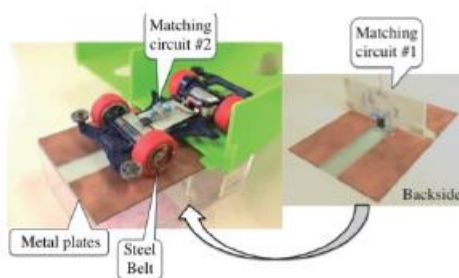
図 1.22 ゼロギャップワイヤレス給電 [26]



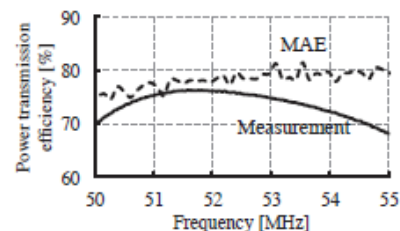
(a) 実験構成

(b) 電気等価回路

図 1.23 電界によるワイヤレス給電の原理 [26]



(a) 実験に使用したスケールモデル



(b) 電力伝送効率測定結果

図 1.24 1/32 スケールモデルによる実験 [27]



図 1.25 実物のタイヤによる給電実験 [27]

昭和飛行機工業による走行中ワイヤレス給電に向けた実験

昭和飛行機工業（株）では走行中の電気自動車へのワイヤレス給電をめざした研究が行われている [32][33][34](図 1.26)。まず側面からの給電を狙った研究が行われた。この研究では防音壁に給電コイルを路面に中継コイルを、さらに車両側面に受電コイルを配置することを想定した実験が行われた(図 1.27)。実験結果ではコイル間効率は壁からの距離 1.1m で 90% 前後、総合効率は壁からの距離 1.1m では 75% 前後、壁からの距離 2.0m では 40% 前後となっている。

また路面からの給電を狙った研究も行なわれた (図 1.28)。この研究ではコイル大きさを変化させ、コイル間効率の測定が行われた。結果を表 1.6 に示す。表中、1 倍角は 48cm 角であり 4 倍角は 96cm 角である。

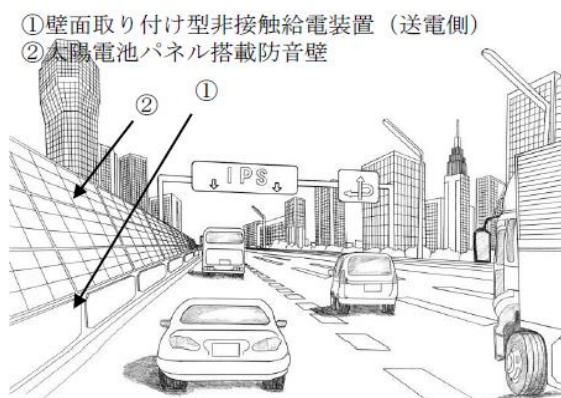
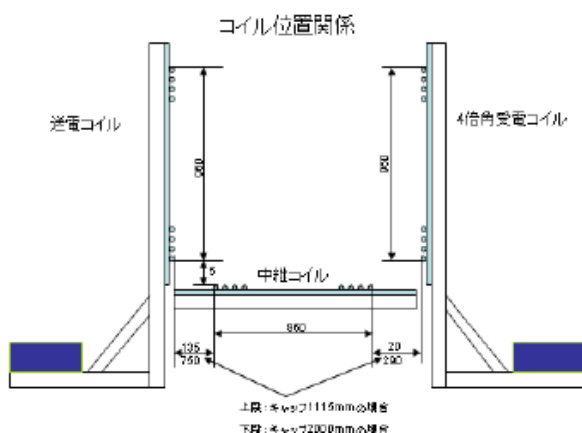


図 1.26 ハイウェイ走行中非接触給電システムイメージ図（側面給電） [32]

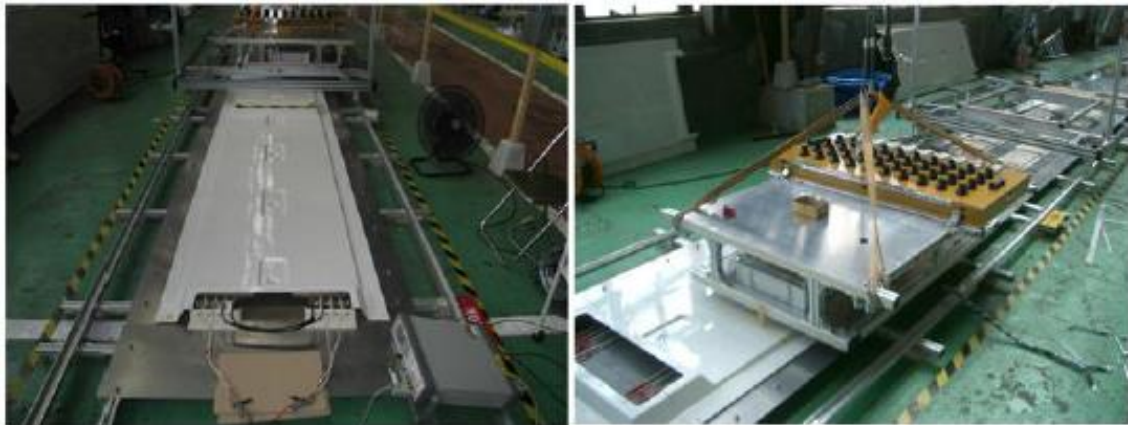


(a) 実験時コイル位置関係図



(b) 実験時

図 1.27 側面給電試験 [32]



(a) 送電コイル

(b) 実験時

図 1.28 実験用路面送電路 [32]

表 1.6 路面給電実験結果 [32]

コイルサイズ	ギャップ [mm]	電送電力 [kW]	コイル間効率 [%]	記事
1 倍角	200	2	87	寸法 480x480, k=0.05
2 倍角	300	2	87	寸法 480x960, k=0.05
4 倍角	450	2	90	寸法 960x960, k=0.05
	500	2	89	寸法 960x960, k=0.037
	600	2	88	寸法 960x960, k=0.03

KAIST OLEV

現在、走行中給電に関し最も注目を集めているものは韓国 Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST)の Online Electric Vehicle (OLEV)である[35][36]。図 1.29 に OLEV の開発履歴を示す。これを見ると 4th Generation では、伝送距離 20cm で 80%の伝送効率、25kW でのワイヤレス給電を実現している。

送電コイル・受電コイルの模式図を図 1.30, 図 1.31 に示す。送電コイルはジグザグ上に配置されている。これは電磁波の放射を低減する目的である。また、受電部はコイルに磁性体（フェライト）を配置している。これは結合係数を上げ、伝送効率を上昇させる目的がある。そのため受電器の重量は 80kg となっている。

図 1.32 にワイヤレス給電で走行する車両を示す。2013 年 8 月より韓国・亀尾市(Gumi city)にて一般の乗客をのせ試験運用を行なっている。

1.2 ワイヤレス給電に関する現在の状況








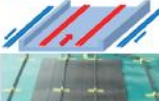
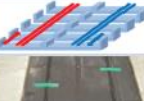
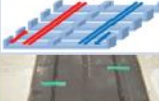
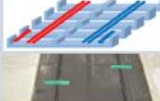






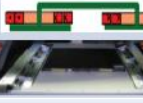
	1 G (Car)	2 G (Bus)	3 G (SUV)	3+ G (Bus)	3+G (Train)	4 G (Bus)
Date	Feb. 27, 2009	July 14, 2009	Aug. 14, 2009	Jan. 31, 2010	Mar. 9, 2010	2010~(development)
Vehicle						
System Spec.	air-gap= 1cm efficiency= 80%	air-gap= 17cm efficiency= 72%	air-gap= 17cm efficiency= 71%	air-gap= 20cm Efficiency= 83%	air-gap= 12cm efficiency= 74%	air-gap= 20cm, efficiency= 80%
EMF	10mG	51mG	50mG	50mG	50mG	<10mG
Power Rail (width)	 20cm	 140cm	 80cm	 80cm	 80cm	 10cm
Pick-up						
Power	3kW / pick-up	6kW / pick-up	15kW / pick-up	15kW / pick-up	15kW / pick-up	(25kW / pick-up)
Weight	20kg	80kg	110kg	110kg	110kg	(80kg)
Size	55x18x4 cm ³	160x60x11 cm ³	170x80x8 cm ³	170x80x8 cm ³	170x80x8 cm ³	(80x100x8 cm ³)

図 1.29 Overview of developed OLEV-IPTS [35]

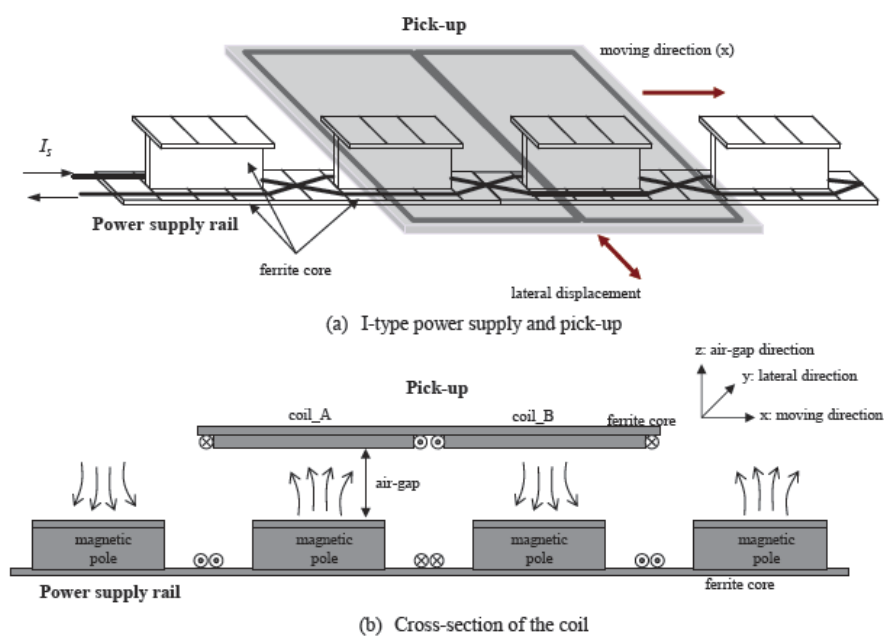
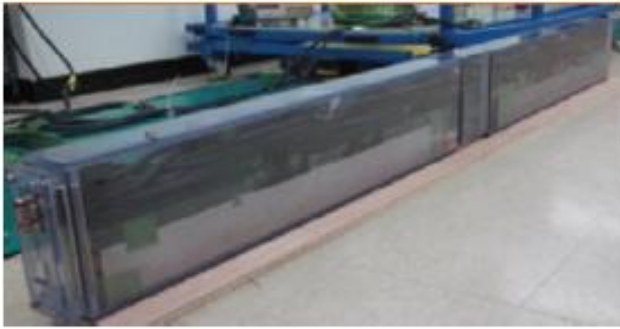


図 1.30 I-type coil structure [35]



(a) 送電コイル部

(b) 施工後

図 1.31 24m test bed for I-type IPTS [35]



図 1.32 OLEV Bus [35]

1.2.3 ワイヤレス給電に関する取り組み

走行中ワイヤレス給電に関する道路行政側からの提言

走行中ワイヤレス給電を考えた場合、ワイヤレス給電システムの都合だけでなく道路側の都合についても考慮する必要がある。国土交通省国土技術政策総合研究所では、走行中ワイヤレス給電に関して道路行政の立場からの提言を行なっている。

文献[37]では走行中給電を考えた場合の送電器の設置場所に関する検討がなされている。設置場所については車両下部、つまり路面内に埋め込むことが最善と記されている。これは電力伝送に利用できる面である車両の両側面・上部・下部の4方向のうち、車両下部は車両の違いによる伝送距離の差が発生しにくく、また埋設によって人体と送電器の離隔が十分に確保でき、事故や災害による損傷の二次被害に対する防護が確保できるからとしている。

また送電コイルの埋設深さについては 60cm~80cm 必要であることが記されている。これは道路の構造から厚みは合計 60cm 程度あり、表層部分は舗装のうち替え等のメンテナンスで掘削や埋め戻しが頻繁に行われるため表層部分に設置した場合は管理に必要な経費が道路自体のメンテナンスコストを押し上げると想定されるとしている(図 1.33)。さらに走行中給電の実現に向けて必要な検討事項を制度的な検討事項と技術的な検討事項に分けてまとめている(表 1.7)。

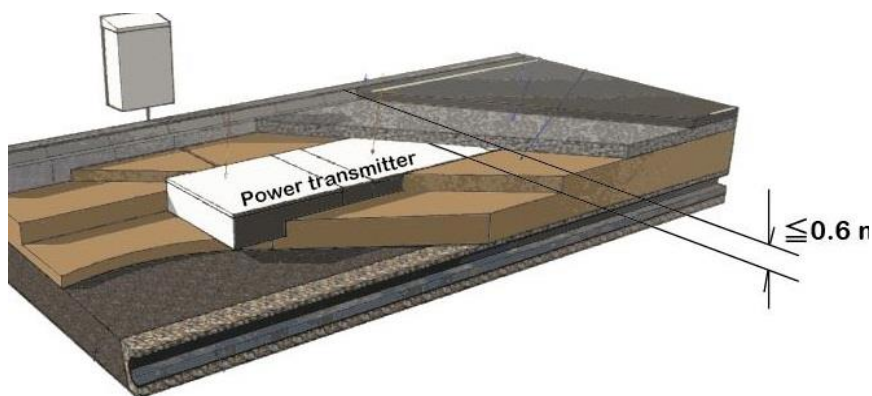


図 1.33 道路構造と送電器埋設のイメージ [15]

表 1.7 走行中非接触給電に関する検討事項の分類整理 [15]

分類	要件	
精度的な検討事項	法的な検討事項	電気の供給責任や電気料金の収集 車両の定義と安全基準 インフラ整備予算の位置づけ 走行中給電に適した周波数の確保
	技術基準に係る検討事項	非接触給電全体の安全基準 高周波電磁界の人体暴露基準の精査
	運用面に関する検討	給電を行う事業主体 維持管理を行う機関 維持管理費の捻出方法
技術的な検討事項	道路施設への影響	道路への設置方法 維持管理方法 技術基準や標準化
	送電技術	給電性能の向上 利用周波数の選定 送電デバイスの形状選定 送電デバイスの構造、材質等 異なる条件でのマッチング技術
	安全	電磁界漏洩対策 高周波大電力設備の野外設置方法 地中送電デバイスへの送電方法

1.3 本研究の方針と枠組み

1.3.1 電気自動車向けワイヤレス給電の課題と本研究の目的

電気自動車向けワイヤレス給電の課題

ここまでで現在の電気自動車の課題や電気自動車へのワイヤレス給電に関する先行研究について述べた。

電気自動車へのワイヤレス給電には、自動車に適した伝送距離・大電力・高い総合効率・実現可能なコストであることが求められる。電磁誘導方式による電気自動車へのワイヤレス給電は従来から行われており高い総合効率・大電力での電力伝送が達成されている。しかし伝送効率を大きく取ること

ができないため、送電器を埋設できず地上に設置したり、送電器と受電器を近づける機構が必要であるなど実用面で問題が残る。磁界共振結合方式は長伝送距離で高効率であるため電気自動車向けワイヤレス給電の方式として本命と目されている。しかし新しい分野であるため研究が進んでおらず、理論上の解析や電球を点灯させる程度の電力伝送である例がほとんどである。大電力の例であっても電源・整流効率を含めた総合効率での高効率が実現していない。そのほかの方式は屋外での環境への適応性など課題が多い。このように現在の電気自動車向けワイヤレス給電の研究は社会の期待が高いにもかかわらず現状では実用化・普及に耐える状態ではない。このことから電気自動車に適応した実用性があるワイヤレス給電の研究が待望されている。

本研究の目的と方針

そこで本研究では以下を目的とする。

電気自動車のワイヤレス給電について実用化に際し必要な理論の構築を行ない、特性の解明と技術的問題の解決案の提案を行なう。実例を提案し実験によって実現可能性であることを示す。このことにより、環境性能や社会適合性に優れた電気自動車の普及に貢献するものである。

本研究の方針は以下の通りとした。

- (1) 実用化を考慮し、使い道のある研究
- (2) 実験による具体的な実例の提案・実証

まず(1)について、特に電気自動車向けワイヤレス給電は早急に実用化が望まれている技術である。そのため目新しさはあるが実用・実現性に疑問が残るアイデアを提示するのではなく必要とされる理論の提示など「使い道のある研究」を行なう。(2)について現在のワイヤレス給電の研究はバックグラウンドの違う研究者や企業が参入して研究が行われている。そのバックグラウンドの違いによって理論からシステムの構成まで考え方が違い、喧々諤々の議論が行われている。そこで実験によって揺るぎのない形で有効性を示し垣根を越えて理解が得られる研究を目指す。

1.3.2 本論文の構成

本論文の構成は以下のとおりである。

第1章では緒言としてワイヤレス給電に関する先行研究の現状紹介を行い、それを踏まえた本研究の方針について述べる。先行研究として近年のワイヤレス給電の研究の火付け役となった磁界共振結合の発表、各研究機関でのワイヤレス給電について述べ、現在の問題点について明らかにする。

第2章では静的な状態での磁界共振結合の特性について考える。磁界共振結合の特性の解明は数多く行われている。

しかし従来の研究では電気自動車へのワイヤレス給電に向けたシステムを想定した解析とはなっていない。また実際の使用状態での給電状態が変化した場合の特性の変化についての検討がされていない。そこでEVへのワイヤレス給電に必要な長伝送距離・高効率・大電力化に必要な特性の解析を行なう。等価回路から、EVへの給電に必要な新たな入出力特性を表す式の導出を行なう。さらに伝送距離と負荷が変化した場合のそれらの特性について検討する。そして導出した式からわかる磁界共振結合の特性について述べる。

第3章では、第2章で明らかになった特性を用いて大伝送距離での大電力かつ総合効率の向上に焦点を当てたワイヤレス給電実験を行なう。先行研究においてもワイヤレスでの給電実験は各所で行われているが、この研究分野は企業等で行われていることが多いため経営上の理由から詳細が秘密となっていることが多い。また長伝送距離と大電力伝送を両立した例がない。そこで本研究では、まず第2章で導出した特性式を用いて必要な消費電力と送受電器のパラメータから入出力の電圧・電流の設

1.3 本研究の方針と枠組み

計を行なう。その後高い効率を持つ高周波電源と整流器の制作を行い、大電力での抵抗負荷への伝送実験を行なう。さらに双方向チョッパとキャパシタを用いた伝送効率最大化と負荷への一定電圧供給を両立する二次側システムについて述べる。また市販の電気自動車への給電実験について述べる。

第4章では、走行中の電気自動車へのワイヤレス給電に関する理論について述べる。走行中ワイヤレス給電を考えた場合、車両は高速で移動するため通常の形状の送受電器では給電区間が短くなり短距離短時間の給電のみになってしまう。そのため何らかの方法で給電区間を長くする必要がある。そこでまず、送電器1基の走行方向への位置ズレに強い非対称送受電器について、第1章での解析結果をもとに検討を行った。さらに、中継器を羅列することによって給電区間を延長した場合についての解析を行った。

第5章ではまとめを行なう。本研究のまとめについて述べ、今後の展望について述べる。

図 1.34 に本研究の枠組みを示す

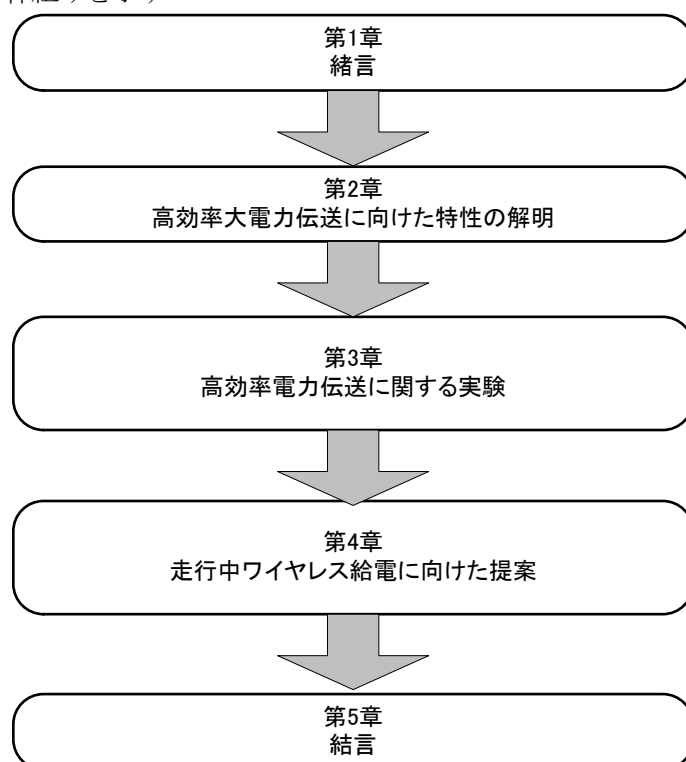


図 1.34 本研究の枠組み

第2章 高効率大電力伝送に向けた特性の解明

2.1 はじめに

2.1.1 概要

EV へワイヤレス給電を行なうことを考えた場合、まずは磁界共振結合の特性について詳細に知ることが本現象の理解だけでなく、高周波電源や負荷を含めたワイヤレス給電システムの構築に必要である。磁界共振結合の特性解明は先行研究で数多く行われているが現状では EV への給電に必要な大電力・高効率伝送を実現するシステムに向けて解析したものであるとは言い難い。これは磁界共振結合の研究の歴史が浅く、高周波を扱うことから多くの研究者の通信工学をバックグラウンドとしていることに起因する。通信工学の世界では、電源は出力インピーダンスをもち、負荷はある一定値であるとみなしている。これは通信においては伝送すべき信号をひずみなく送ることが重要であるからである。しかしワイヤレス給電に重要なことは信号をひずみなく送ることではなく、エネルギーを高効率で送ることである。出力インピーダンスをもつ電源は変換効率が悪く、負荷は一定値ではなく負荷自身の都合によって変化する。小電力・一定負荷値のワイヤレス給電では問題にならなかった部分も電気自動車向けワイヤレス給電のような大電力伝送を目指す場合は障害となる。

そこで本研究では EV へのワイヤレス給電に必要な長伝送距離・高効率・大電力給電をめざし、これらの要件を満たす給電システムに適合する理論式を提案し特性の解明を行なう。まず先行研究の課題と本研究の方向性について述べる。次に従来の研究で提案されている等価回路を用いて、大電力ワイヤレス給電システム構築に必要な入出力特性式を提案し、その式を用いてワイヤレス給電システムの状態が変化した場合、つまり伝送距離と負荷が変化した場合の入出力特性がどのように変化するかの解析を行なう。また入出力特性の式を用いて伝送効率と消費電力についての比較を行なう。さらに導出した入出力特性式を用いて説明が可能になる磁界共振結合の電氣的な振る舞いについて説明する。これらのことにより長距離高効率大電力なワイヤレス電力伝送システムの構築を可能にし、磁界共振結合の諸特性について明らかにするものである。

2.1.2 特性解明に関する先行研究

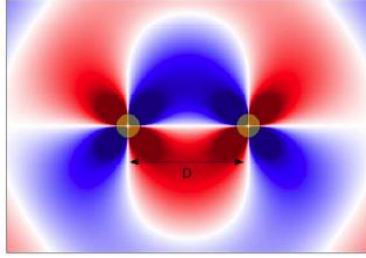
モード結合理論による解析

磁界共振結合の特性解明に関する研究は各研究機関で行われている。まず磁界共振結合をはじめて発表した MIT による解析について述べる。

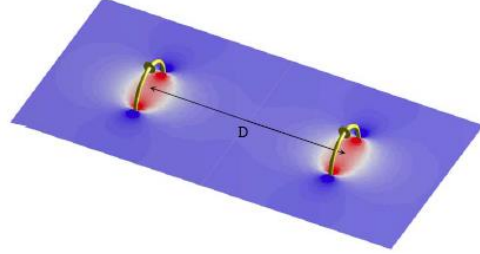
文献[15]では2つの誘電体ディスクの場合と2つの LC 共振器の場合の電磁界共振結合をマクスウェル方程式に基づく電磁界解析で解析するとともに (図 2.1), 送受信間でのエネルギーのやり取りの様子を「モード結合理論」に基づくモード結合方程式で表現している。モード結合方程式を式(2.1), 式(2.2)に示す。

$$\frac{da_1}{dt} = -j\omega a_1 - \Gamma a_1 + j\kappa a_2 = -j(\omega - j\Gamma)a_1 + j\kappa a_2 \quad (2.1)$$

$$\frac{da_2}{dt} = -j\omega a_2 - \Gamma a_2 + j\kappa a_1 = -j(\omega - j\Gamma)a_2 + j\kappa a_1 \quad (2.2)$$



(a) 2つの誘電体ディスクの場合



(b) 2つの LC 共振器の場合

図 2.1 電磁界共振結合の電磁界シミュレーション[15]

等価回路化と S パラメータによる解析

前述の文献[15]では電磁界共振結合の理論をモード結合理論を用いて説明している。しかしこの解析では電気回路的な説明との親和性が低く応用が困難である。そこで文献[38]では磁界共振結合を等価回路で表し S パラメータを用いた効率式の導出を行なった。図 2.2(a)に磁界共振結合の等価回路を示す。等価回路は2つの RLC 直列回路が相互インダクタンス L_m で結合している形で表される。 L_1, L_2 は送信アンテナ・受信アンテナそれぞれのインダクタンス, C_1, C_2 はそれぞれのキャパシタンス, R_1, R_2 はそれぞれの抵抗値でありアンテナ損失に関係する。

伝送効率 η_{21} は式(2.3)で表される。ただし S_{21} は順方向伝達係数であり式(2.4)で定義される。 a_1 は進行波振幅, b_1 は反射波振幅である。 S_{21} を等価回路の定数で表すと式(2.5)となる。式(2.5)のうち ω は電力伝送に使用する角周波数, Z_0 は系の特性インピーダンスであり一般的に 50Ω である。さらに電源出力インピーダンスと負荷抵抗値も Z_0 としている。また, $R = R_1 = R_2, L = L_1 = L_2, C = C_1 = C_2$ としている。この効率式(2.3)では一次側から見た入力インピーダンスが特性インピーダンス Z_0 と一致していない場合, 反射波が発生しそれが電源内部のインピーダンスにより損失となるという考え方に基づいて式を定義している。またこの文献では理論式と実験での結果を比較している。実験ではベクトルネットワークアナライザ (VNA: Vector Network Analyzer) を使用して S_{21} を測定し効率を算出している。実験結果は図 2.3 で表され理論値と実験値はよく一致していることが示されている。

$$\eta_{21} = |S_{21}|^2 \times 100 \quad (2.3)$$

$$S_{21} = \frac{b_1}{a_1} \quad (2.4)$$

$$S_{21}(\omega) = \frac{2jL_m Z_0 \omega}{L_m^2 \omega^2 \left\{ (Z_0 + R) + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right\}^2} \quad (2.5)$$

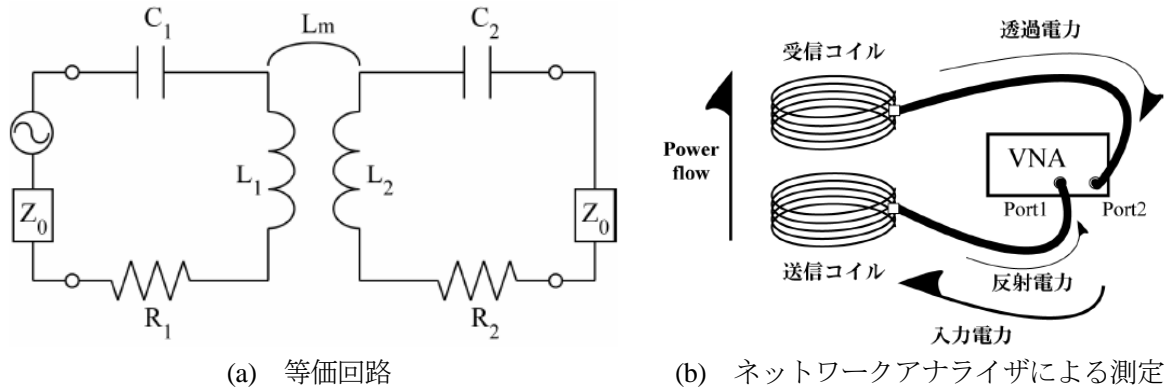


図 2.2 磁界共振結合 [38]

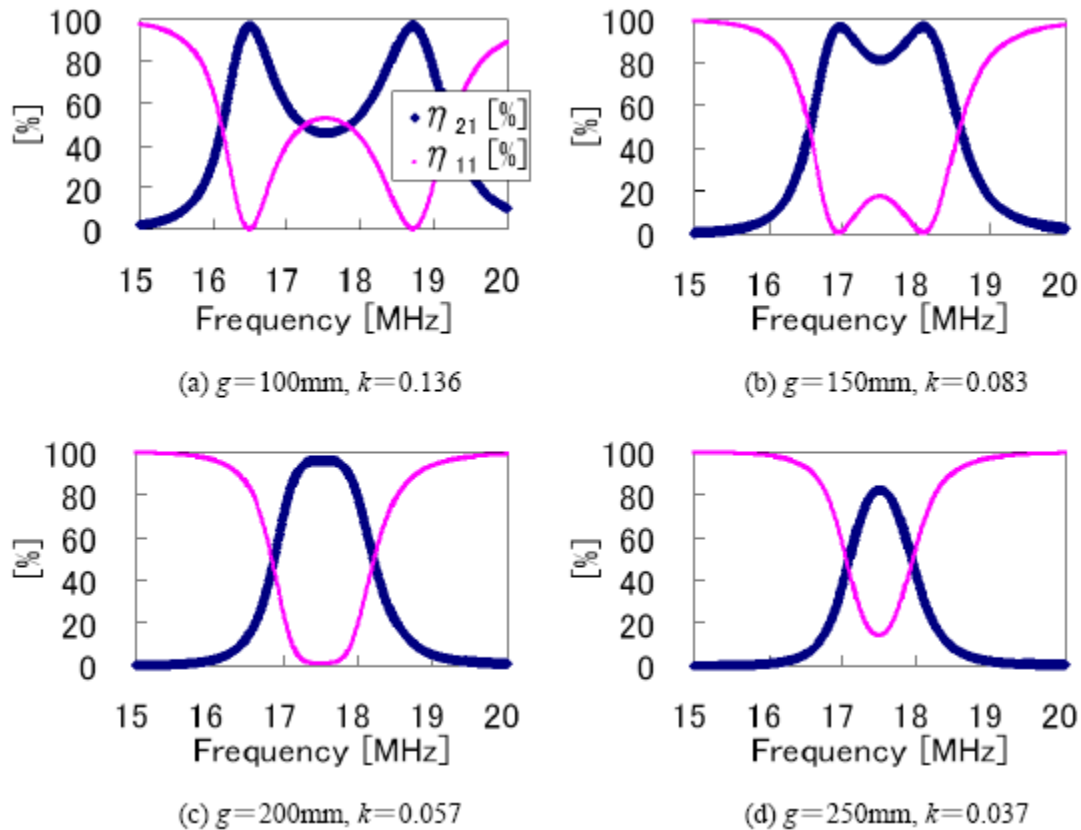


図 2.3 特性測定結果 [38]

2.1.3 先行研究の課題と本研究について

先行研究の課題

前記から磁界共振結合の特性は既に明らかになっているように見えるが、実際のワイヤレス給電に適用するには数々の問題点がある。

従来の磁界共振結合の特性に関する研究の問題点は、高効率・大電力のワイヤレス電力伝送に向いていない構成での想定で特性の解析を行なっていることである。図 2.4 に従来想定されている磁界共振結合によるワイヤレス給電システムの全体像を示す。図 2.4 をみると電源は出力インピーダンスを持ち、その値は系の特性インピーダンスと同一としている。また負荷抵抗値も同様に特性インピーダンスと同一としている。

電圧源から出力された信号は電源出力抵抗 R_S を通り、特性インピーダンス Z_0 の分布定数回路であ

2.1 はじめに

る伝送線路を通り送信アンテナに送られるが、ここで送信アンテナの入力インピーダンス Z_{in1} と Z_0 に違いがある場合は反射波が発生する。反射波は電圧源に向かって伝達し電源出力インピーダンス R_S によってエネルギーの消費が発生し損失となる。その際 Z_0 と R_S の値が一致していないと再反射が発生し、送信アンテナに向かって伝搬する。再反射は波形のひずみを起こす。また受信アンテナから伝送線路を通じて負荷に達する際にも特性インピーダンスと負荷インピーダンス Z_{in2} が一致していない場合は同様に反射が発生する。反射波は損失となるため反射波を発生させないことが高効率化のカギとなる。そのため R_S , Z_0 , Z_{in1} , Z_{in2} それぞれを一定値（一般的に 50Ω ）で一致させる必要がある。これをインピーダンスマッチングと呼び通信工学では一般的な考え方である。 Z_{in1} は伝送距離によって変化するため、「マッチング回路」と呼ばれるものを挿入し反射を防ぐ方法が提案されている[39]。

しかしこの構成で大電力のワイヤレス給電を行なうことを考えた場合疑問点や不都合が発生する。まず電源について、従来考えられている構成では特性インピーダンスと同じ出力インピーダンスを持つ電源を使用することになっている。無線通信用の送電器や増幅器は 50Ω の出力インピーダンスを持つが、インバータ等スイッチングにより交流信号を生成する高周波電源の出力インピーダンスはごく小さく、 1Ω 以下である。ワイヤレス給電では伝送効率のみならず電源の変換効率（電源効率）を含めた全体での効率（総合効率）の向上が重要である。無線通信で使用されている増幅器等は電源効率が 50% 前後と悪い。その点インバータの電源効率は 90% 以上であり高周波電源としてはこちらを使用するのが筋である。これらのことから従来研究では電源出力インピーダンスが 0 に近く反射波が電源によって損失にならない場合の伝送効率の挙動が不明である。

また従来の構成では負荷抵抗値は 50Ω 一定であるとみなしている。これは無線通信において負荷は反射波を防ぐ抵抗（終端器）として考えられているからである。しかしワイヤレス電力伝送においては負荷は一定値ということはなく負荷抵抗値はワイヤレス給電システムの都合で自由に操作することはできず、負荷自身の状態によって変化する。これらのことから、従来研究では負荷抵抗値が変化した場合の入出力特性の挙動が不明である。

さらに効率だけでなく、電圧・電流に関する検討が必要である。従来の構成では、インピーダンスマッチングを行なうという前提であるため、電源出力インピーダンス、送信アンテナ入力インピーダンス、負荷抵抗値が一定値である。そのため、送信電力を決定すればそれに伴って周辺の電圧電流が一義的に決定した。しかし前記の通り電源出力インピーダンスが小さい電源を使用し、負荷抵抗値が任意に変化する場合、発生する電圧電流の検討が電源機器や負荷の設計に影響が発生する。このためこれらがどのような変化を示すかを把握しておく必要がある。

このように従来の研究が大電力ワイヤレス電力伝送に向かない構成で行われている理由として、磁界共振結合の研究は歴史が浅く、高周波を利用することから多くの研究者が通信工学をバックグラウンドとしていることがある。そのため電源や負荷に対する考え方が無線工学をもととしたものになる。また各研究者は自分の得意分野で研究を進めたいという思惑があり、企業は自社の持つ設備・技術などの経営リソースをそのまま流用したいという思惑がある。

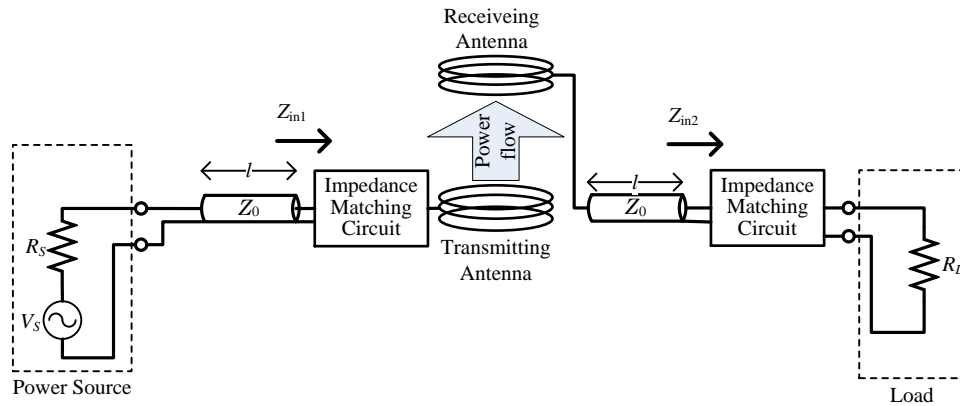
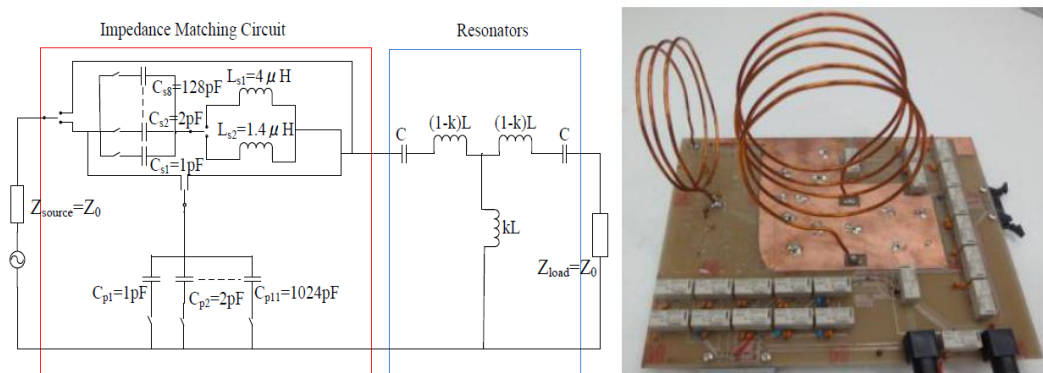


図 2.4 従来考えられているワイヤレス給電システムの構成



(a) 回路図

(b) 実験用インピーダンスマッチング回路

図 2.5 インピーダンスマッチング回路 [39]

本研究について

本研究は電気自動車へのワイヤレス給電を目的としている。そのため重要なのは研究者の好みや企業の経営上の都合ではなく、どのようなシステム構成・解析方法が電気自動車への高効率・大電力ワイヤレス給電に適しているかである。そこで本研究では EV へのワイヤレス給電に必要な長伝送距離・高効率・大電力給電をめざしこれらの要件を満たす給電システムに適合する理論式を提案し特性の解明を行なう。まず電力伝送に使用する周波数を 100kHz 前後とする。このことにより電源としてインバータ等の高い変換効率を持つものを使用できる。また低周波化することにより系全体を分布定数ではなく集中定数回路とみなして解析を行なうことができる。

まず従来の研究で提案されている等価回路を用いて等価回路を集中定数回路とした場合の効率式を明らかにし、さらにワイヤレス給電システム構築に必要な電圧・電流・入力インピーダンス・電力に関する入出力特性式を新たに提案する。つぎに提案したこれらの入出力特性式と実際の実験用送受電器のパラメータを使用してワイヤレス給電システムの状態が変化した場合、つまり伝送距離と負荷が変化した場合の入出力特性がどのように変化するかの計算を行なう。また入出力特性の式を用いて伝送効率と消費電力の関係について述べる。さらに新たに導出した入出力特性式を用いて説明が可能になる磁界共振結合の特性について説明する。これらのことにより長距離高効率大電力なワイヤレス電力伝送システムの構築を可能にし、磁界共振結合の諸特性について明らかにするものである。

表 2.1 に従来の研究と本研究の相違点を示す。

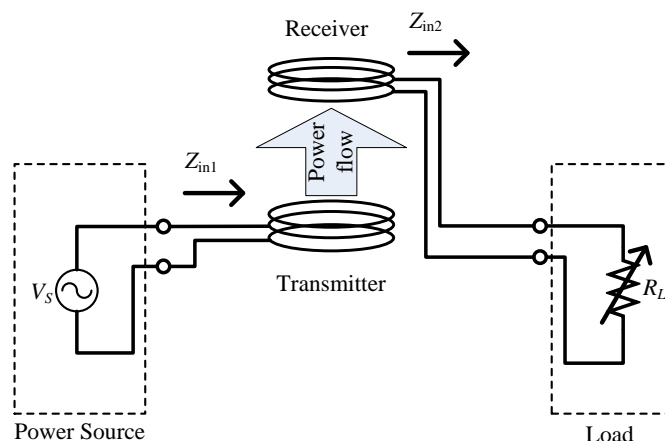


図 2.6 本研究で想定するワイヤレス通信システムの構成

表 2.1 従来研究と本研究の相違点

	従来の考え方（無線工学）	本研究
電源	出力インピーダンスを持つ電源	単純な電圧源 または 電流源
伝送線路	特性インピーダンスを考慮	特性インピーダンスを考慮しない
負荷抵抗値	一定値で変化しない(50Ω)	負荷の状況によって変化
負荷消費電力	通信の状況・送信機の出力によって変化	負荷の状況によって変化 (負荷自身によって決まる)
効率	反射波を損失とする	反射波を損失としない

2.2 高効率大電力ワイヤレス伝送システムの入出力特性

2.2.1 磁界共振結合の等価回路と回路方程式

磁界共振結合は送電器と受電器双方でコイルとコンデンサによる共振器を内蔵し、その共振によって発生する磁束を利用し電力を効率よく伝送する。一部文献では送受電器をアンテナと呼称しているが、磁界共振結合は電磁波ではなく磁界による電力伝送であるため本論文ではアンテナとは呼称しない。磁界共振結合は等価回路で表すことができるのは前記で紹介した文献[38]の通りである。磁界共振結合の等価回路は図 2.7 で表される。等価回路は 2 つの LCR 直列回路が正対する形で表される。

L_1 , C_1 , R_1 は送電器に関係する定数でありそれぞれ送電器コイル部分（送電コイル）のインダクタンス、送電器が持つキャパシタンス、送電器が持つ抵抗成分である。抵抗成分は送電器の損失と関係がある。また L_2 , C_2 , R_2 は同様に受電器に関係する定数でありそれぞれ受電器が持つインダクタンス、キャパシタンス、送電器が持つ抵抗成分である。送電コイル、受電コイル間は相互インダクタンス L_m で結合しており、 L_m は伝送距離と深い関係がある値である。共振結合という性質上、送電器と受電器はそれぞれ共振周波数が一致している必要がある。つまり式(2.6)を満たしている必要がある。ただし ω_0 は送電器・受電器の共振周波数とする。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.6)$$

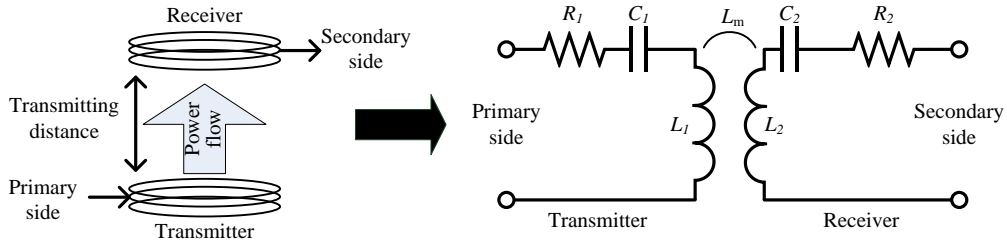


図 2.7 磁界共振結合の送受信器間等価回路

一次側に電源として定電圧源を接続し、二次側に負荷抵抗が接続された場合の磁界共振結合の等価回路図を図 2.8 に示す。 V_1 は電源側（一次側）の電圧、 V_2 は負荷側（二次側）の電圧である。 I_1 、 I_2 はそれぞれ一次側、二次側の電流、 Z_{in2} は二次側入力インピーダンス、 R_L は負荷抵抗である。この回路図では、 $Z_{in2} = R_L$ である。この回路図の回路方程式を求めると式(2.7)となる。ただし式(2.7)中の行列の各成分はそれぞれ式(2.8)、式(2.9)、式(2.10)で表される。 ω は電圧源 V_1 により発生する電圧の角周波数である。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$Z_{11} = R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \quad (2.8)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m \quad (2.9)$$

$$Z_{22} = R_2 + Z_{in2} + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \quad (2.10)$$

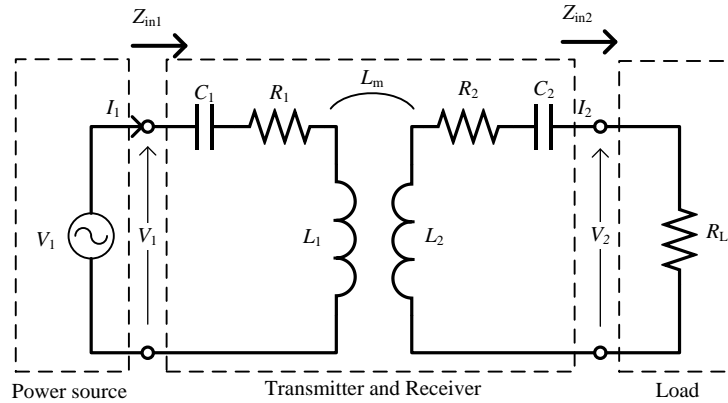


図 2.8 電源・負荷を接続した場合の磁界共振結合の等価回路

2.2.2 高効率大電力ワイヤレス電力伝送に必要な新しい入出力特性式

次に効率以外の新たな入出力の特性式を定義する。新たに定義するものは電圧比 A_v 、電流比 A_i 、一次側入力インピーダンス Z_{in1} である。 A_v は一次側と二次側の電圧の比であり式(2.11)で定義される。 A_i は一次側と二次側の電流の比であり式(2.12)で定義される。 Z_{in1} は一次側から見た入力インピーダンス（一次側入力インピーダンス）であり式(2.13)で定義される[17]。

2.3 電力伝送状態が変化した場合の特性変化

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} \quad (2.11)$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} \quad (2.12)$$

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} \quad (2.13)$$

等価回路の回路方程式から、 A_V 、 A_I 、 Z_{in1} について求めることを考える。 A_V 、 A_I 、 Z_{in1} は式(2.7)の逆行列を求めることで明らかにできる。ここで、 ω を送電器、受電器の共振周波数 ω_0 と同一であるものとする。つまり、電力伝送に使用する周波数（電力伝送周波数） ω を ω_0 とすると式(2.8)、式(2.10)はそれぞれ $Z_{11} = R_1$ 、 $Z_{22} = R_2 + R_L$ と簡略化して表すことができる。これを用いると A_V 、 A_I 、 Z_{in1} はそれぞれ式(2.14)、式(2.15)、式(2.16)で表すことができる。

$$A_V = j \frac{\omega_0 L_m Z_{in2}}{R_1 Z_{in2} + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (2.14)$$

$$A_I = j \frac{\omega_0 L_m}{Z_{in2} + R_2} \quad (2.15)$$

$$Z_{in1} = R_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{Z_{in2} + R_2} \quad (2.16)$$

式(2.14)、式(2.15)、式(2.16)について考える。まず A_V 、 A_I は実数成分はなく虚数成分のみとなっている。これは入出力の電圧または電流の位相差が伝送距離によって変化する値 L_m や二次側入力インピーダンス Z_{in2} によって変化せず、常に 90 度の位相差があることを示している。また、 Z_{in1} は実数成分のみである。これはいかなる伝送距離や負荷であっても入力インピーダンスに虚数成分は持たない、つまり力率が 1 であることを表している。

次に伝送効率について考える。効率は一次側に入力する電力と二次側から出力される電力の比と定義する。すると入出力の電力の比は式(2.17)で表される。入出力の電力の比は効率と同義であるから効率 A_P と呼ぶ。分配の法則から効率 A_P は A_V と A_I の共益複素数の積で表すことができる。

$$A_P = \frac{V_2 \cdot \overline{I_2}}{V_1 \cdot \overline{I_1}} = \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \cdot \left(\frac{I_2}{I_1} \right) = A_V \cdot \overline{A_I} \quad (2.17)$$

次に効率 A_P の式を求める。前記のとおり A_V と A_I の共益複素数の積であるから式(2.18)で表される。

$$A_P = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_{in2}}{(Z_{in2} + R_2) [R_1 Z_{in2} + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2]} \quad (2.18)$$

この式は実数成分のみである。これは入力と出力の電力波形は同一の位相であることを示す。

このように電力伝送周波数を送受電器の共振周波数 ω_0 と同一とすることで、入出力の特性式をシンプルに表すことができ、また電源側から見た力率を 1 とすることができる。

2.3 電力伝送状態が変化した場合の特性変化

次に、実際のワイヤレス給電の使用状態で変化する値、つまり負荷インピーダンスや伝送距離が変

化した場合の各特性について、求めた数式を用いて解析を行なう。

2.3.1 解析方法と条件

解析を行なうにあたり計算に使用する具体的な数値が必要となる。そこで実際の実験用送電器・受電器の定数から引用する。今後送電器と受電器のセットを送受電器と呼ぶ。計算に使用するパラメータの元となる実験用送受電器の外観を図 2.9 に示し、コイル形状に関する情報を表 2.2 に示す。コイルに関するパラメータを表 2.3 に示す。これらの値は計測によるものである。伝送距離と相互インダクタンスの関係を表 2.4 に示す。この値も同様に計測によって求めた値である。相互インダクタンスはこの範囲内で変化するものとして計算を行なう。また共振周波数 ω_0 は $6.28 * 10^5$ rad/s (100kHz 相当) とする。

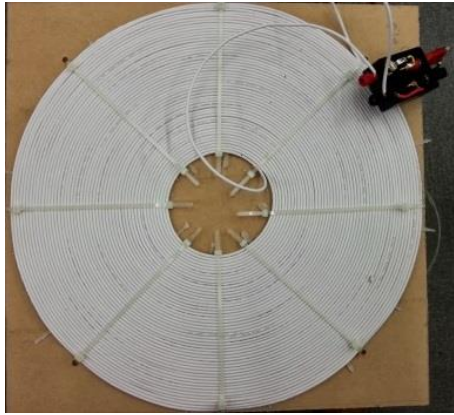


図 2.9 実験用送受電器

表 2.2 コイル部形状に関する値

Parameter	Value
Outer diameter [mm]	450
Inner diameter [mm]	115
Number of turn [turn]	50
Pitch [mm]	3.4
Wire cross-section area [mm ²]	2.0

表 2.3 コイル測定値より引用した解析に使用する値

Parameter	value
L_1 [uH]	650
L_2 [uH]	650
R_1 [Ω]	1.4
R_2 [Ω]	1.4

2.3 電力伝送状態が変化した場合の特性変化

表 2.4 伝送距離と相互インダクタンスの関係

Transmitting distance [cm]	Mutual inductance L_m [uH]
10	180
20	75.7
30	36.4
40	19.5
50	11.4

2.3.2 解析結果：負荷が変化した場合

まず、負荷抵抗値が変化した場合の A_V 、 A_I 、 A_P 、 Z_{in1} の変化を図 2.10 で示す。この中で特徴的な波形を示しているものについて説明する。

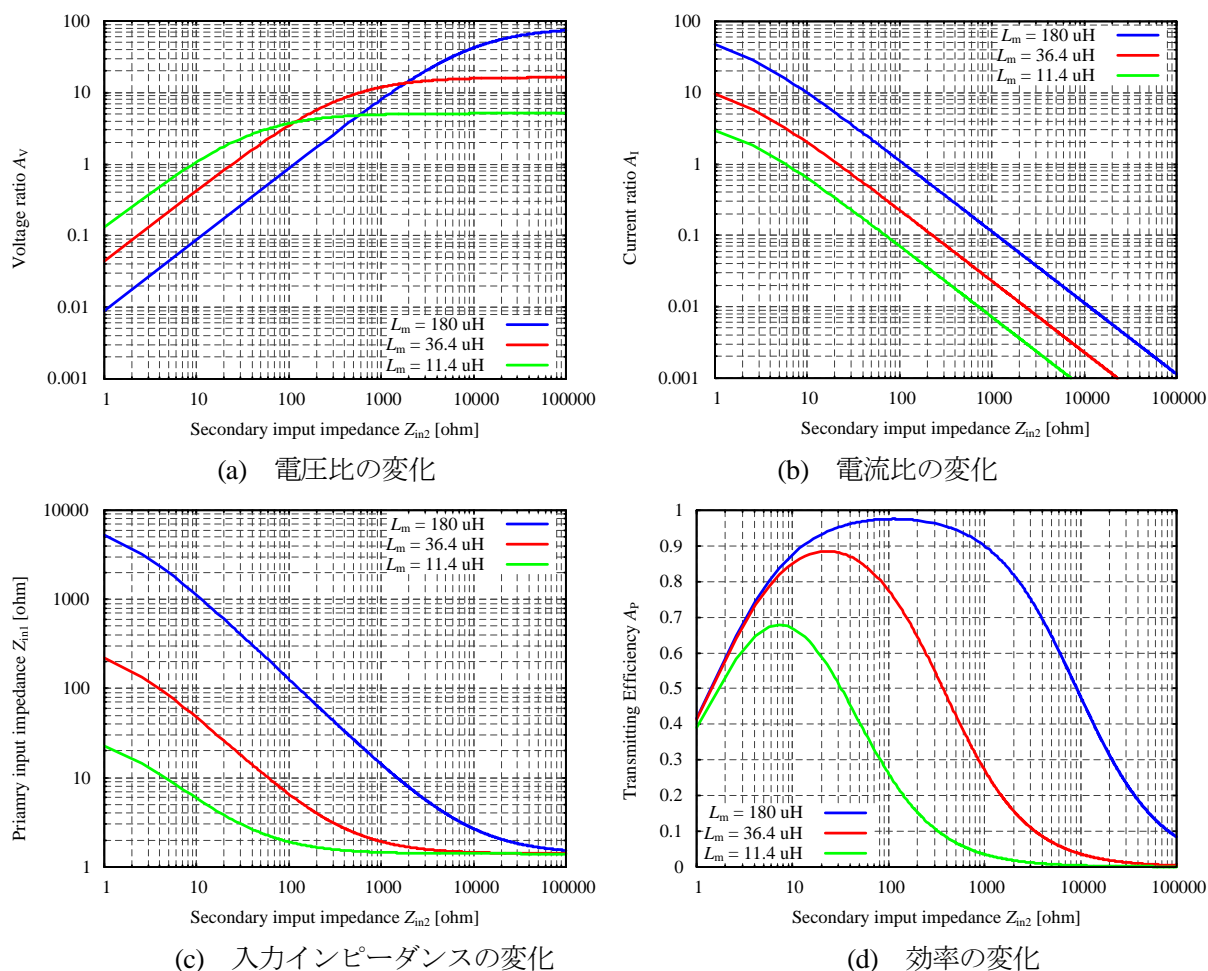


図 2.10 負荷抵抗値が変化した場合の各特性の変化

図 2.10(a)をみると Z_{in2} が変化することにより A_V は 0.01~100 と大きく変化し、ある一定の Z_{in2} で A_V は飽和する。その飽和値は L_m が大きいほど高い。これは一次側に接続する電源を定電圧源の場合は負荷によって二次側電圧は大きく変化し、さらに伝送距離が近く負荷がオープンに近いほど二次側電圧が上昇しその値は一次側電圧の 10 倍を超えることがあることを示している。このことから、磁界共振結合では、二次側電圧は伝送距離や負荷の状態によって変化するため、定電圧が要求される負荷を二次側に直接接続することはできず、二次側電圧を一定とする何らかの負荷側回路が必要であることが示される。また二次側電圧は一次側電圧をはるかに超える高圧になる場合もあるため、負荷がオープンになるような状況は許されず、二次側に高電圧が発生しないための何らかの対策が必要であること

が示される。負荷オープン時の飽和電圧比 A_{Vsat} は式(2.19)で表される。

$$A_{Vsat} = \frac{\omega_0 L_m}{R_1} \quad (2.19)$$

図 2.8(c)では Z_{in2} が上昇するほど Z_{in1} が減少することが示されている。これは二次側入力インピーダンスが高くなると電源から見たインピーダンスは小さくなることになり、無負荷の時にショート状態であるという通常の有線での負荷接続とは逆の状態となるため一次側で過電流に関する対策が必要であることが示されている。

図 2.8(d)では A_p の波形はピークを持ち、ある一定の Z_{in2} で最大となっている。またその波形は L_m が低いほど急峻である。これは伝送効率改善のためには送受電器の損失を低減させるだけでなく、二次側入力インピーダンスを適切な一定値に設定することが必要であり、伝送距離が大きいほどその必要性が高まることを示す。効率が最大となる二次側入力インピーダンス（最大効率二次側入力インピーダンス） $Z_{in2APmax}$ を式(2.20)で表され、その時の効率（最大効率値） A_{pmax} を式(2.21)で表される。

$$Z_{in2APmax} = \sqrt{R_2 \left(\frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2 \right)} \quad (2.20)$$

$$A_{pmax} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_{in2APmax}}{\left((\omega_0 L_m)^2 + 2R_1 R_2 \right) Z_{in2APmax} + 2R_2 \left((\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2 \right)} \quad (2.21)$$

2.3.3 解析結果：伝送距離が変化した場合

次に、相互インダクタンス L_m が変化した場合の各入出力特性について図 2.11 に示す。 L_m が変化することは伝送距離が変化することと等価である。前記と同様に特徴的な波形を示すものについて説明する。

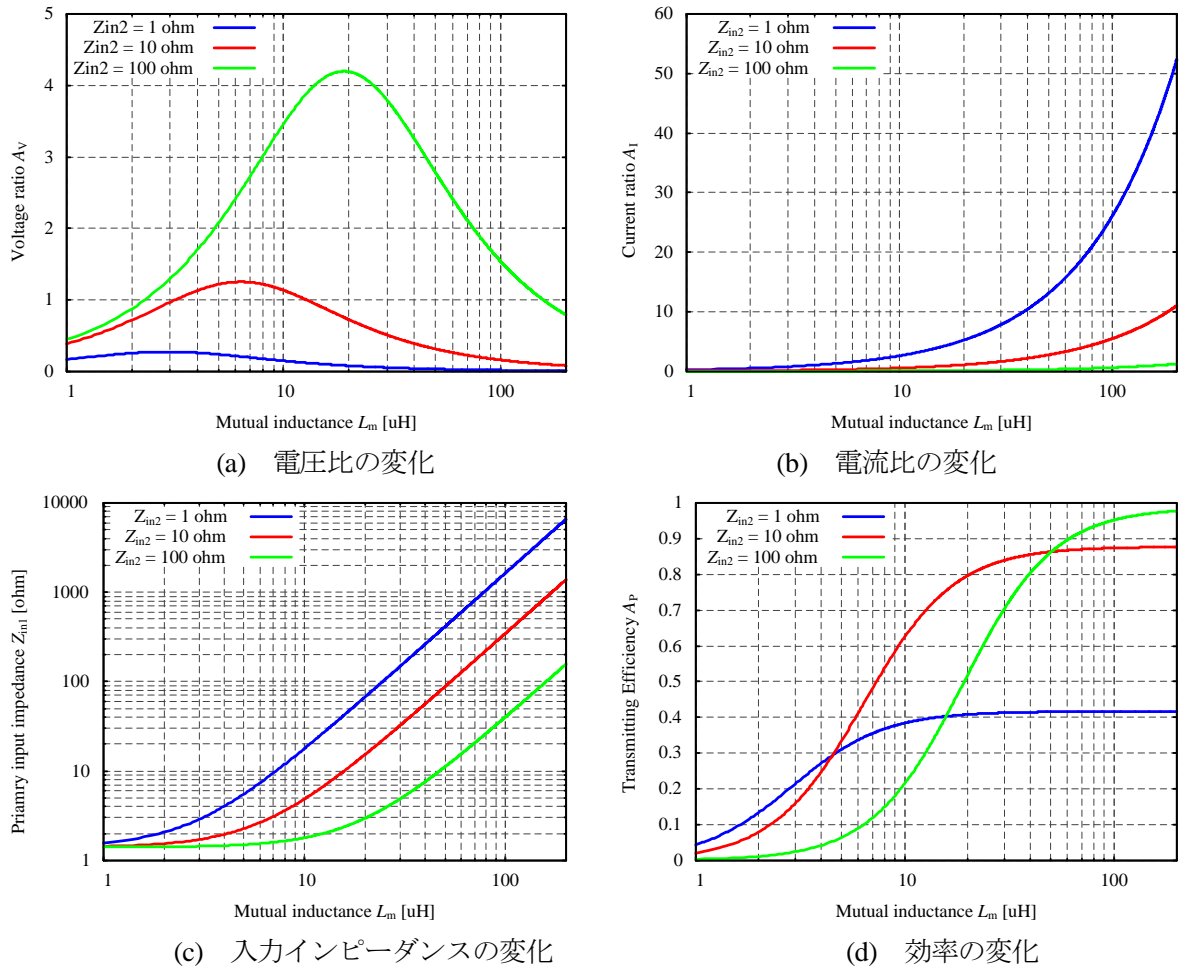


図 2.11 相互インダクタンスが変化した場合の各特性の変化

まず図 2.11(d)の効率 A_P については L_m が大きいほど A_P は高い。これは伝送距離に近いほど高効率であることを示し容易に想像できる結果となっている。

次に図 2.11(a)の電圧比 A_V についてはある一定の L_m でピークを示している。これはこの伝送距離で二次側電圧がピークになることを示す。しかし図 2.11(d)で表される伝送効率は前記の通り伝送距離に近いほど効率が低い。つまり伝送距離を変化させた場合、二次側の電圧が最大となることと伝送効率が最大となることは別である。このことから二次側電圧を検知しその値が最大となるように送受電器のコイル位置を調整して伝送効率改善をもくろむという手法はそのままでは適用できないことがわかる。電圧比が最大となる相互インダクタンス値 $L_{mAV\max}$ は式(2.22)で表され、その時の電圧比 $A_{V\max}$ を式(2.23)で表される。

$$L_{mAV\max} = \frac{\sqrt{R_1(R_L + R_2)}}{\omega_0} \quad (2.22)$$

$$A_{V\max} = \frac{R_L}{2\sqrt{R_1(R_L + R_2)}} \quad (2.23)$$

2.4 二次側消費電力と効率最大化

ここまでで効率が最大となる二次側入力インピーダンスが存在し、高効率化のためには二次側入力インピーダンスをこの値に設定することが重要であることが分かった。二次側入力インピーダンスはDC-DCコンバータ等で操作できるが、消費電力は負荷の都合で決定される。そのため消費電力に関する検討も必要である。ここでは消費電力と効率の関係について考える。

2.4.1 二次側消費電力

正規化二次側消費電力

二次側での消費電力について考える。二次側での消費電力 P_L は $P_L = V_2 / R_L$ と A_V の定義から式(2.24)で表される。この式を見ると消費電力は一次側電圧によって変化することがわかる。そこで解析においては $V_1 = 1 \text{ V}$ とした場合の消費電力を用いる方が任意の消費電力に対する応用が容易なため、新たに正規化二次側消費電力 P_L / V_1^2 を定義し式(2.25)に示す。この式に V_1 の2乗を掛けることで二次側消費電力が求まる。

$$P_L = \frac{(A_V \cdot V_1)^2}{Z_{in2}} \quad (2.24)$$

$$\frac{P_L}{V_1^2} = \frac{A_V^2}{Z_{in2}} \quad (2.25)$$

状態変化と消費電力

次に、伝送距離と負荷抵抗値が変化した場合の消費電力について考える。計算条件として V_1 は 1 V とする。その他の条件は前述と同一のものとする。この値を用いて式(2.25)から計算を行なう。計算結果を図 2.12(b)に示す。比較の為 Z_{in2} が変化した場合の効率の計算結果を図 2.12(a)に示す。これを見ると Z_{in2} が変化した場合の消費電力はピークを持つことがわかる。さらに消費電力が最大となる二次側入力インピーダンスと効率が最大となる二次側入力インピーダンスは違うことわかる。

消費電力が最大となる負荷抵抗値（最大消費電力負荷抵抗値） $Z_{in2PLmax}$ を式(2.26)に、その時の消費電力（最大消費電力） P_{Lmax} を式(2.27)に示す。式(2.27)で表される値を超える電力を二次側で取り出すことは不可能である。さらに、消費電力最大時の伝送効率（最大消費電力時効率） A_{PPLmax} を式(2.28)に示し、効率最大時の電力 P_{LAPmax} を式(2.9)に示す。

$$Z_{in2PLmax} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2 \quad (2.26)$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{4R_1 \left(1 + \frac{R_1 R_2}{(\omega_0 L_m)^2} \right)} V_1^2 \quad (2.27)$$

$$A_{PPLmax} = \frac{1}{2 \left(2 \cdot \frac{R_1 R_2}{(\omega_0 L_m)^2} + 1 \right)} \quad (2.28)$$

$$P_{LAPmax} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 Z_{in2APmax}}{\left[R_1 (R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2 \right]^2} \quad (2.29)$$

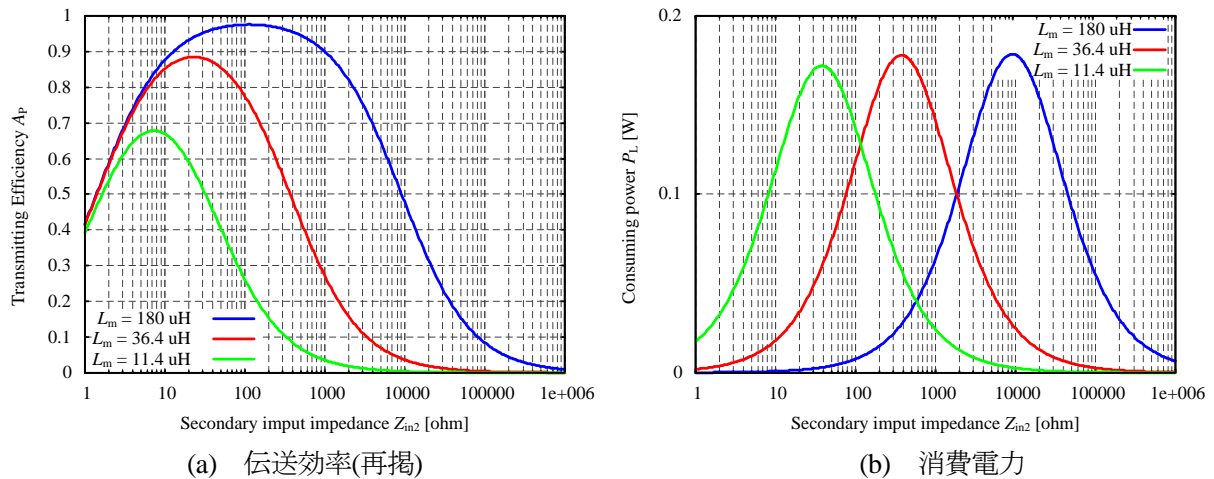


図 2.12 負荷抵抗値が変化した場合の伝送効率の変化

2.4.2 効率最大化

ここまでで効率が最大となる二次側入力インピーダンスがあるが、その場合負荷電力は最大とならないことが分かった。図 2.13 は最大効率を維持した場合の消費電力と効率の対比の計算結果を示す。 V_1 は 300 V とする。図 2.13(b)を見ると L_m が大きいほど A_p は大きい。これは伝送距離が近いほど伝送効率は大きいという容易に予想できる結果であるが、図 2.13 をみると代わりに消費電力が小さいという結果となっている。そこで伝送距離が近い場合でも消費電力を上げる方法を考える必要がある。

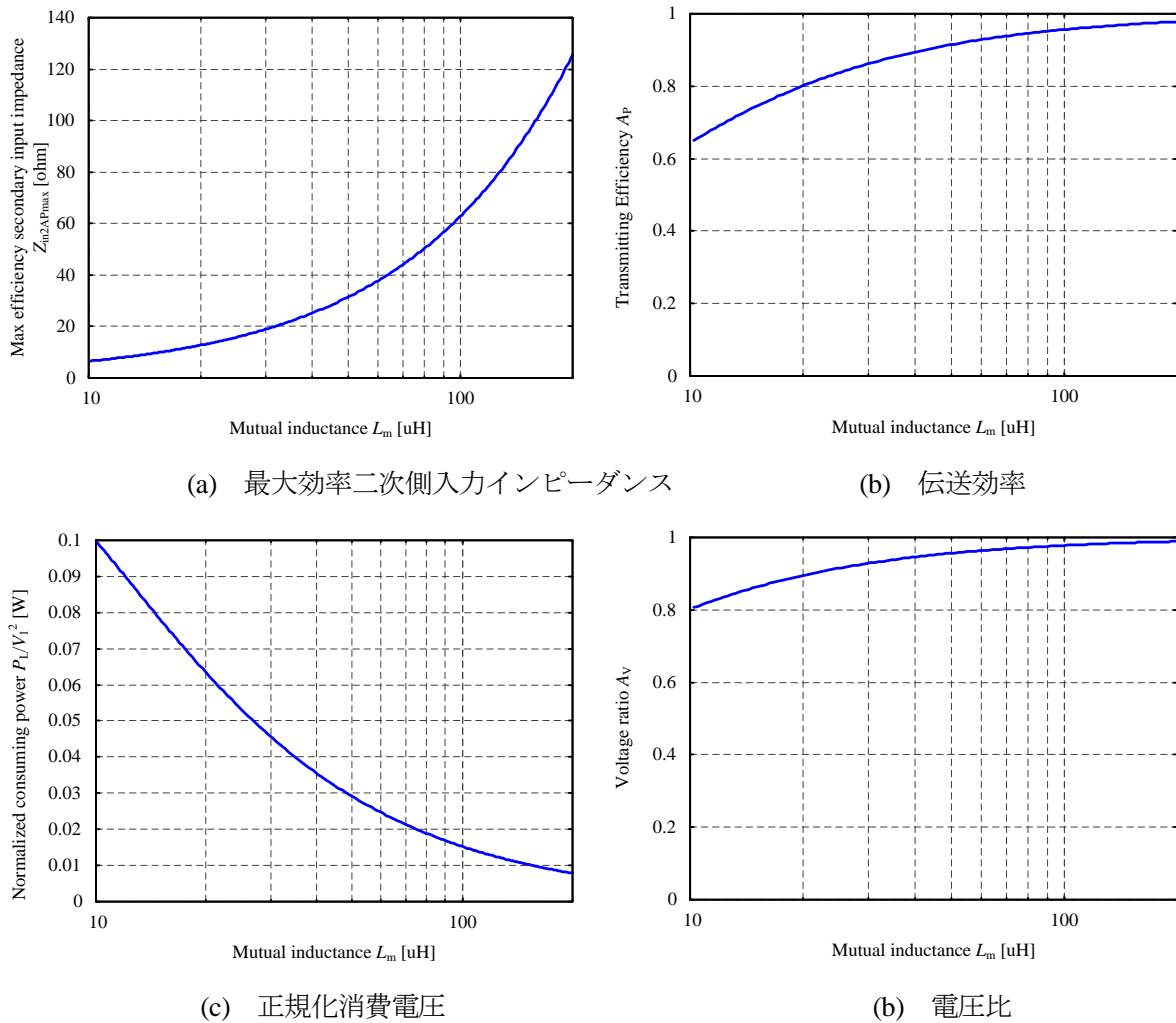


図 2.13 二次側入力インピーダンスを効率最大となるよう設定した場合

2.4.3 二次側消費電力の拡大

ここまでで効率が最大となる二次側入力インピーダンスがあるが、その場合二次側消費電力は最大とならないことが分かった。そこで伝送距離が近い場合でも消費電力を上げる方法を考える。

一次側電圧変更による近伝送距離時の消費電力の拡大

消費電力向上の方法として容易に考えられることは伝送距離が変化した場合でも消費電力が一定となるよう一次側電圧を変化させることである。そこで、二次側入力インピーダンスは最大効率となる値を維持し、消費電力が一定になるよう一次側電圧を変化させた解析を行なう。

図 2.14 に解析結果を示す。例えば二次側消費電力として 5000 W を維持しつつ相互インダクタンスを 10~200uH 変化させた場合、 V_1 は 100 V ~ 800 V 変化させる必要があることがわかる。

このことから、二次側消費電力に大きい電力を必要とする場合、伝送距離の変化によって一次側電圧を大きく変化させる必要があり電源の設計の困難化・高コスト化となることが考えられる。

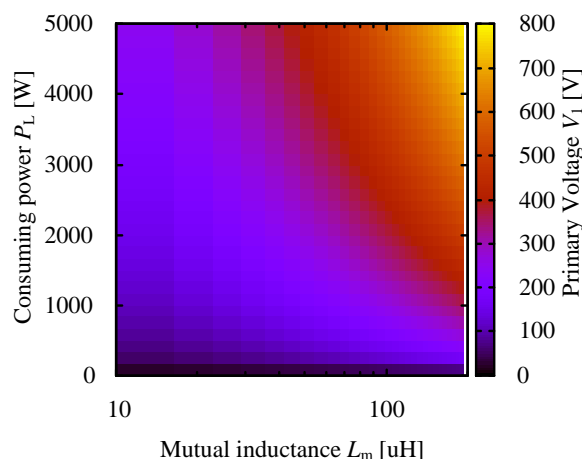


図 2.14 最大効率・消費電力一定を維持した場合の一次側電圧

二次側入力インピーダンスシフトによる消費電力拡大

次に二次側入力インピーダンスを最大効率値から変更することによって消費電力を拡大する方法について考える。

前記の図 2.12(a)の Z_{in2} と A_p の関係をみると L_m が大きい場合ではピークのカーブが急峻ではない。これは伝送距離が近い場合二次側入力インピーダンスを厳密に最大効率二次側入力インピーダンスに設定せずとも高効率が実現できることを示している。このことを利用し一次側電圧を一定として消費電力一定となるよう負荷抵抗値を操作することである程度の高効率と高消費電力の両立を狙えるかの解析を行なう。

図 2.15(a), (c)に消費電力と設定すべき二次側入力インピーダンスの関係を示し、図 2.15(b), (d)に消費電力と効率の関係を示す。また図 2.15(a), (b)は一次側電圧 V_1 が 1 V の場合、図 2.15(c), (d)は一次側電圧 V_1 が 200 V の場合を示す。各グラフ中の白色の部分は計算の結果、解なしであったことを表す。これは式(2.27)で表される有能電力以上であり、このエリアで示される電力を取り出すことが不可能であることを示す。それ以外の範囲においてはいかなる相互インダクタンスであってもある程度の電力を取り出すことができることがわかる。このように伝送距離が近い場合の二次側消費電力の改善について、二次側入力インピーダンスを変化させることにより効率をさほど犠牲にすることなく消費電力を拡大させることができることが分かった。

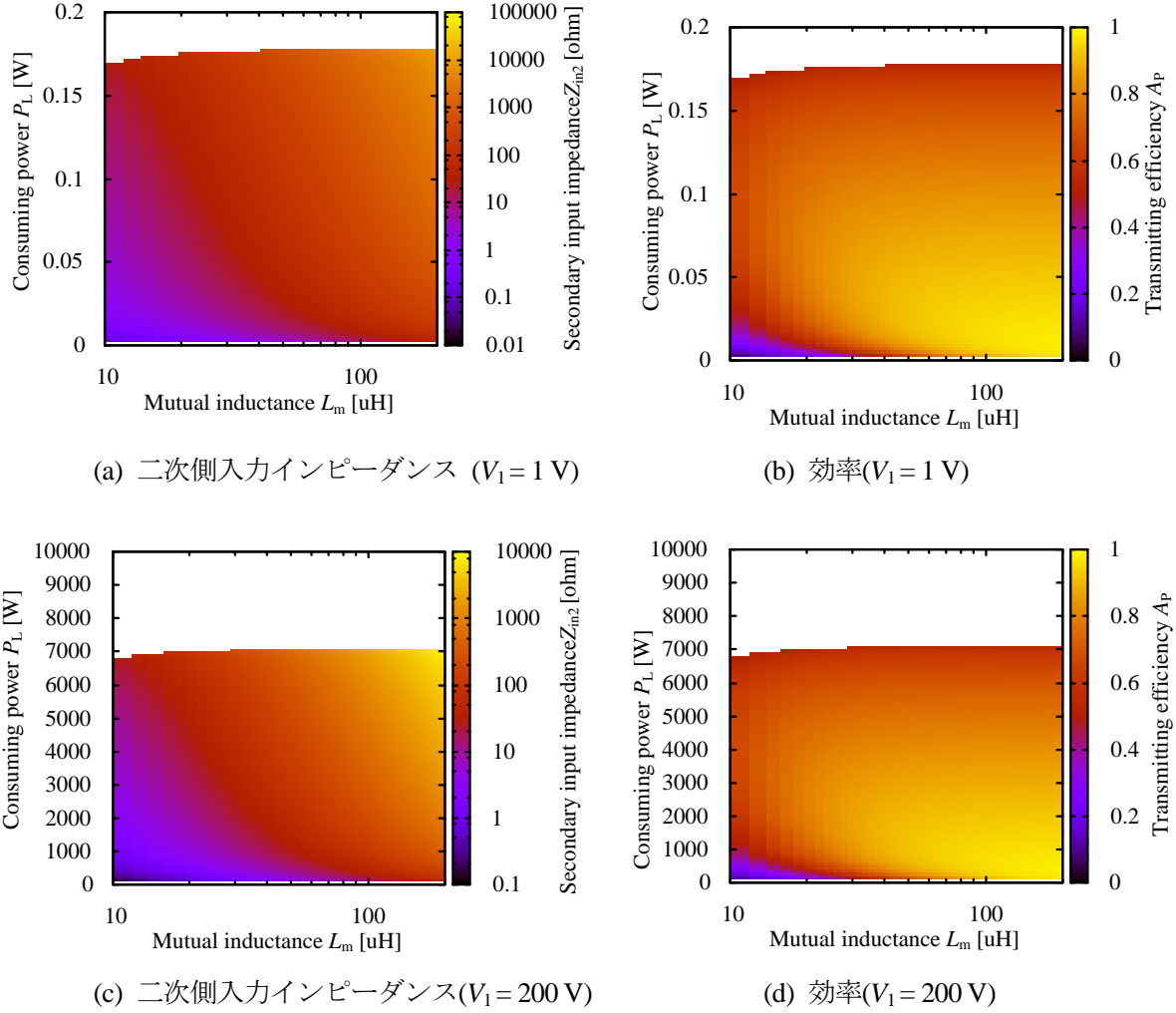


図 2.15 消費電力との関係

2.5 提案式より新たに示される磁界共振結合の特性

2.5.1 イミタンス特性とその用途

イミタンス特性について

イミタンスとはインピーダンスとアドミタンスからの造語であり、インピーダンスをアドミタンスに変換する回路を示す。文献[41]ではレール型の非接触給電装置においてイミタンス変換器を挿入することによりピックアップコイルからの定電力出力を定電圧出力に変換している。文献[42]においても磁界共振結合はイミタンス特性を持つことが言及されている。しかしこの文献ではコイル損失がない場合として解析されている。

磁界共振結合におけるイミタンス特性

磁界共振結合がイミタンス特性を持つことを示す。一次側に電圧源を接続した場合、二次側電圧は電圧比 A_V を用いて $V_2 = A_V V_1$ と表すことができる。しかし A_V の式には L_m , R_L が含まれているため、二次側の電圧は伝送距離のみならず負荷抵抗値によっても変化することになり、負荷側の機器はその電圧変化の範囲内の耐圧を確保し、動作することが求められるため設計は困難を極める。そこでイミタンス変換器特性を利用し、電源として定電流源とすることで二次側電圧を安定とすることができる。

2.5 提案式より新たに示される磁界共振結合の特性

イミタンス特性に関する数式を前記で示した A_V , A_I の式を用いて説明する。 V_1 と I_2 の関係は A_V の式を用いることで $I_2 = A_V V_1 / R_L$ から式(2.30)で表される。

$$I_2 = \frac{\omega L_m}{R_1(R_L + R_2) + (\omega L_m)^2} V_1 \quad (2.30)$$

特に, $R_1(R_L + R_2) \ll (\omega L_m)^2$ であれば式(2.31)と近似することができる。式(2.31)と同様の式は文献[42]でも示されている。

$$I_2 = \frac{1}{\omega_0 L_m} V_1 \quad (2.31)$$

さらに I_1 と V_2 の関係は A_I の式を用いて $V_2 = R_L A_I I_1$ より, 式(2.32)で表される。

$$V_2 = \frac{\omega_0 L_m}{1 + \frac{R_2}{R_L}} I_1 \quad (2.32)$$

特に受電器の損失が負荷抵抗値と比較して低い, つまり $R_2 \ll R_L$ であれば式(2.33)と近似することができる。

$$V_2 = \omega_0 L_m I_1 \quad (2.33)$$

式(2.30), 式(2.31), 式(2.32), 式(2.33)について考える。式(2.31), 式(2.33)では R_L が含まれていない。つまり一定条件下で電源として電圧源を用いることにより二次側電流は負荷抵抗 R_L に依らず一次側電圧 V_1 によって一定にできる。また電源として電流源を用いることにより二次側電圧は負荷抵抗値 R_L によって変化せず一定にできる。このように電圧比, 電流比を用いることで送受電器の損失がある場合の磁界共振結合のイミタンス変換器特性を容易に説明でき, 二次側の電圧を一定にしたいアプリケーションでは電源として電流源を使用し, 二次側の電流を一定にしたいアプリケーションでは電流源を使用することで, 二次側電圧または電流を一定値に保つことができることがわかる。

次に前記で求めた式と実験用送受電器のパラメータを用いて, 負荷抵抗値や伝送距離が変化した場合に V_1 と I_2 の関係, V_2 と I_1 の関係がどのような変化をするかの解析を行なう。送受電器の各定数は実測値から表 2.3 に示すものとする。伝送距離は表 2.4 に表される範囲内で変化するものとし, 相互インダクタンスをこの範囲内として解析する。解析条件として負荷抵抗値 R_L が変化した場合と, 相互インダクタンス L_m が変化した場合を示す。また, V_1 を 100 V, I_1 を 10 A とする。

解析結果を図 2.16, 図 2.17 に示す。まず図 2.16 では R_L が小さい場合や L_m が大きい場合, I_2 の値は R_L の違いによって差異は現れないことを示す。さらに図 2.17 では R_L が大きい場合に V_2 の値は一定となる。このことから, 送受電器に損失があった場合でも, 一定の条件下でイミタンス特性が守られることがわかる。

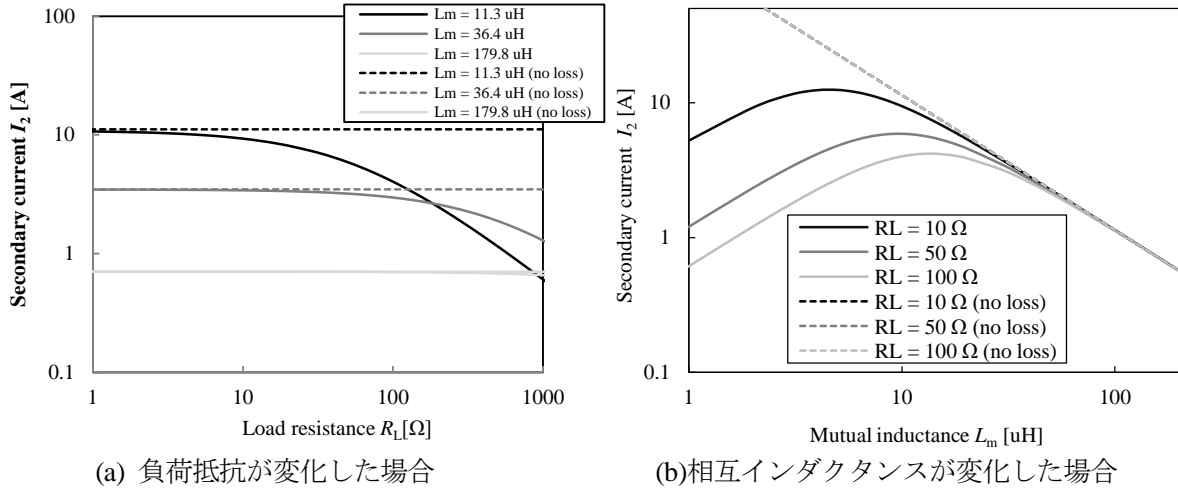


図 2.16 一次側電圧を一定とした場合の二次側電流

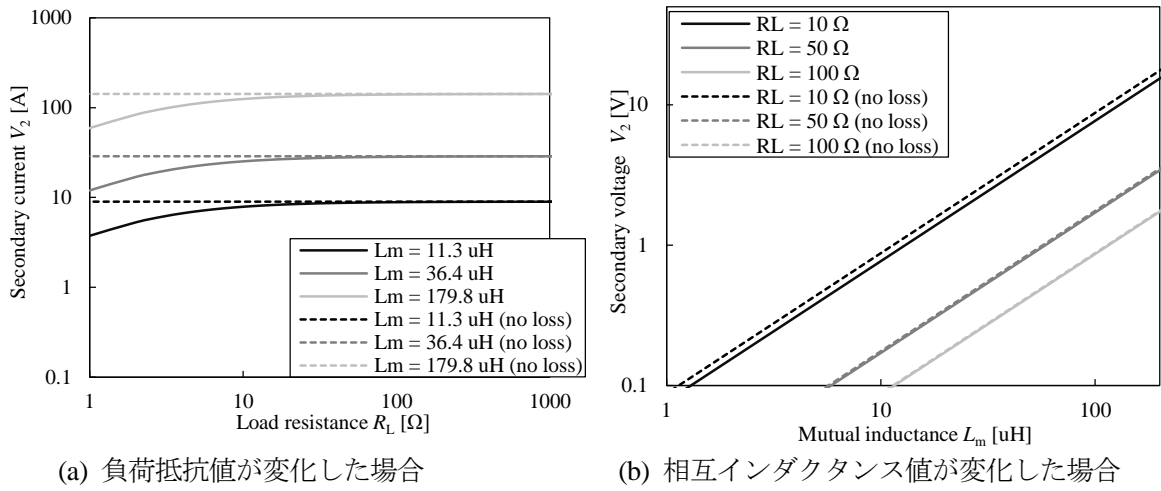


図 2.17 一次側電流を一定とした場合の二次側電圧

2.5.2 磁界共振結合のテブナン等価回路・ノートン等価回路

磁界共振結合は線形素子で構成される等価回路で表されるため、テブナンの定理、ノートンの定理が成立する。これらの定理を用いることで二次側からみた電圧電流の振る舞いが容易に説明できるため、二次側機器の設計において有用である。磁界共振結合のテブナン等価回路、ノートン等価回路の各定数は今回提案した入出力特性式を用いることで容易に導出が可能である。

磁界共振結合のテブナン等価回路

まずテブナン等価回路を図 2.18 に表す。テブナン等価回路中の電圧源の電圧 V_S は磁界共振結合の等価回路の二次側を開放した場合の電圧と同一である。よって既に求めた式(2.19)で表される A_{Vsat} を用いて式(2.34)で表すことができる。

$$V_S = A_{Vsat} \cdot V_1 = \frac{\omega_0 L_m}{R_1} V_1 \quad (2.34)$$

次にテブナン等価回路の内部インピーダンス Z_S は式(2.35)で表される。

$$Z_S = R_2 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} \quad (2.35)$$

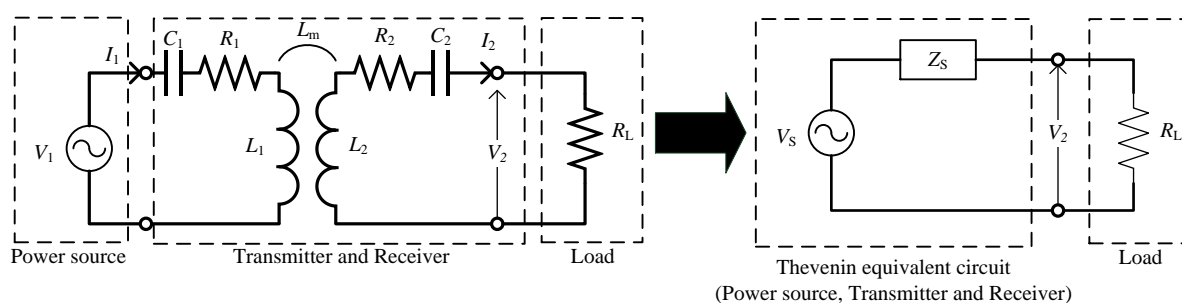


図 2.18 磁界共振結合のテブナン等価回路への変換

磁界共振結合のノートン等価回路

次にノートン等価回路を図 2.19 に表す。ノートン等価回路中の電流源の電流 I_S は磁界共振結合の等価回路の二次側を短絡した場合の電流と同一である。つまり、 A_1 の式(2.12)を用いることにより式(2.36)で表すことができる。

$$I_S = A_1 \Big|_{Z_{m2}=0} \cdot I_1 = \frac{\omega_0 L_m}{R_2} I_1 \quad (2.36)$$

内部抵抗 Z_S の値は式(2.35)と同一である。

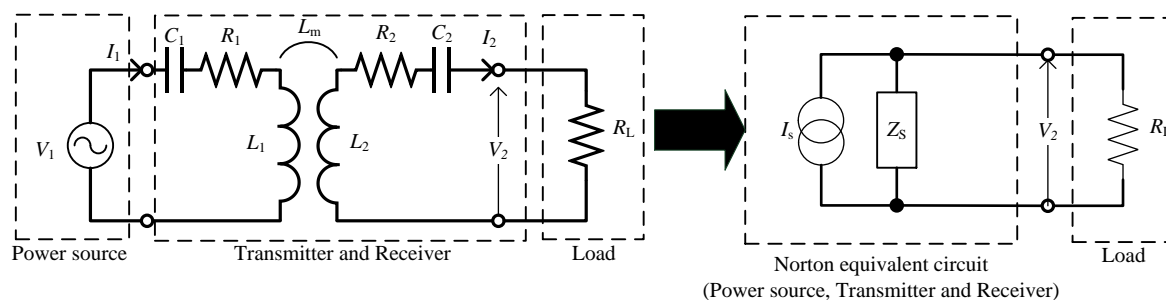


図 2.19 磁界共振結合のノートン等価回路への変換

2.6 まとめと今後の課題

2.6.1 まとめ

本章では EV へのワイヤレス給電に必要な長伝送距離・高効率・大電力給電をめざし、これらの要件を実現できるワイヤレス給電システムに適合する理論式を提案し特性の解析を行った。

まず先行研究の状況と課題について述べ、磁界共振結合を用いた高効率・大電力ワイヤレス電力伝送のためには新たな理論を構築する必要があることについて説明した。

次に高効率・大電力ワイヤレス給電システム構築に必要な効率・電圧・電流・入力インピーダンスなどの入出力特性式を提案した。この結果磁界共振結合の入出力の電圧・電流が明らかとなり、電力伝送周波数を送受電器の共振周波数と同一にすることが高効率化に重要であることが分かった。

またそれら新たに求めた式を用いて伝送距離と負荷抵抗値がそれぞれ変化した場合の入出力特性について解析を行った。この結果磁界共振結合では二次側電圧・電流は伝送距離のみならず負荷抵抗値によっても大きく変化し、一般的に考えられがちである「負荷を繋げば動く」状態からほど遠いことが分かった。また伝送効率は伝送距離のみならず負荷抵抗値によって変化し、長伝送距離での高効率化には負荷抵抗値をある一定の値に設定することが重要であることが分かった。

そして入出力特性の式を用いて伝送効率と負荷消費電力の関係についての比較を行った。これによ

り効率最大となる負荷抵抗値とすると消費電力が制限されることがや負荷抵抗値を変更することにより効率を犠牲にすることで消費電力を上昇させることができることが明らかとなった。

さらに導出した入出力特性式を用いて電圧・電流に関する各種の検討を行なった。その結果新たに提案した入出力特性式は応用性に富むことが示され、これを用いて磁界共振結合にはある一定の条件でイミタンス特性と呼ばれる性質が存在し、これを応用することで負荷抵抗値にかかわらず二次側電圧を一定化させられる可能性があることが分かった。

本章におけるこれらの解析により、長伝送距離・高効率・大電力ワイヤレス電力伝送システムの構築に有用な情報を得ることができ、磁界共振結合の電氣的な振る舞いについて明らかにすることができた。

2.6.2 今後の課題

本章では新たな入出力特性式を提案し、それを用いて数々の検討を行なった。しかし解析を容易にするため、負荷を純抵抗とするなど理想的な状態としているが実用に即した理論がワイヤレス給電の研究には求められている。そこで今後の実用化に向けて解決が必要になるであろう課題について述べる。

リアクタンスをもつ負荷での解析

今回の解析では負荷はリアクタンス成分を持たない純抵抗を接続するものとした。このことにより入出力特性式は単純化され、解析が容易な見通しの良い結果が得られた。しかし実際の負荷は整流回路などが存在し、純抵抗とはならない。そこでリアクタンス成分を持つ負荷の場合の特性について考える必要がある。

共振周波数・電力伝送周波数のずれに対する検討

今回の解析では送受電器の共振周波数と電力伝送周波数は一致しているものとして解析を行った。しかし実際のワイヤレス給電システムではコイルの製造精度・温度等の環境の変化・経年変化から、それぞれの周波数が完全に一致することは考えられない。そこで送電器・受電器の共振周波数が変化した場合の特性について検討する必要がある。効率悪化等悪影響がある場合は、それに応じた電力伝送周波数の変更などについて考える必要がある。

第3章 高効率電力伝送に関する実験

3.1 はじめに

3.1.1 概要

前章で EV へのワイヤレス給電に向けた磁界共振結合の入出力特性について明らかにした。次にこの結果を用いて実際に高効率・大電力でのワイヤレス給電実験を行なう。

従来の磁界共振結合の研究における実験では、ネットワークアナライザ等の測定器による微小信号での実験に留まっていることが多い。また大電力伝送の実験は企業等で行われていることが多く、詳細が明らかになっていないことが多い。さらに負荷を単純な抵抗として実験を行なっている例がほとんどであり、キャパシタやモーターなど実際の給電対象への充電の検討が少ない。

従来のネットワークアナライザを用いた微小電力での実験では、第1章で述べた効率に対する考え方の違いがあるだけでなく、実際の大電力ワイヤレス電力伝送での構成と比較して大きな違いがあり、微小電力での特性評価をもって実際のワイヤレス給電実現と断言することはできない。また EV への給電を考えた場合、負荷は単純な抵抗ではなく、電池やモーター等であり、負荷の状態は変化する。

そこで本研究では長伝送距離・高効率・大電力のワイヤレス電力伝送実験を行ない、さらに双方向チョップとキャパシタを組み合わせた効率最大化と負荷電圧安定化を両立した負荷側回路を提案する。まず先に提案した入出力特性式を用いて希望する消費電力と伝送距離から想定される入出力の電圧・電流について計算する。そしてその結果をもとに高効率大電力伝送に必要な電源・整流器などの機器の設計・製作を行なう。そして抵抗負荷による大電力ワイヤレス給電実験を行ない長距離高効率大電力のワイヤレス給電を実現する。またこの実験結果を応用した市販電気自動車への給電例について紹介する。つぎに双方向チョップを用いたキャパシタへの給電／負荷への供給両立システムについて回路構成を提案し、動作原理を述べ、実験を行ない、伝送効率が改善していることを示す。そしてこの回路を応用した模型車両での走行中ワイヤレス給電実験を紹介する。これらにより、磁界共振結合を用いたワイヤレス給電において高効率、大電力化を達成したことを示し、また電気自動車への給電に適した負荷側かの回路構成について示すものである。

3.1.2 高効率大電力伝送に関する先行研究

電気自動車向けワイヤレス給電の研究は従来より各研究機関で行われている。各研究機関での研究状況をまとめたものを表 3.1 に表す。この中で電磁誘導方式は高い総合効率と電気自動車に適した伝送電力を維持しているが、伝送距離は最大でも 18cm 程度と送電器を埋設できるほど大きくない。これは第1章でも述べた電磁誘導方式の問題点である。

それに対し磁界共振方式について、まず、長野日本無線の例では、30cm の伝送距離で伝送効率 88% を記録している。しかし総合効率での評価は公開されていない。WiTricity の場合伝送距離 20cm で総合効率 90% と大きい伝送距離と高い総合効率を維持しているが、EV へのワイヤレス給電の実用を考

えた際、今一步の感がある

表 3.1 各社 EV 用非接触電力伝送方式の比較 [43]

方式	磁界共振		マイクロ波	電磁誘導			
開発機関	Witricity (米国)	長野日本無線 (日本)	三菱重工業 (日本)	HaloIPT (ニュージールランド)	Evatran (日本)	パイオニア (日本)	昭和飛行機工業 (日本)
伝送電力	3.3kW	1kW	1kW	3kW	3.6kW	3kW	30kW
伝送距離	20cm	10~30cm	12.5cm	18±3cm	7~15	10	14
効率	90%	88% @ 30cm	38%	85%	90%	85%	92%
	総合効率	パワーアンプ 出力-電池入力間	総合効率 (含廃熱回収)	総合効率	総合効率	総合効率	総合効率
一次側 コイルサイズ	50 x 50 x 3cm	80 x 80 x 16cm	6 x 9 x 10 cm	80 x 40 x 3cm	30cmΦ x 2.5 cm	46 x 46 x 3cm	139 x 139 x 5cm
サイズ/出力 [1kW]	2.3	102	2.7	3.2	0.5	1.9	3.2
周波数	125kHz	13.56MHz	2.45GHz	20kHz	-	95kHz	22kHz
発表年月	2011 年 6 月	2011 年 5 月	2009 年 2 月	2010 年	2011 年 1 月	2010 年 10 月	2009 年 3 月
形状図							

3.1.3 先行研究の課題と本研究について

先行研究の課題

従来の電磁誘導型のワイヤレス給電は高い効率と大電力伝送を実現しているが、実用化に適した伝送距離とはなっていない。また磁界共振結合を用いた場合は、長伝送距離でのワイヤレス電力伝送を実現しているが、総合効率で高効率化を実現できてない。この分野はまた企業での研究が多く特許等の関係から詳細が明らかにされていない。

従来の研究では、等価回路や電磁界シミュレータによる解析のみの結果や、ネットワークアナライザ等の微小電力の測定結果を実験結果としたものが多い。しかしワイヤレス給電は実現にその難しさがある。

これは磁界共振結合の研究の歴史が浅く大電力での伝送実験ができる研究機関が少ないという事情もあるが、測定器上の微小電力の実験結果をそのまま大型化すればよいという考え方が存在するためである。しかし従来のネットワークアナライザを用いた微小電力での実験では、第1章で述べた効率に対する考え方の違いがあるだけでなく、実際の大電力ワイヤレス電力伝送での構成と比較して大きな違いがあり、微小電力での特性評価をもって実際のワイヤレス給電実現と断言することはできない。また、伝送効率だけでなく全体での高効率を実現する必要があり、高周波電源、整流器に対する検討が必要である。しかしワイヤレス給電の真のむずかしさは理論的な解析や小電力の実験ではなく、大電力・高効率を実現させることにある。

さらに負荷を単純な抵抗として実験を行なっている例がほとんどであり、キャパシタやモーターなど実際の給電対象への充電の検討が少ない。EVへの給電を考えた場合、負荷は単純な抵抗ではなく、電池やモーター等であり、負荷の状態は変化する。

本研究について

そこで本研究では、長伝送距離・システム全体を含めた高効率・大電力伝送の3つを達成するワイヤレス給電実験を行なう。さらに双方向チョップとキャパシタを組み合わせた効率最大化・負荷電圧安定化を両立した負荷側回路を提案する。

まず抵抗負荷での高効率・大電力伝送にむけて必要な消費電力と伝送距離から想定される一次側電圧・電流・二次側電圧・電流・負荷抵抗値の計算を行なう。次にその結果をもとに高効率大電力伝送に必要な電源・整流器などの機器の設計・製作を行なう。そして実際に大電力でのワイヤレス電力伝送実験を行なう。またこの実験結果を応用した市販電気自動車へのワイヤレス給電例について紹介する。次に双方向チョップとキャパシタを用いた最大効率伝送と負荷供給電圧一定化を実現する負荷側回路を提案する。まず、チョップによるインピーダンス変換の原理について述べ、次にチョップの制御方法について述べる。そしてチョップを用いて最大効率給電実験を行なう。さらにこの回路を応用し、模型車両での走行中ワイヤレス給電実験を紹介する。これらにより、磁界共振結合を用いたワイヤレス給電において高効率、大電力化を達成したことを示し、また電気自動車への給電に適した負荷側回路について示すものである。

3.2 抵抗負荷への高効率大電力伝送

3.2.1 目的・概要

まず負荷が単純な抵抗である場合における実験を行い、磁界共振結合によるワイヤレス給電が実際に高効率・大電力伝送が実現できることを証明する。

3.2.2 入出力に関する設計・計算

入出力電圧・電流の見積もり

実験を行なうに当たり、電源、負荷を用意する必要がある。所望の消費電力を求める。まず、伝送距離と消費電力を決定する。効率が最大となる負荷抵抗値 $Z_{in2APmax}$ は、前記の式(2.20)で求めることができる。二次側電圧 V_2 は先に求めた $Z_{in2APmax}$ より、 $P_L = V_2^2 / Z_{in2APmax}$ より式(3.1)で求められる。

$$V_2 = \sqrt{Z_{in2APmax} \cdot P_L} \quad (3.1)$$

二次側電流 I_2 は同様に $P_L = I_2^2 \cdot R_L$ より式(3.2)で求められる。

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_L}{Z_{in2APmax}}} \quad (3.2)$$

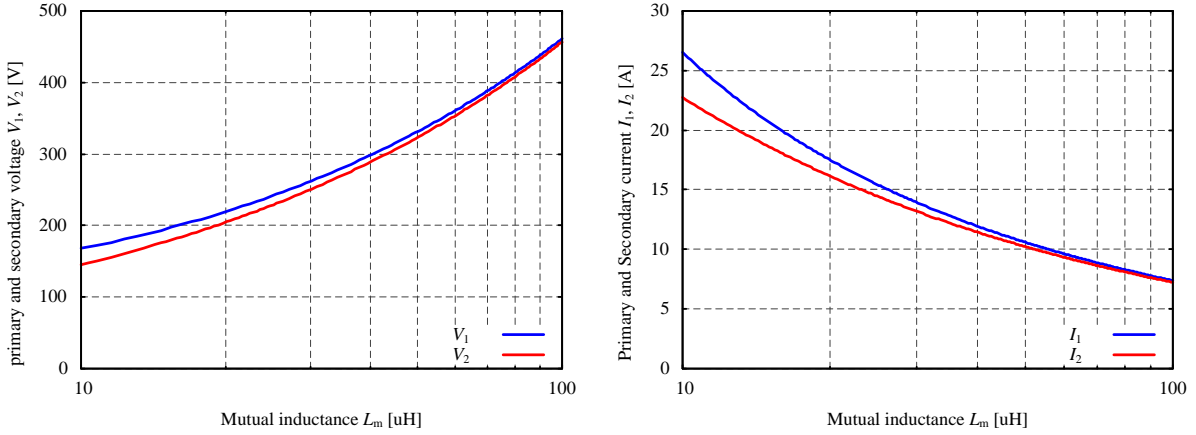
一次側電圧 V_1 は A_v の定義式(2.11)より、式(3.3)で求められる。

$$V_1 = \frac{V_2}{A_v} \quad (3.3)$$

一次側電流 I_1 は Z_{in1} の式の定義式(2.13)より、式(3.4)で求められる。

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_{in1}} \quad (3.4)$$

これらの計算結果を図 3.1 に示す。これにより入出力の電圧電流が明らかになり、高周波電源、整流器に求められる要件が明らかになった。



(a) 一次側・二次側電圧

(b) 一次側・二次側電流

図 3.1 $P_L = 3.3 \text{ kW}$ における最大効率負荷値での入出力電圧電流

端子間電圧

前記の通り負荷電圧や伝送距離によって2次側電圧は1次側電圧以上の高い電圧が発生することがあり安全上の配慮が必要であることが分かっている。さらに磁界共振結合は共振を用いているため共振器を構成するコンデンサとコイルに高電圧が発生する。発生する電圧の値を明らかにし、それに対応した対策を施す必要がある。

1次側の共振器内のコンデンサに発生する電圧 V_{C1} と2次側の共振器内のコンデンサに発生する電圧 V_{C2} はそれぞれ式(3.5), 式(3.6)で表される。

$$V_{C1} = \frac{1}{\omega_0 C_1} I_1 \quad (3.5)$$

$$V_{C2} = \frac{1}{\omega_0 C_2} I_2 \quad (3.6)$$

C_1 , C_2 を 5000 pF , ω を $6.28 \times 10^5 \text{ rad/s}$ (100 kHz)相当とし、前記の I_1 , I_2 の計算結果を当てはめた場合の一次側共振コンデンサ端子電圧 V_{C1} , 二次側共振コンデンサ V_{C2} は図 3.2 で表される。共振コンデンサはこれに対応する耐圧である必要があり、またかなりの高圧であるため実験においては注意が必要である。

コイルに発生する端子電圧 V_L についても、同様に式(3.7), 式(3.8)で計算できる。共振周波数であれば $\omega L = 1 / (\omega C)$ が成り立つため、式(3.5)と同一の大きさの電圧が発生することになる。

$$V_{L1} = \omega_0 L_1 I_1 \quad (3.7)$$

$$V_{L2} = \omega_0 L_2 I_2 \quad (3.8)$$

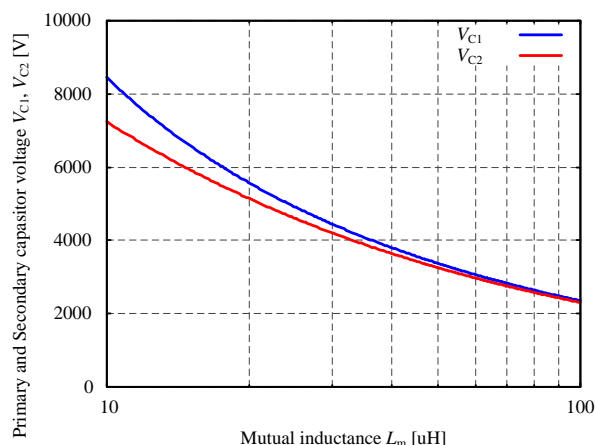


図 3.2 $P_L = 3.3\text{kW}$ における共振コンデンサの端子電圧

3.2.3 高効率大電力伝送を実現する実験機

次に実験に使用する実験機器について述べる。抵抗負荷へのワイヤレス電力伝送を考えた場合、ブロック図は図 3.3 となる。このうち、高周波電源・送受電器・整流器がワイヤレス給電の総合効率に関与する部分である。

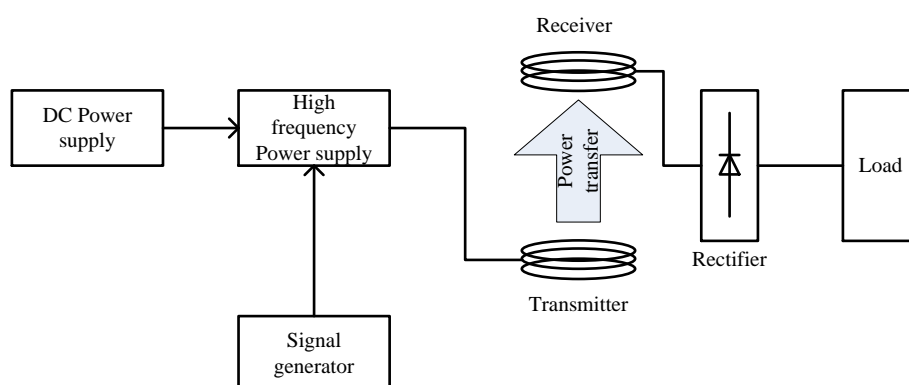


図 3.3 ワイヤレス給電システム ブロック図

高周波電源について

まず高周波電源部分について述べる。高周波電源の要件として高い変換効率を持つことが挙げられる。高周波電源としてリニアアンプが用いられることもあるが性質上、スイッチングによるものが求められる。

ここでは、SiC(Silicon Carbide)-FET を用いたフルブリッジインバータを制作する。インバータのブロック図を図 3.4 に表す。これは通常のシリコンの FET の場合、磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送に求められる 100kHz 程度の周波数ではスイッチング損失が大きい、大電力化と高効率化が困難となるためである。使用した素子の諸元を表 3.2 に示し、制作したインバータの外観図を図 3.5 に示す。

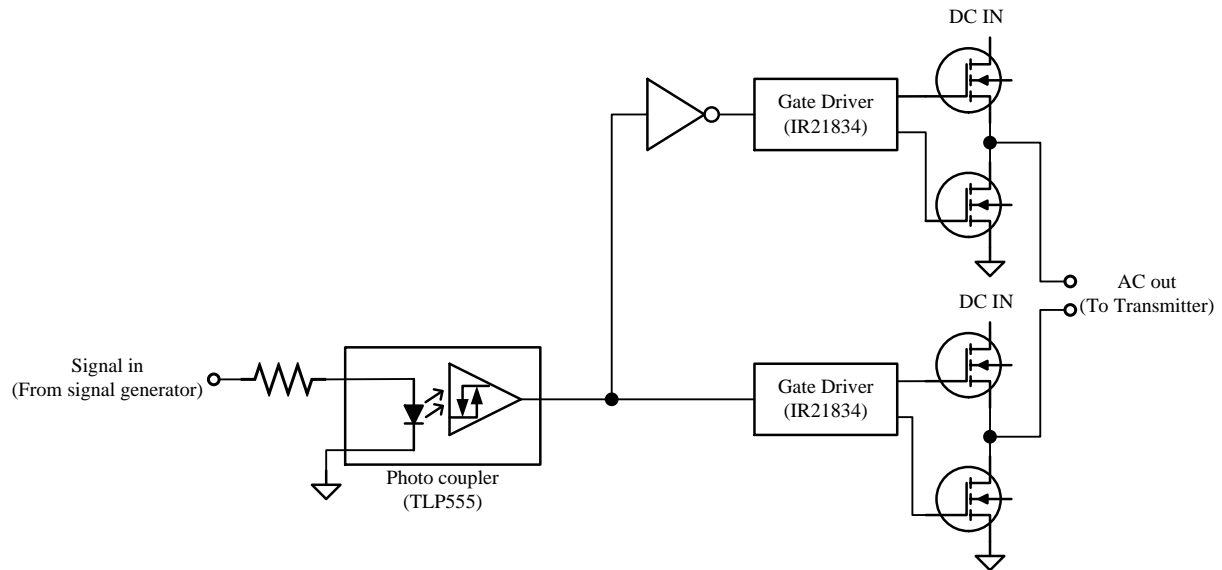
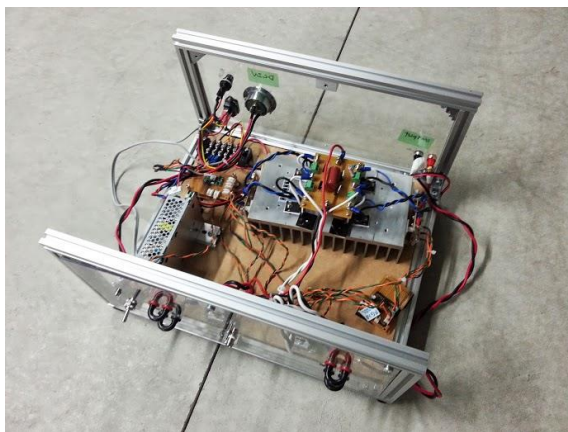
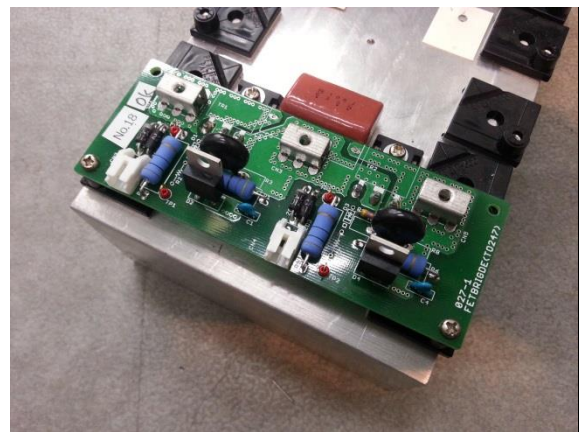


図 3.4 高周波電源ブロック図



(a) 外観



(b) 電子基板部

図 3.5 高周波電源

表 3.2 使用半導体素子規格 [44]

Parameter	Symbol	Value	Unit
型番 (メーカー)	-	SCT2080KE (ROHM)	-
最大ドレイン-ソース間電圧	V_{DS}	1200	V
最大ドレイン電流 (直流)	I_D	35	A
ドレイン・ソース間オン抵抗	$R_{DS(on)}$	80 (Typ.)	m Ω
ゲート総電荷量	Q_g	106 (Typ.)	nC

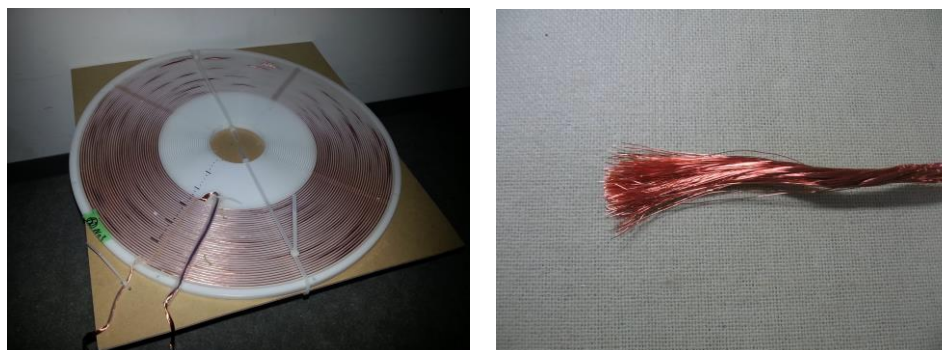
大電力用送受電器用コイルについて

大電力伝送に使用する送受電器について説明する。送受電器の性能は伝送効率に大きく影響するため低損失である必要がある。

前章では制作が容易なビニル電線を用いたコイルを定数をもとに解析を行なっていた。しかし今回は高効率大電力伝送を行なうため、低損失となるようリッツ線を用いたコイルを制作する。リッツ線と

3.2 抵抗負荷への高効率大電力伝送

はコーティングされた銅線をより合わせたものである(図 3.6(b))。このことにより表皮効果が低減され損失が少なくなることが示されている[45]。この線材を利用して制作したコイルの外観を図 3.6(a)に示し、形状に関する詳細を表 3.3 に、単体でのパラメータを表 3.4 に、伝送距離と相互インダクタンスの関係を表 3.5 に示す。リッツ線は直径 0.1mm の細線を 43 本より合わせ 1 束とし、さらに 7 束より合わせたものを使用した。このリッツ線をポリアセタール樹脂を加工して作成した巻軸に巻いている。



(a) コイル外観 (b) リッツ線

図 3.6 送受電器用コイル

表 3.3 送受電器 コイル形状

Description	Value
Outer diameter [mm]	434
Inner diameter [mm]	228
Number of turn [turn]	34
Pitch [mm]	3
Wire cross-section area [mm ²]	2.36

表 3.4 送受電器パラメータ

Parameter	value
L_1 [uH]	521
L_2 [uH]	521
R_1 [Ω]	0.78
R_2 [Ω]	0.79

表 3.5 伝送距離と相互インダクタンスの関係

Transmitting distance [cm]	Mutual inductance L_m [uH]
10	152
20	65.1
30	32.1
40	17.4
50	10.3

大電力用共振コンデンサについて

磁界共振結合は等価回路を見ればわかるとおり、コイルとコンデンサの直列回路で表されている。

コイルについては前記のとおりであり、コンデンサについて考える必要がある。文献[47]では、磁界共振結合用アンテナとして、部品としてのコンデンサを用いず無線ヘリカルアンテナを巻くことによって放射を少なくしたアンテナとして説明している。しかし、実際には線間容量を用いて LC 回路を構成することになる。

今回は実際に部品としてコンデンサを使用する。共振コンデンサに求められる要件は以下の通りである。

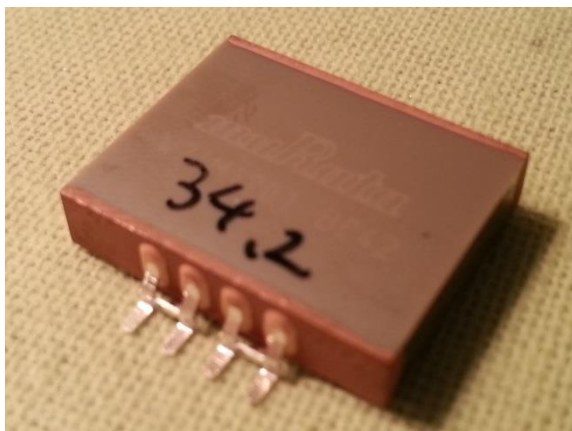
- (1) 耐圧が条件を満たすこと
- (2) 耐電流が条件を満たすこと
- (3) 直列等価抵抗が少ないこと
- (4) 印加電圧・温度特性による容量変化が少ないこと。
- (5) 容量の精度が高いこと

(1), (2) に関しては、前記で計算した値以上の耐圧耐電流を使用することが求められる。(3)に関しては、コンデンサ直列等価抵抗 (ESR: Equivalent Series Resistance) が等価回路上の R_1 , R_2 として効いてくるためこれを低減することが高効率化につながる。(4), (5)について、磁界共振結合の前提条件として送受電器の共振周波数と電力伝送周波数が一致しているということが挙げられるが、この部分が狂うと前提条件が崩れるためである。

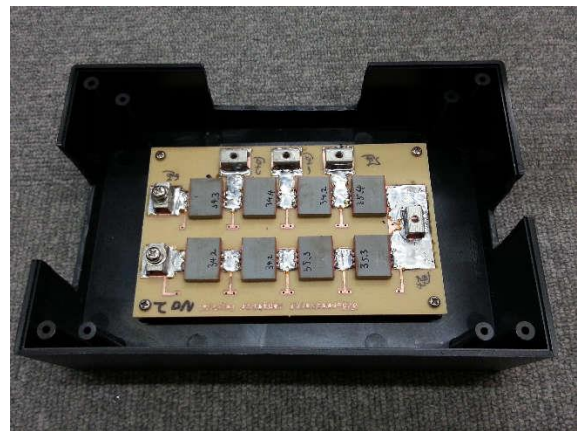
これらの要件と、設計の結果を踏まえて選定を行なった。入手性の都合から表 3.6 で表されるものを選んだ。このコンデンサ単体では耐圧が足りないため、これを直列接続することによって耐圧を確保している (図 3.7)

表 3.6 使用コンデンサ規格 [46]

Parameter	Symbol	Value	Unit
型番 (メーカー)	-	EVS16207UJ2353KSSM (murata)	-
容量・誤差	-	35	nF
コンデンサ種別	-	積層セラミックコンデンサ	-
誤差	-	± 10	%
温度特性タイプ	-	U2J	-
定格電圧	-	300(AC)	Vrms
許容電流(200kHz)	-	24	Arms



(a) 外観



(b) 電子基板への実装

図 3.7 共振用コンデンサ

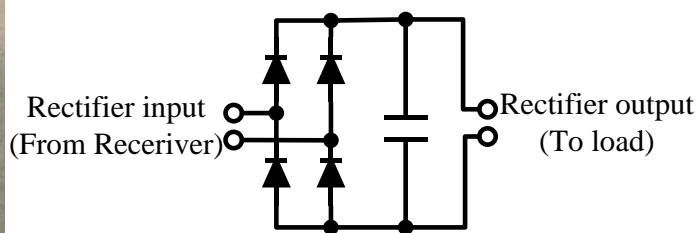
3.2 抵抗負荷への高効率大電力伝送

整流器について

実験で使用する整流器は 100kHz 程度の電力を整流する必要がある。そのため、通常の 50~60Hz 用の整流用のダイオードを使用した場合、整流器で損失となる。そのため接合容量が低く高速応答であることが求められる。そこで、逆回復時間(t_{rr})と前述の設計から求めた電圧電流を踏まえて選定した。実験に使用する整流器の詳細を表 3.7 に示し、外観を図 3.8 に示す。本整流器をブリッジ接続し、平滑用のコンデンサを接続し使用する。



(a) 外観



(b) 接続回路図

図 3.8 整流器

表 3.7 使用半導体素子規格 [48]

Parameter	Symbol	Value	Unit
型番 (メーカー)	-	DSEI120-06A (IXYS)	-
逆耐圧	V_{RRM}	600	V
順方向電流	I_{FRMS}	100	A
順方向電圧	V_F	1.3 (Max.)	V
逆回復時間	t_{rr}	35 (Typ.)	ns

負荷について

実験に使用した負荷抵抗について紹介する。大電力伝送実験の場合、大電力用の無誘導負荷は高価で抵抗値のバリエーションが少なく入手が困難である。しかし整流後に接続するのであれば、誘導成分を持っていても問題ない。そこでホーロー抵抗を使用した。外観を図 3.9 に示す。



図 3.9 抵抗負荷

3.2.4 実験方法

前記で紹介した実験機器を用いて高効率大電力伝送の実験を行なう。事前に送受電器の共振周波数を調べ、その値を電力伝送周波数として用いる。負荷抵抗値は計算で求めた最大効率抵抗値とする。直流電源の電圧値は 600 V を超えない範囲で共振コンデンサの耐電圧の限界値まで上昇させ、大電力でのワイヤレス給電を行なう。電力伝送周波数は 97.7kHz である

大電力での実験と法規について

ワイヤレス給電は電線を用いず電力を送るものであり無線通信とはならない。しかし日本においては電波法 100 条により、50W 以上の電力伝送を行なう場合高周波利用設備の申請が必要である。しかし、総務省告示第百七十三号に定められた条件であれば微弱無線局とみなされ、高周波利用設備申請が不要となる。そこで今回の実験は電波暗室にて行った(図 3.10)。

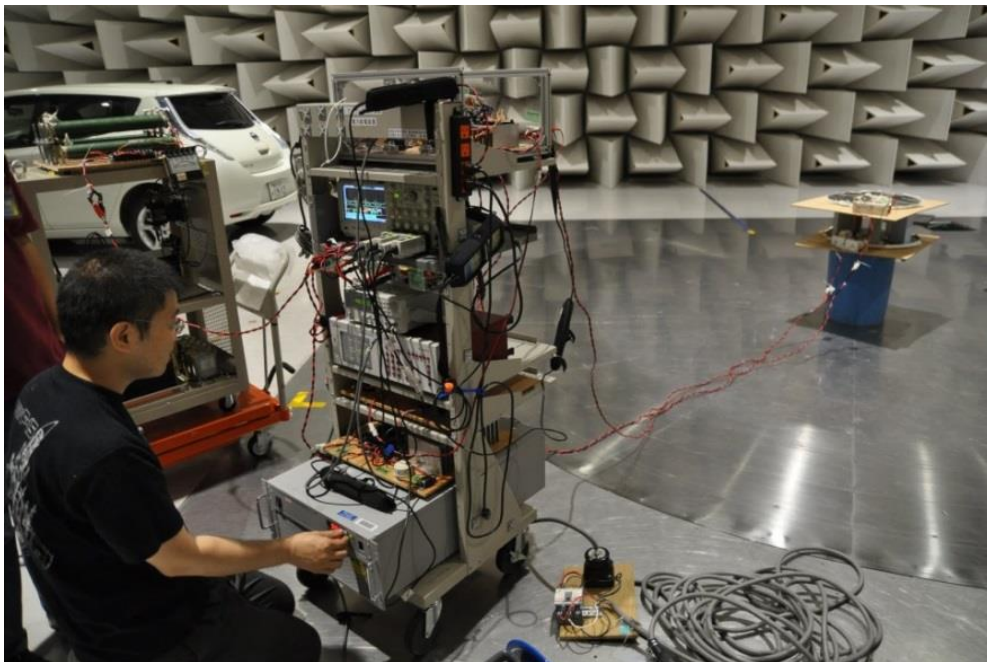


図 3.10 電波暗室による大電力実験

3.2.5 実験結果と考察

実験結果のまとめを表 3.8 に示す。電源効率に関しては伝送状態によって変化する。整流効率は伝送状態によって変化するが、電源効率ほどの変動は少ない。伝送効率についてはほぼ理論通りの値となっている。消費電力は伝送距離が大きくなるほど小さくなっているが、これは一次側電流・二次側電流の上昇による共振コンデンサの耐電圧が上昇したことによる限界である。

表 3.8 最大消費電力時の効率の内訳

Transmitting distance		30 cm	40 cm	50 cm
Load resistance [Ω]		50	25	15
Power supply efficiency [%]		95.6	92.3	90.2
Transmitting efficiency [%]	Experimental	93.7	86.8	77.3
	Theoretical	92.4	86.5	78.2
Rectifier efficiency [%]		98.7	97.2	95.0
DC to DC efficiency [%]		88.3	77.8	66.2
Consuming power [kW]		3.36	1.70	0.846

3.2.6 本実験のまとめ

本実験では、電気自動車に向けた高効率大電力伝送をめざし、実験機の制作と実験を行なった。前章で示した入出力特性式を用いて設計を行ない、その結果をもとに実験機の制作を行なった。そして実験機を用いてワイヤレス給電実験をおこなった。これらのことを行った結果、第二章で示した新しい入出力の特性式は高効率なワイヤレス給電システムを構築するのに有意であり、また実験によって伝送効率だけでなく、電源・送受電器・整流器全体での高効率化を実現した。これらから長伝送距離・高効率・大電力伝送が実現した。

3.3 双方向チョッパとキャパシタを用いた効率最大化と二次側電圧一定化

3.3.1 概要

前記では抵抗負荷へのワイヤレス給電を行なった。その際、効率を最大化するために負荷抵抗 R_L を送受電器の定数によって決まるある一定の値に設定した。しかし実際のワイヤレス給電を考えた場合、負荷抵抗値は負荷の状態によって決まるものでありワイヤレス給電システムの都合によって勝手に操作することはできない。そこで負荷の前段にチョッパを挿入することにより二次側入力インピーダンスを操作する方法が提案されている[49] [50]。

チョッパによる二次側入力インピーダンス操作にあたり効率が最大となるようなスイッチングのデューティ比の決定方法を検討する必要があるが、最適な二次側入力インピーダンスは伝送距離によって変化する。負荷や伝送距離はワイヤレスシステムによって決まるのではなく、システムのユーザーの都合によって決まる。そのため負荷の状態や伝送距離を知る方法が必要である。また電気自動車等のアプリケーションを考えた場合、蓄電素子への充電や負荷に一定電圧を供給する方法について検討の必要がある。これらとワイヤレス給電の連携を考えた場合充電回路・負荷への一定電圧供給回路が必要になり、さらにワイヤレス給電に関する回路が加わればシステムが複雑化し、コストが上昇する。

そこで本研究では磁界共振結合を用いたワイヤレス給電において伝送効率最大化と負荷電圧一定化を両立できる二次側回路を提案する。二次側に双方向チョッパを用いることにより伝送効率の最大化と負荷供給電圧の一定化を両立する負荷側のシステムについて述べる。まず、磁界共振結合の入出力特性について説明し、二次側入力インピーダンスと効率の関係について述べる。次にチョッパを用いた入力インピーダンス操作の原理について説明し、双方向チョッパを用いることによって、効率の最大化と負荷への安定的な電圧の供給ができることを理論と実験によって示す。これによりキャパシタを持つ電気自動車に有用なワイヤレス給電システムの提案を行なうものである。

3.3.2 双方向チョッパによるインピーダンス変換と負荷電圧一定の原理

降圧チョッパによるインピーダンス変換の原理

前章で磁界共振結合には効率が最大となる二次側入力インピーダンスが存在し、高効率化のためにはその値を適切に設定する必要があることが分かった。ここではチョッパを用いることでインピーダンスを変化させられることについて説明する。

まず動作原理の説明のために図 3.11 に負荷抵抗を接続した高圧チョッパの回路図を示す。チョッパの損失がない場合の入力電圧 V_i 、出力電圧 V_L の関係は、スイッチングのデューティ比 D から式(3.9)で表される。またチョッパに損失はないとしているので $V_i I_i = V_L I_L$ の式が成り立ち、オームの法則より $V_L = R_L I_L$ が成り立つ。さらに $Z_m = V_i / I_i$ であることから、これらの式より式(3.10)が求められる。これがチョッパによる損失が無い場合のインピーダンス変換の式となる。 D は $0 \leq D \leq 1$ という条件

があるため、 Z_{in} の取りうる値は式(3.11)の通りとなる。このことから降圧チョップは負荷抵抗値より高い値にインピーダンスを変換できることがわかる。これによりチョップのデューティ比を変化させることにより、負荷抵抗値を変化させることなく2次側入力インピーダンスを変化させることができることがわかる。

$$V_L = DV_i \quad (3.9)$$

$$Z_{in} = \frac{R_L}{D^2} \quad (3.10)$$

$$R_L \leq Z_{in} \leq \infty \quad (3.11)$$

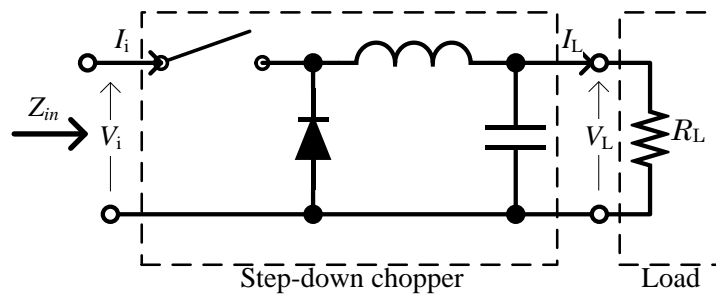


図 3.11 負荷抵抗を接続した降圧チョップ

双方向チョップによる効率最大化と負荷電圧安定化

次にワイヤレス給電へのチョップの適用について考える。前記のとおり負荷抵抗値は負荷によって決まるため、チョップにより効率が最大となる二次側入力インピーダンスに変換する必要がある。

図 3.12 に負荷に双方向チョップを用いたワイヤレス給電システムの概要を示し、図 3.13 に詳細の回路図を示す。二次側整流後に負荷と並列に双方向チョップを接続する。双方向チョップの後段には蓄電素子を配置する。この図では大容量キャパシタとしている。電源から送電器を経由して受電器で受電後、ブリッジ整流器で全波整流を行なう。その後負荷への電力供給とは並列に双方向チョップにより降圧され、キャパシタに給電される。また負荷での電力消費時には受電器からの電力供給のほか、キャパシタから双方向チョップで昇圧された電力が負荷供給される。

給電時は T_{R1} がスイッチングすることにより降圧チョップとして動作し、スイッチングのデューティ比を最大効率となるようコントロールしキャパシタへ給電を行なう。降圧チョップであるため、DCリンク部分はキャパシタ電圧より高い必要がある。また、キャパシタから負荷への電力供給時には T_{R2} がスイッチングを行なうことによって昇圧チョップとして動作する。

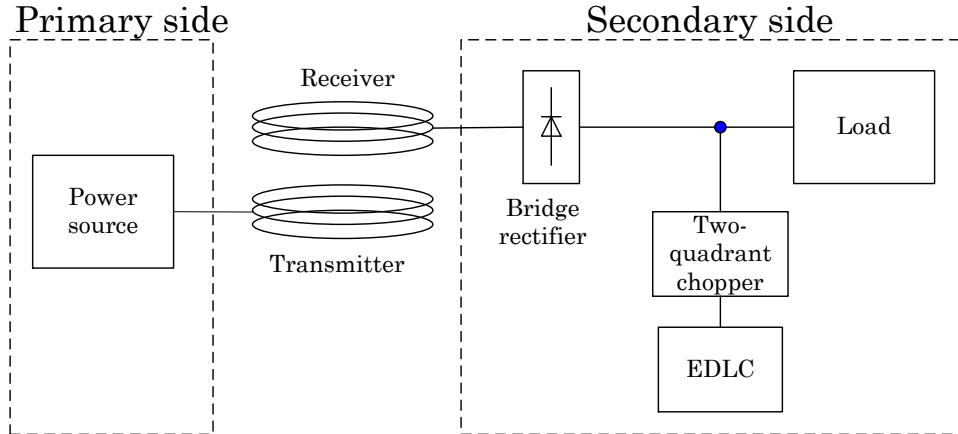


図 3.12 双方向チョップを用いた負荷側ワイヤレスシステム

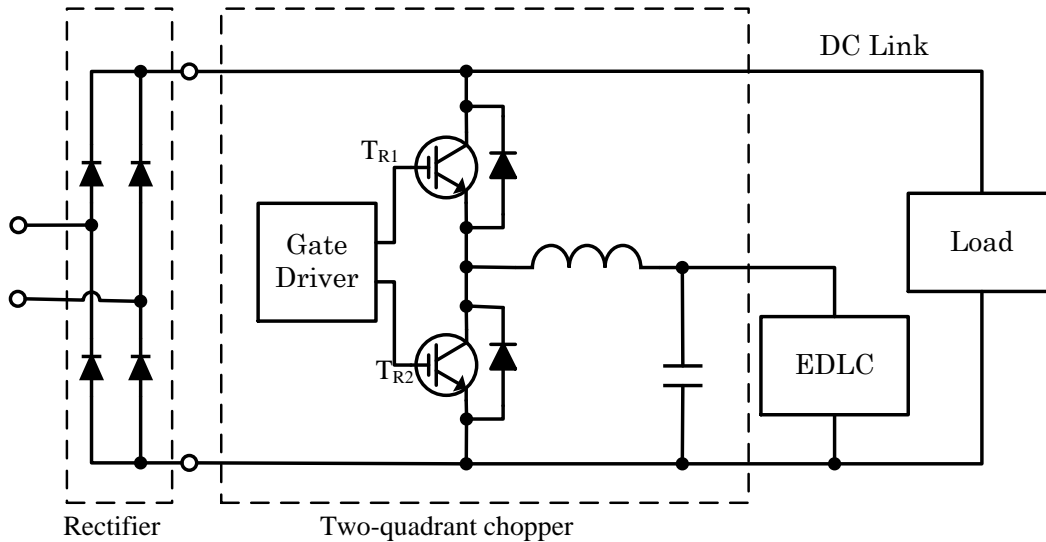


図 3.13 双方向チョップの回路詳細

3.3.3 チョップの制御方法

双方向チョップのデューティ比の制御法に関して検討する。チョップから見たインピーダンスを最大効率負荷となるように制御すればよい。すると、最大効率負荷抵抗値（式(2.20)）を式(3.10)に代入して求めた D を用いてチョップを制御すればよいと思われる。しかし、実際のチョップ回路には損失があり、式(3.10)はチョップに損失がないものとして扱っているためこれらの式を直接使うことはできない。そこでチョップに損失があった場合にも適用できる制御方法について考える。

まず、効率最大時の二次側電圧について考える。効率最大時の入出力電圧比 A_{VAPmax} は最大効率負荷抵抗値の式(2.20)を入出力電圧比の式(2.11)に代入することにより式(3.13)で表される。さらに $V_2 = A_{VAPmax} V_1$ であるため、式(3.13)と一次側電圧 V_1 との積が二次側電圧となる。つまり、最大効率となっている場合は二次側電圧 V_2 がこの値となり、二次側電圧をこの値になるよう制御すればよいことがわかる。この式であれば、チョップに損失がある場合でも最大効率とすることができる。

$$A_{VAPmax} = \frac{\omega_0 L_m R_{LAPmax}}{R_1 R_{LAPmax} + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (3.12)$$

$$V_2^* = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{(\omega_0 L_m)^2 + R_1 R_2} + \sqrt{R_1 R_2}} V_1 \quad (3.13)$$

式(3.13)について考える。 R_1 , R_2 , L_m , ω_0 , R_L の値を知る必要がある。 R_1 , R_2 , ω_0 については送受電器固有の値であり, 伝送距離や負荷抵抗値などワイヤレス給電の状態によって変化することはないため既知とできる。

相互インダクタンスの推定

相互インダクタンス L_m は前述のとおり伝送距離と関係し, 使用状態によって変化する。そのため一定値とすることはできず, 常時の測定を必要とする。また, 測定するためには一次側電圧, 二次側電圧両方の測定が必要となり, 一次側と二次側の間で通信が必要となってしまう。そこで1次側電圧は一定とし, 2次側電圧を計測することによって求める方法を考える。 $A_v = V_2 / V_1$ という定義と負荷抵抗値の値を用いて式を変形させることによって式(3.14)が求められ, この式に測定した値を代入することにより L_m が算出できる。式(3.14)には Z_{in2} が含まれているが, これは電圧センサ, 電流センサによって V_2 , I_2 を計測し V_2 / I_2 とすることで算出できる。

$$L_m = \frac{\frac{V_1}{V_2} Z_{in2} + \sqrt{\left(\frac{V_1}{V_2} Z_{in2}\right)^2 - 4R_1(Z_{in2} + R_2)}}{2\omega_0} \quad (3.14)$$

3.3.4 実験概要

実験機器

高周波電源, 送受電器, 整流器については, 前記の図 3.5, 図 3.6, 図 3.8 で表されるものを物を使用する。整流器の後段に接続する双方向チョップについて述べる。制作した双方向チョップの外観を図 3.14 に示す。半導体素子の詳細を表 3.9 に示す。スイッチング周波数は 20kHz とする。

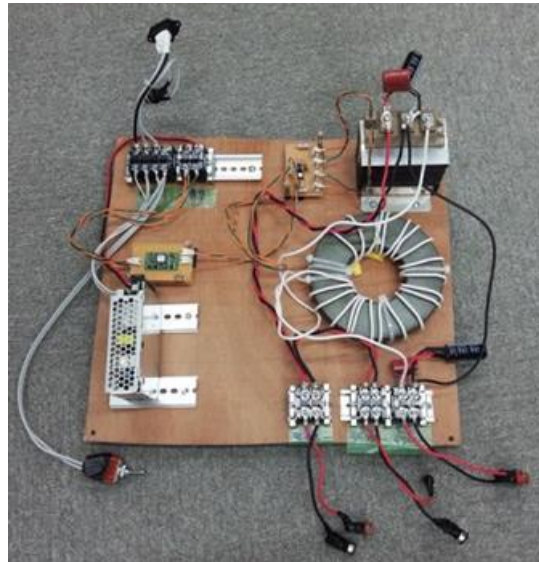


図 3.14 双方向チョップの外観

表 3.9 IGBT 規格 [51]

Parameter	Symbol	Value	Unit
型番 (メーカー)	-	2MBI100-060-50 (富士電機)	-
最大コレクタエミッタ間電圧	V_{CES}	600	V
最大コレクタ電流 (直流)	I_C	100	A
順方向電圧	V_F	2.0 (Typ.)	V

3.3.5 実験結果・考察

チョップパによる伝送効率の改善

まずチョップパ後段に抵抗負荷を配置し、負荷抵抗値 R_L を変化させてチョップパがある場合とない場合の伝送効率を比較した。伝送距離は 20cm と 40cm で行った。

結果を図 3.15 に示す。これを見ると伝送距離 20cm, 40cm とともに負荷抵抗値 R_L が低い場合に、チョップパによって伝送効率が改善している。 R_L が高い場合には効率は改善していないが、これは回路構成が降圧チョップパであるという理由で、負荷抵抗値を低く変換できないことによる。しかしチョップパ後段に接続するものがキャパシタである場合、大電流で充電することになることからチョップパ後段のインピーダンスは低くなるため問題となることはない。

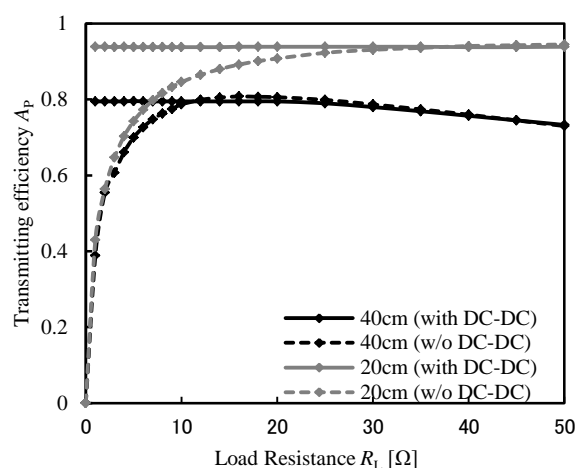


図 3.15 チョップパによる伝送効率の改善

3.3.6 本実験のまとめ

チョップパを用いた効率の最大化と負荷電圧一定化を両立する二次側システムの提案を行った。二次側入力インピーダンスによって伝送効率に変化し、伝送距離によって効率最大となる二次側入力インピーダンスが存在すること、二次側入力インピーダンスや伝送距離の変化によって二次側電圧が変化することを述べた。チョップパによって入力インピーダンスを操作することができることを述べた。双方向チョップパとキャパシタを組み合わせることにより、一次側と二次側間の通信を行なうことなく伝送効率の最大化と負荷電圧の一定化が可能となることについて原理を説明した。最後に実験によりチョップパによって伝送効率改善が行なえることの確認を行った。このことにより、二次側を複雑化することなく各アプリケーションへの適用が行える。

3.4 その他の実験例

本研究では、上記の実験で得られた結果やノウハウをもとに行ったデモ・実験例について示す。

3.4.1 市販電気自動車へのワイヤレス給電

前記の大電力ワイヤレス給電の実験結果を応用し、市販の電気自動車へのワイヤレス給電を行なった。ブロック図を図 3.16 に示し、使用した実験機器について表 3.10 に示す。二次側について整流後、自動車付属の充電器を接続するため AC200V に変換する DC/AC インバータを接続している。しかし DC/AC インバータは一定の入力電圧範囲もち、定電力負荷であるため二次側インピーダンスが一定とはならずこのままでは二次側直流電圧は一定とはならない。そこで二次側電圧を一次側にフィードバックし、PI 制御器を通し、一次側の直流電源の出力電圧を制御することにより、 V_{2DC} を一定電圧とすることができた。この構成で伝送距離 20cm と 30cm で市販の電気自動車へのワイヤレス給電に成功している。

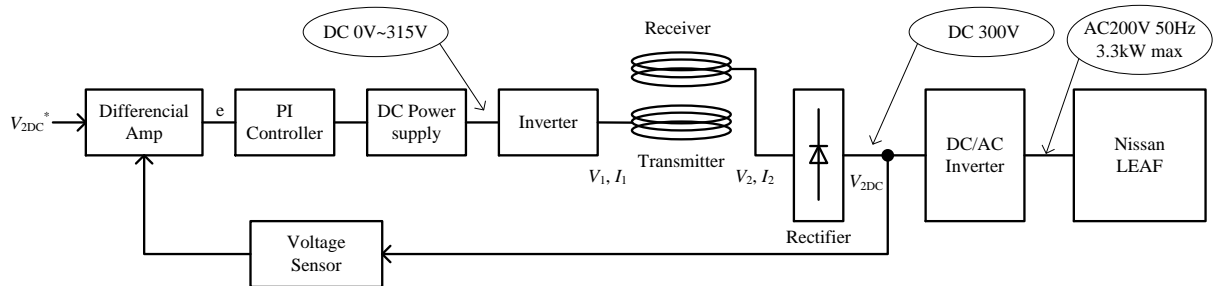
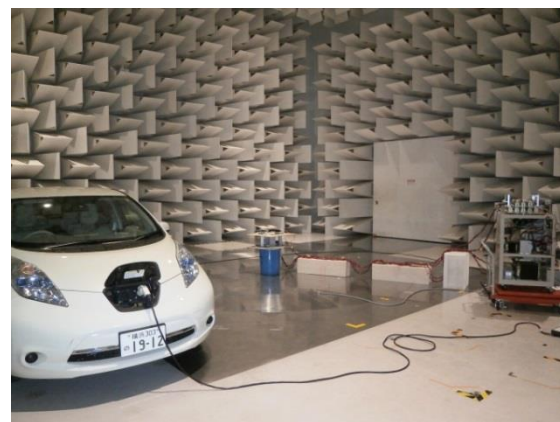


図 3.16 市販電気自動車へのワイヤレス給電 ブロック図

表 3.10 使用機器一覧

使用機器	機器型番（メーカー）	備考
電圧センサ	自作	LV25P (LEM)使用
差動増幅器	自作	OP-AMP による
PI 制御器	自作	OP-AMP による
DC 電源	HX0500-30（高砂製作所）	0V~500V, 30A
インバータ	自作	前記と同一
送受電器コイル	(共同研究先制作)	詳細非公開
送受電器コンデンサ	自作	前記と同一, 7 直列
整流器	自作	前記と同一
AC DC インバータ	NS-3K-18Z2S (東洋電源機器)	DC 200V~300V 入力
電気自動車	LEAF (nissan)	-



(a) 給電用実験機

(b) 実験風景

図 3.17 市販電気自動車へのワイヤレス給電

3.4.2 自動車模型への走行中ワイヤレス給電

2013 年に行われた ITS 世界会議東京 2013 (‘13.10.14~18)にて、前記の双方向チョップとキャパシタを用いた二次側回路を応用して模型自動車へ走行中給電を行なう実験デモが国総研/東大堀藤本研ブースにて出展された。国土交通省国土技術政策総合研究所（茨城県つくば市）よりインターネットを使用して中継された（図 3.19）。中継の概要と模型車両内ブロック図を図 3.18 に示す。

受電器で受電後整流器を通じ DC リンク電圧が一定となるようマイコン(Arduino UNO)を用いて PI 制御を行なっている。走行路の一部には楕円型の送電器が埋め込まれ、走行中給電が行われる。

これにより送電器上では給電が行われ、それ以外ではキャパシタの電力を用いて双方向チョップによりモーターに向けて電力が供給することで双方向チョップを用いてキャパシタへの給電と走行中給電を実現している。

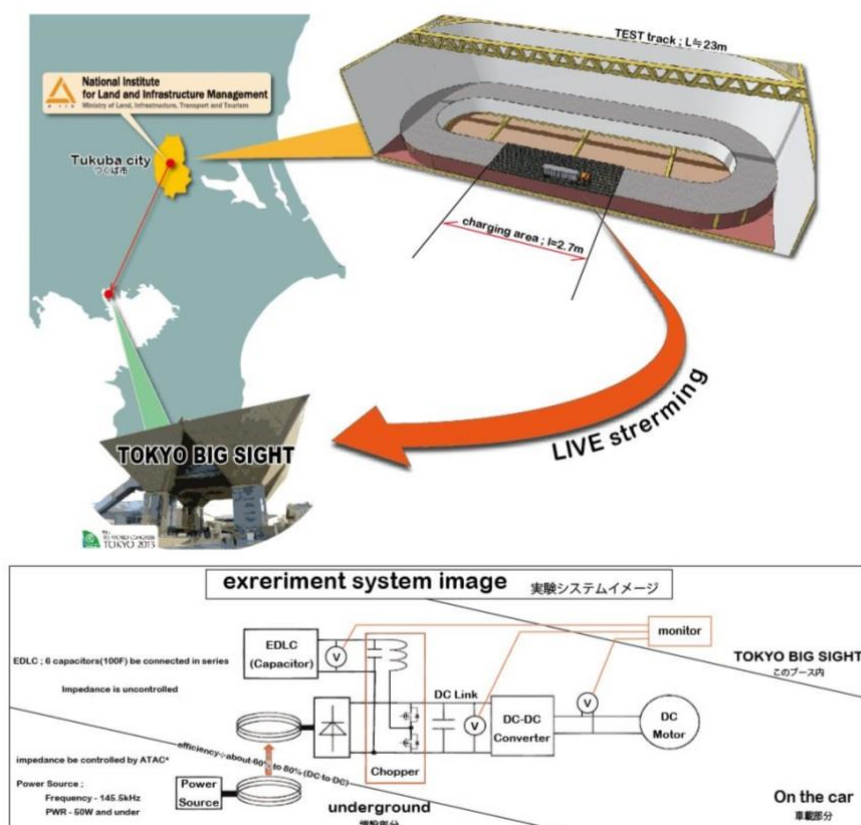
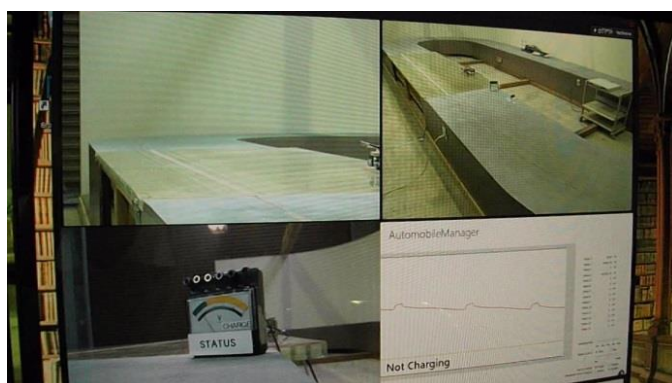


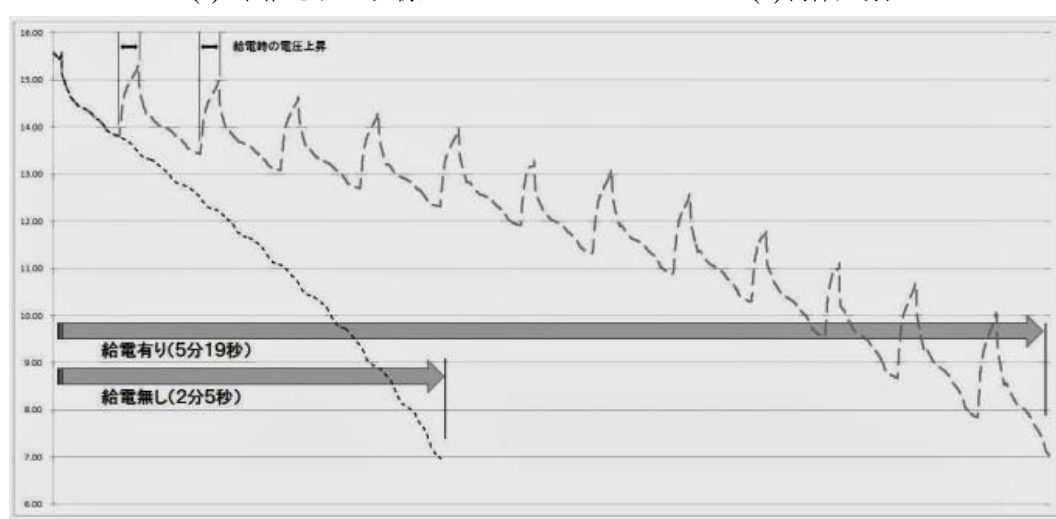
図 3.18 模型による走行中給電の展示



(a) 中継された映像



(b) 制作風景



(c) 模型内キャパシタ電圧の推移

図 3.19 模型による走行中給電

3.5 まとめと今後の課題

3.5.1 まとめ

本章では、電気自動車へのワイヤレス給電に向けた長伝送距離・高効率・大電力のワイヤレス給電実験を行なった。さらに最大効率と負荷電圧安定を両立する二次側回路について提案した。

まず、前章で提案した入出力特性式を用いて計算を行ない、最大効率での入出力の電圧・電流の関係が明らかにした。また共振回路特有の素子の端子電圧の値も明らかにし、電源・負荷を含めたワイヤレス給電システムの構築が可能となった。

次に、想定される電圧電流の値をもとにして実験機の制作を行ない、抵抗負荷での大電力伝送実験を行なった。その結果伝送距離 30cm で消費電力 3.36kW、総合効率 88.3%、また伝送距離 40cm で消費電力 1.70kW、総合効率 77.8%を記録した。またこの結果を利用して市販の電気自動車へのワイヤレス給電の実例を示した。

その後キャパシタと双方向チョップを用いた二次側回路の提案を行なった。スイッチング動作により入力インピーダンスが操作できることを述べ、直流リンク電圧を一定化することによる入力インピーダンス制御について述べた。そして実験によって伝送効率が改善していることを示した。そしてこの回路を応用した模型車両での走行中ワイヤレス給電実験を紹介する。これらにより、磁界共振結合

を用いたワイヤレス給電において高効率、大電力化を達成したことを示し、また電気自動車への給電に適した負荷側かの回路構成について示すものである。

3.5.2 今後の課題

さらなる高効率化

今回の研究結果で高効率・大電力が確立できた。しかし伝送効率は高ければ高いほどよく、図 1.33 からわかるように走行中ワイヤレス給電においてはさらなる長伝送距離が望まれている。さらなる総合効率の高効率化を考えた場合、電源・送受電器・整流器の効率を向上させる必要がある。

送受電器の高効率化の方法として線材の種類の選択・コイル形状の工夫、電力伝送周波数の上昇がある。線材種類に関しては、今回は表皮効果を目的としてリッツ線を使用したが高周波数でも考慮に入れた線材や断面積の選択が必要となる。またコイル形状に関しては、今回は薄型形状となるよう平面上に巻くスパイラル型を採用したが、コイル抵抗低減と相互インダクタンス上昇が可能となるようなコイル形状を検討する必要がある。整流器については、今回は単純なブリッジ整流としているが、力率改善と損失低減ができるような整流回路を検討する必要がある。電源の構成としては、現在はフルブリッジ回路を用いて、外部の信号発生器より方形波で駆動しており、スイッチングタイミング等は考慮していない。これらのことを行なうことでさらなる高効率化が期待できる。

一次側制御

今回大電力給電実験において市販電気自動車へのワイヤレス給電を行なった。その際、二次側の情報を一次側へのフィードバックを行なうことで二次側電圧の安定化を行なった。この試みは成功しているものの理論的な検証ができていない。また双方向チョッパを用いた二次側回路では一次側電圧は一定値としているが本来であれば必要な消費電力等に応じて可変であるべきである。これらのことから、磁界共振結合の伝達関数の定式化等の理論構築が必要である。

第4章 走行中ワイヤレス給電に向けた提案

4.1 はじめに

4.1.1 概要

ここまでで EV 向けの大電力・高効率なワイヤレス給電について述べ、磁界共振結合を用いたワイヤレス給電により数十センチの伝送距離で高効率で大電力な給電が行なえることを理論と実験により示した。さらに走行中の電気自動車へのワイヤレス給電が可能となれば、高速道路などの無停車で連続運用の場合でも給電が可能となり電気自動車の利便性が向上する。

そこでここまでで得られた知見を活かし走行中の EV へのワイヤレス給電を行なうことを考える。停車中のワイヤレス給電と違い走行中ワイヤレス給電は車両が移動するため進行方向に給電区間を延長させる必要がある。具体的な方法としては 1 つの送電器を楕円状にし、車両の進行方向の位置ずれに強くすることが考えられる。また中継器と呼ばれるものを路面に敷き詰めることで給電区間を延長することが考えられる。中継器は送電器と受電器の間に挿入することにより磁束で結合し、伝送距離を延長できるものである。この 2 つの技術を組み合わせることによって EV への走行中ワイヤレス給電が実現できると考えられる。

本章では EV の走行中ワイヤレス給電に向け、非対称送受電器を用いた入出力特性の解析と、中継器を用いた給電区間延長について解析を行なう。まず非対称送受電器を用いたワイヤレス給電について、等価回路を用いて送受電器の定数が変化した場合の解析を行い、送電器と受電器の形状が同一である従来の対称送受電器との違いと EV への走行中給電に向けた設計方針について検討する。中継器に関する解析では等価回路を用いて道路側コイルと車両位置の関係について解析を行い、走行中給電に用いた場合どのような問題点が派生するかについての検討を行なう。これらのことにより、EV への走行中ワイヤレス給電に向けた給電システムの概要を示すものである。

4.1.2 走行中ワイヤレス給電の特性説明に関する先行研究

走行中ワイヤレス給電に関する先行研究は第 1 章でも紹介しているが、ここでは走行ワイヤレス給電に向けた特性の詳細に関する研究を行なっているものを紹介する。

日産自動車による走行中ワイヤレス給電

日産自動車(株)では、小型の EV を用いて走行中給電を目指した研究を行なっている[52]。実際に幅 30 cm、長さ 1.6 m の地上側コイルと直径 40 cm の車両側コイルを制作した。さらに送電コイルを実際にアスファルト内に埋設し、実際に小型 EV を使用して 50W 以下の電力で移動しながらのワイヤレス給電を行なっている。50 W 以下に抑えている理由は法律上の問題(高周波利用設備)である(図 4.1)(図 4.2)。

4.1 はじめに

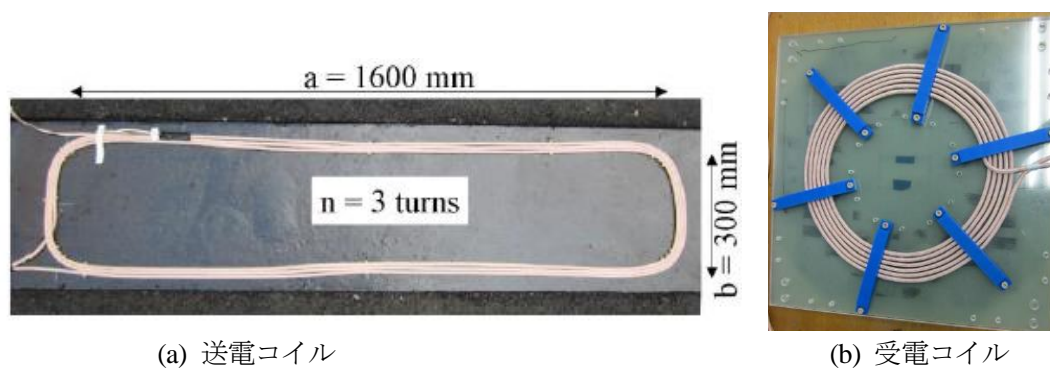


図 4.1 制作したコイル [52]



図 4.2 走行中ワイヤレス給電実験 [52]

フリーポジショニングワイヤレス電力伝送

韓国 Korea Electrotechnology Research Institute (KERI) では中継コイルを敷き詰めたフリーポジショニングワイヤレス給電を行なっている[53]。コイルを図 4.3 のように配置した場合、等価回路は図 4.4 の通りとなり位置と伝送効率の関係は図 4.5(a)で表され、受電コイルの位置によって伝送効率が低下する“デッドゾーン”が発生する。しかし送電側末端の中継コイルの共振周波数を変更することによりデッドゾーンを全区間の4割から1割に低減させている。

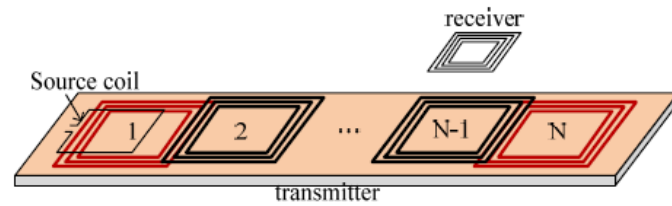


図 4.3 解析・実験モデル [53]

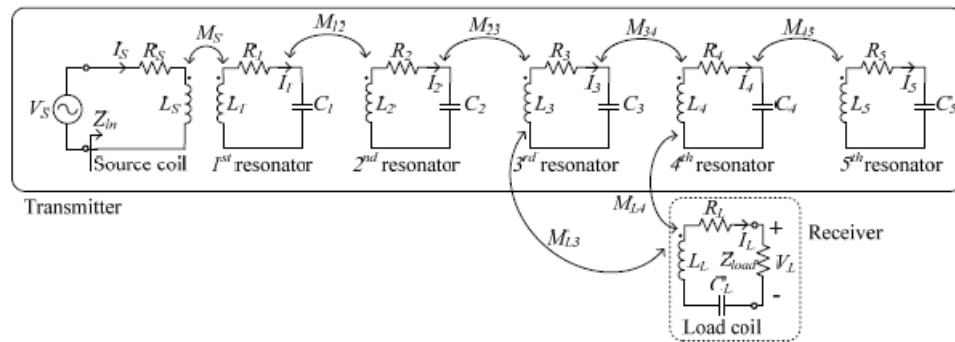


図 4.4 等価回路 [53]

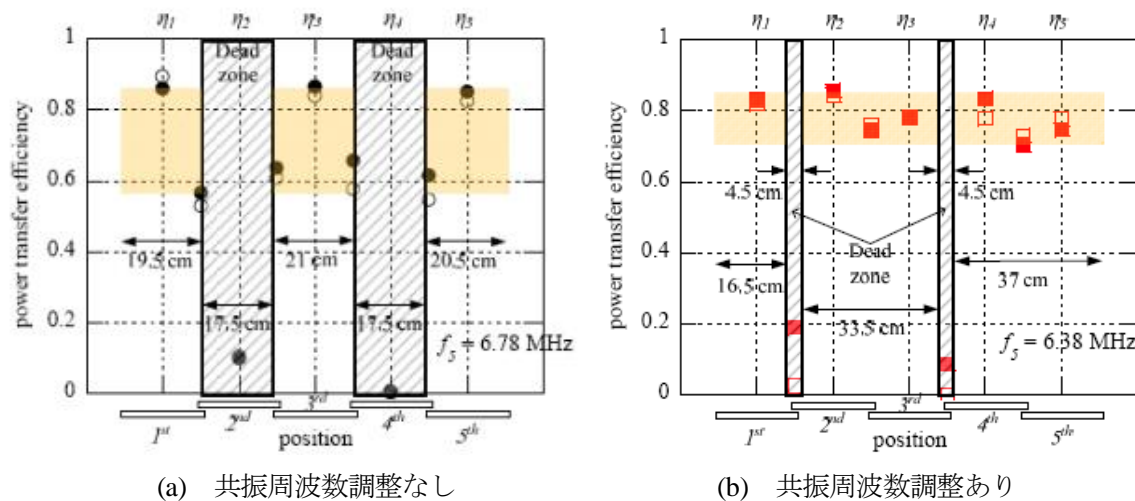


図 4.5 伝送効率特性 [53]

送信コイルのアレー化

名古屋工業大学では、送電コイルをアレー化した場合の効率の受信コイル位置と周波数特性について電磁解析を行なった[54]。図 4.6 に示すアレー化した送電コイルと受電コイルをモデルとし、電磁界解析を行った結果が図 4.7 で示されるものである。これを見ると送電器・受電器の共振周波数以外の部分で高効率となっていることが示されている。

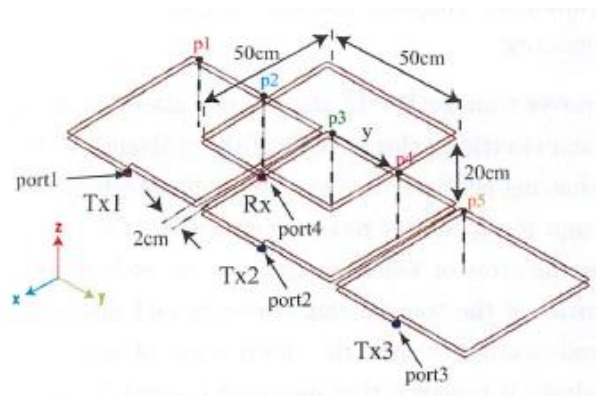
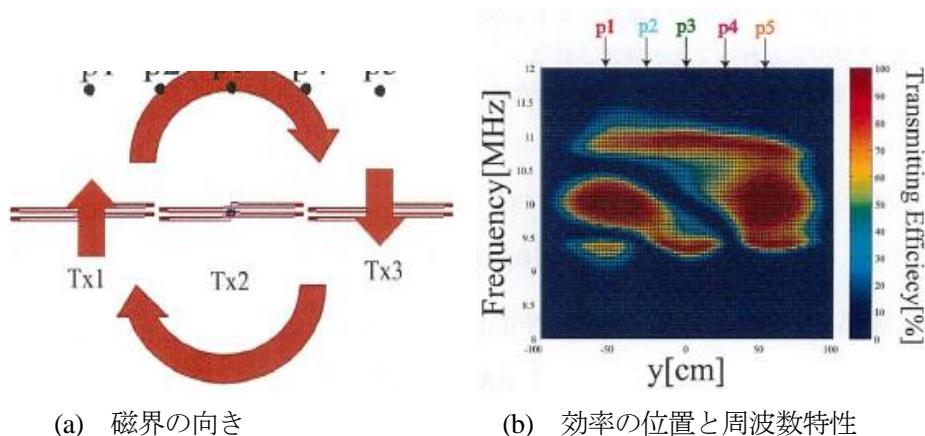


図 4.6 アレー化した送電コイル [54]



(a) 磁界の向き

(b) 効率の位置と周波数特性

図 4.7 アレー化した送電コイルの特性 [54]

4.1.3 先行研究の課題と本研究について

先行研究の課題

どの研究機関においても EV への走行中ワイヤレス給電の研究ははじまったばかりであり、概念的な構想を提案するにとどまるか、とりあえずの形で電磁界シミュレーションや実験を行なっているのが現状である。この状態から脱却するには実現可能性が高い構成を提案し、特性を数式で表すことで解析から実験までをシームレスに行えるようにすることが重要である。

本研究について

そこで本研究では EV の走行中ワイヤレス給電に向けた送受電器について解析を行なう。

まず非対称送受電器を用いたワイヤレス給電について、非対称送受電器の等価回路を明らかにし入出力特性式を求める。そして送受電器の形状が変化した場合を模した解析を行い、送電器と受電器の形状が同一である従来の対称送受電器との違いについて検証する。また EV へのワイヤレス給電に適応する送受電コイルの設計指針について検討する。

また中継器を用いた給電区間延長についての解析を行なう。等価回路を明らかにし、道路側コイルの数と車両の位置が変化した場合の伝送効率の関係を行い、中継器による伝送距離延長技術を走行中ワイヤレス給電に用いた場合どのような問題点が発生するかについての検討を行なう。また、2 つの道路側コイルと受電コイルが結合するクロスカップリングが発生した場合、どのような影響が発生するかについても検証する。そしてこれらの結果から、走行中ワイヤレス給電の給電区間延長に適応した中継器の配置法を提案する。

本研究はこれらのことにより EV への走行中ワイヤレス給電に向けた給電システムの概要を示すも

のである。

4.2 非対称送受電器 ～特性式の非対称コイルへの拡張～

4.2.1 はじめに

EV の走行中ワイヤレス給電においては給電区間を延長させることが重要である。給電期間を延長させる方法としては中継器を用いる方法や送電器と高周波電源を羅列する方法などが考えられるが、どの方式を採用した場合においても送電コイルを進行方向に長くし、1 つの送電コイル当たりの給電区間を長くする方法は必須である(図 4.9)。

給電区間を長くする必要があることから道路側コイルを進行方向に伸ばすことが考えられる一方、車両に搭載する受電器の形状は小型軽量であることが望まれている(図 4.8)。

また磁界共振結合によるワイヤレス給電では送電器と受電器の共振周波数を一致させる必要はあるが、コイル形状を一致させる必要性はない。この性質を利用することで送電コイル・受電コイルの形状が自由に変えられるため各種のアプリケーションに応用できる。このように非対称送受電器に対する需要は大きい。

本研究では磁界共振結合を用いたワイヤレス電力における非対称送受電器について、等価回路を用いて効率と伝送電力の変化について解析を行なう。これにより非対称送受電器を用いた場合に高効率大電力伝送を行なうために送電コイルと受電コイルをどのように設計する必要があるかについて明らかにする。

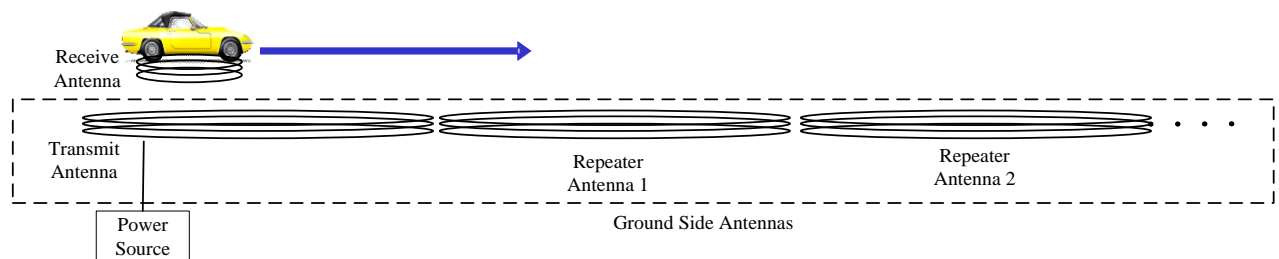


図 4.8 非対称送受電器による走行中給電



図 4.9 非対称送受電器

4.2.2 非対称送受電器の等価回路と入出力特性

非対称送受電器の定義と等価回路

まず非対称送受電器の等価回路について考える。改めて電源と負荷を接続した磁界共振結合の等価回路を図 4.10 に示す。前述の通り非対称送受電器とは送電コイルと受電コイルの形状が違うものを表す。これを等価回路で考えると対称送受電器の各定数は $L_1 = L_2$, $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$ であるのに対し非対称送受電器は $L_1 \neq L_2$, $C_1 \neq C_2$, $R_1 \neq R_2$ となる。ただし磁界共振結合という特性上、送電器・受電器の共振周波数は一致している必要がある。つまり対称送受電器と同様に式(4.1)を満たしている必要がある。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4.1)$$

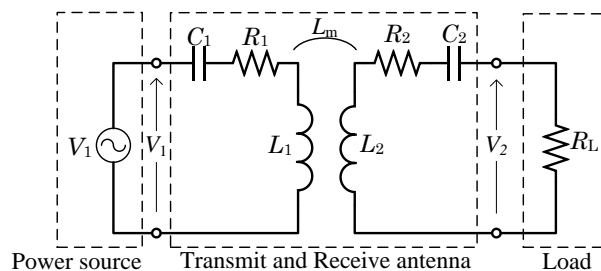


図 4.10 電源・負荷を接続した場合の磁界共振結合の等価回路（再掲）

非対称送受電器の入出力特性式

次に入出力特性式について考える。非対称送受電器はコイル形状の変更で各定数が如何様にも値を取りうる。このことから組み合わせは無限に考えられ解析が困難なように見える。しかし磁界共振結合の場合、送電器・受電器の共振周波数は式(4.1)で表されるものであり、かつ電力伝送周波数も共振周波数と一致させることにより第2章で表した A_V , A_I , Z_{in1} , A_P の式を用いることができる。式(2.14), 式(2.15), 式(2.16), 式(2.18)をみると R_1 , R_2 , ω_0 , L_m , Z_{in2} の関数で表されている。このことから非対称送受電器の解析では共振角周波数 ω_0 を設定し, R_1 , R_2 , L_m それぞれを変化させて解析を行なうことによって従来の対称送受電器と同じ入出力特性式を用いることができる。

4.2.3 非対称送受電器の入出力特性に関する解析

解析方法・条件

次に入出力特性式を用いた非対称送受電器の入出力特性の解析を行なう。解析方法について述べる。 R_1 , R_2 , L_m それぞれが変化した場合の最大効率 A_{Pmax} , 消費電力 P_{LAPmax} を求める。 L_m は実際に近い値から引用するため第2章で示した値を参考にし, 10, 50, 100, 200 μ H とする。 V_1 は 100 V とする。

解析結果・考察

図 4.11 に L_m ごとの R_1 , R_2 が変化した場合の A_{Pmax} を示す。各グラフをみると L_m が大きいほど全体的に A_P が高い。これは伝送距離が近いほど効率が高いことを示す。それぞれのグラフにおいて右上部の効率が低く左下部の効率が低い。これは R_1 , R_2 を同時に変化させた場合に送電器, 受電器両方の損失が大きいほど効率が低くなることを示している。さらに左上部, 右下部でもある程度の高効率を示している。これは送電器または受電器のどちらかの損失が高い場合であっても, もう一方のコイルの

損失が少なければある程度の高効率を得られることを示す。

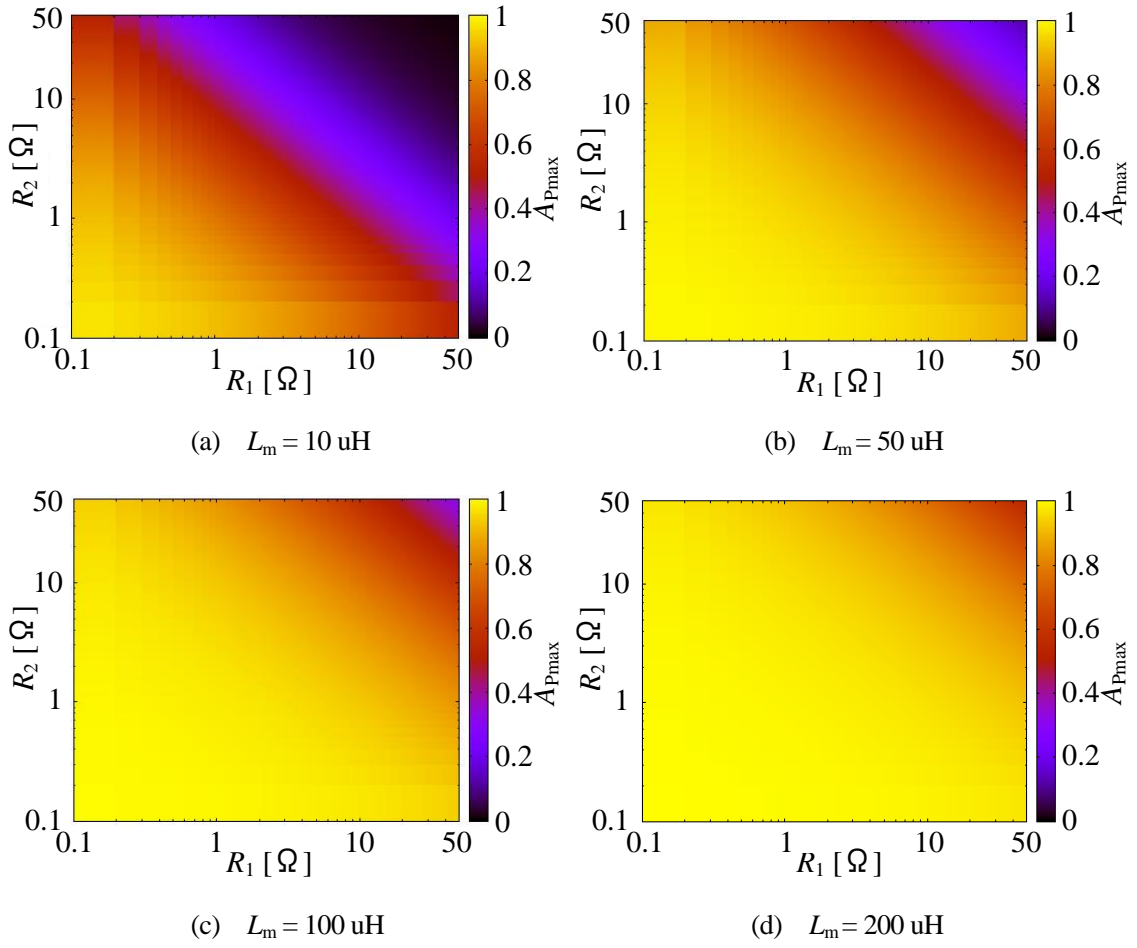


図 4.11 非対称送受電器の効率最大負荷の場合の効率

図 4.12 に最大効率時の消費電力について示す。これを見ると各グラフの左部分のみ二次側消費電力が高い。これは送電器の損失が高い場合、高効率であっても消費電力が低く、大電力伝送が困難であることを示している。また、グラフ左部分の R_2 が小さい領域において R_1 が大きくなると二次側消費電力が大きくなるという現象がある。これについて次に検討する。

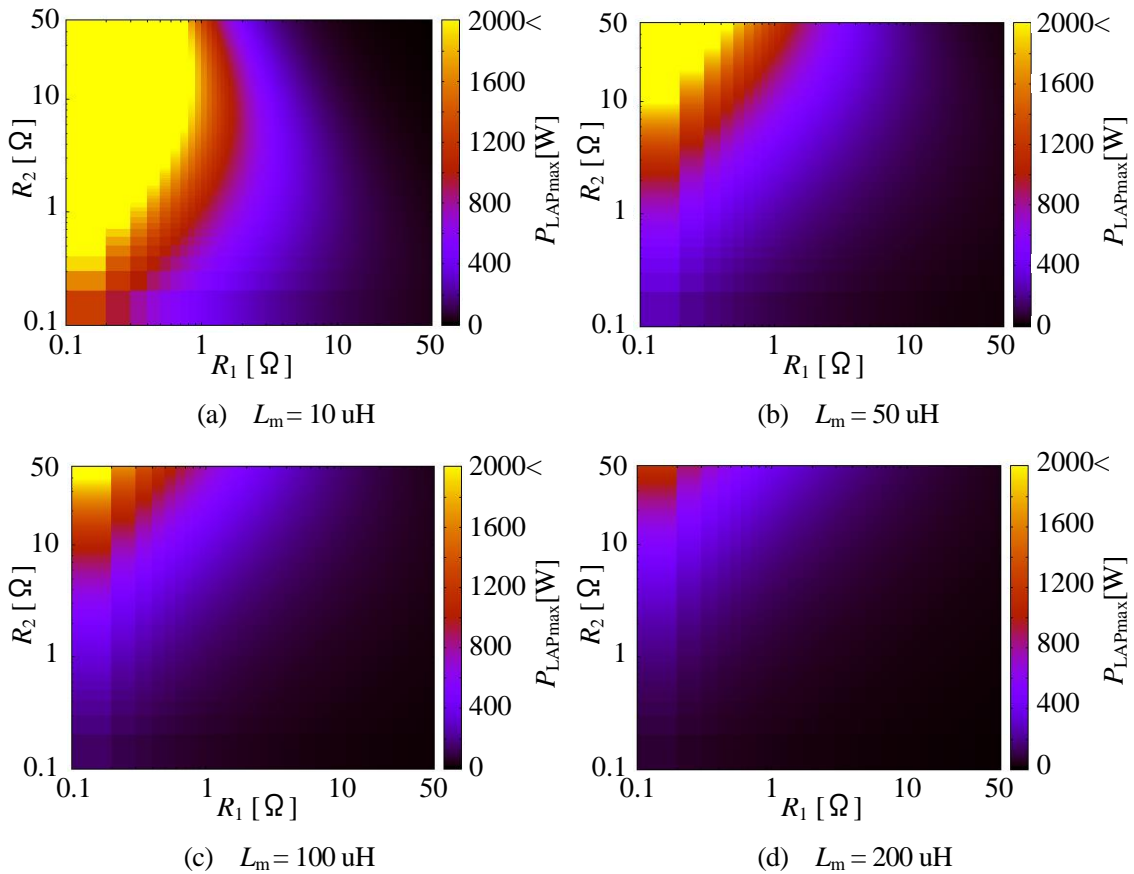


図 4.12 非対称送受電器の最大効率負荷時の負荷電力

図 4.13 に L_m が 10 uH である場合の電圧比 A_{VAPmax} と負荷抵抗値 R_{LAPmax} を示す。図 4.13 (a)では、左部分の入出力電圧比が大きく右半分は小さい。また図 4.13 (b)は左上部において抵抗値が大きくなっている。このことから図 4.12 において R_2 が高い場合に消費電力が少なくなってしまう理由は 2 次側電圧が低いために消費電力が低くなるためであることが示される。また R_2 が小さく R_1 が多い場合に消費電力が大きくなり理由は負荷抵抗値が上昇しているが、2 次側電圧が上昇するために消費電力が大きくなっているためと説明ができる。

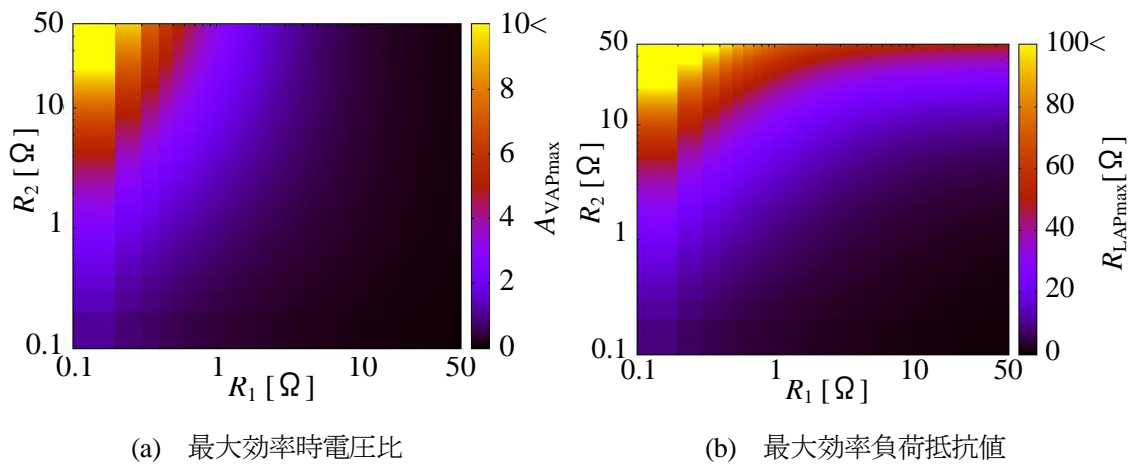


図 4.13 最大効率時の特性($L_m = 10$ uH)

ここまでの解析で、以下のことがわかった。

- ・ L_m が大きいほど効率は上昇する。
- ・ R_1 , R_2 のどちらかの値が低い場合に効率が上昇する。
- ・ R_1 を低減した場合、負荷での消費電力が増大する。

前記の通り、送受電器はコイルとコンデンサの直列接続回路で構成される。コイル形状を変化によってコイル自己インダクタンス成分だけでなく、コイル抵抗成分、相互インダクタンスが影響を受ける。一般的にコイルの巻き数を増やすとインダクタンスが増加し巻線長さが長くなるためコイル抵抗も増加し、自己インダクタンスの増加によって相互インダクタンスも増加する。巻き数を減らした場合はその逆である。一方コンデンサの変化は送受電器の共振周波数 ω_0 以外への影響は少なく、部品定数の変更は容易である。このことから、非対称送受電器において高効率な大電力伝送を行なうには、送電側のコイルは巻線長さを減らす等の工夫で損失を低減し、受電側のコイルは損失に対して許容性があるため受電側コイルの巻き数を増やすことで、相互インダクタンスを上昇させるという設計指針で設計を行なうことにより、大電力高効率電力伝送に適した送受電器が実現する。また、受電器の損失が許容できるということはコイル線材の断面積を少なくでき、抵抗率は劣るが軽量低価格な材料を使用できることにもつながり、EV へのワイヤレス充電の場合の受電器（車両側）の軽量低コスト化につながる。

4.2.4 まとめ

磁界共振結合によるワイヤレス給電について、送電器と受電器との形状が異なる非対称送受電器に関して、送受電器の損失と相互インダクタンスが変化した場合についての負荷抵抗値を効率最大となるようにした場合の効率、消費電力について解析を行った。その結果、高効率化のためには相互インダクタンスを大きくすることが重要であり、また送受電器のどちらかの損失が高い場合でも、もう一方のコイルの損失が低い場合にはある程度の効率向上が望めることがわかった。しかし送電器の損失が高い場合 2 次側に発生する電圧が低く負荷消費電力が低くなり、高効率大電力伝送が困難となることがわかった。この結果により非対称送受電器の設計指針について、送電器は損失低減に努め、受電器はコイル巻き数を増やし相互インダクタンスの向上をさせるような設計を行なうことが高効率大電力伝送には重要であることが明らかとなった。

4.3 中継器を用いた給電区間の延長

4.3.1 はじめに

走行中車両へのワイヤレス給電を考えた場合、1 組の通常の形状の送受電器のみでは給電可能区間が短くなってしまう。そこで給電区間を長くする必要があるが、送電器と受電器間の伝送距離を伸ばす方法として中継器を給電器と受電器の間に挿入する方法がある[56]。この中継器を道路に敷き詰めることで給電区間を長くできることが考えられる。この方法であれば車両位置検出が不要であり、中継器には配線が不要であるので埋設が容易となり施工コストが低く抑えられる(図 4.14)。過去の研究では地上側コイルの個数を決め、限定された条件下で解析を行っていた。

ここでは磁界共振結合を用いた走行中の EV へのワイヤレス給電において、まず中継器を用いた道路側コイルの負荷位置と効率の特性を解析し、道路側コイルの個数が変化した場合の負荷位置と効率の周波数特性を解析する。次に伝送周波数を送受電器の共振周波数と同一とした場合のクロスカップリング有無の場合の効率と一次側入力インピーダンスの変化を明らかにすることにより、クロスカップリングがある場合の回路的な状態について考察する。このことにより走行中ワイヤレス給電におけ

4.3 中継器を用いた給電区間の延長

る問題点について明らかにするものである。

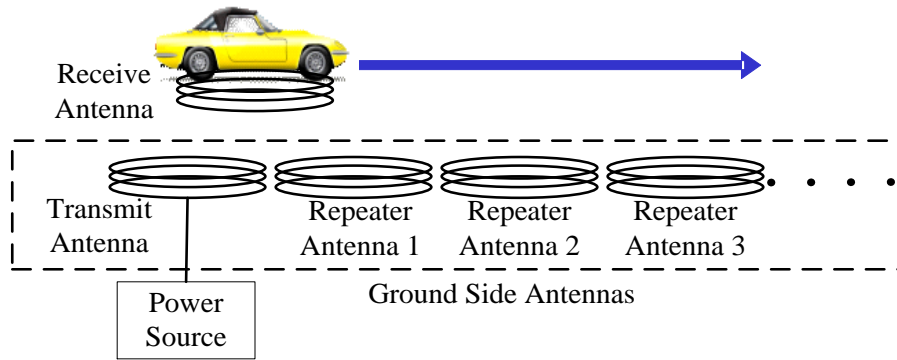


図 4.14 中継器を用いた給電区間の延長

4.3.2 中継器を用いた走行中ワイヤレス給電システムの等価回路

次に中継器を用いた走行中給電用送受電器の等価回路について考える。道路側コイルは図 4.14 のように敷設され、その上を受電器搭載の EV が通過する形となる。この中継器を用いた走行中給電の等価回路で表すと図 4.15 のように表される。この図では、地上側送電器の総数は 5 個とする。図 4.15 内の送電器内の V_s は電源電圧源の電圧、 I_s は電流、 L_s は送電コイルのインダクタンス、 C_s は共振用コンデンサの容量、 R_s は抵抗値であり損失を表す。また、中継器 n 、受電器内の L_{Rn} 、 L_L 、 C_{Rn} 、 C_L 、 R_{Rn} 、 R_L 、 I_{Rn} 、 I_L も同様である。 R_{LOAD} は負荷抵抗値を表す。 M_{SR1} 、 M_{R12} 、 M_{R23} は道路側コイル同士の結合を表す。送電器と中継器で構成される道路側コイルはそれぞれ隣り合うコイルと磁界によって結合している。2 つ隣のコイルには遠方であることから結合しないものとする。これら道路側コイル同士の結合に関してはコイル形状や位置関係で決まり、負荷の位置によって変化することはない。 M_{SL} 、 M_{R1L} 、 M_{R2L} 、 M_{R3L} は各道路側コイルと受電器の相互インダクタンスを表す。これらは負荷位置 X によって変化する[55]。

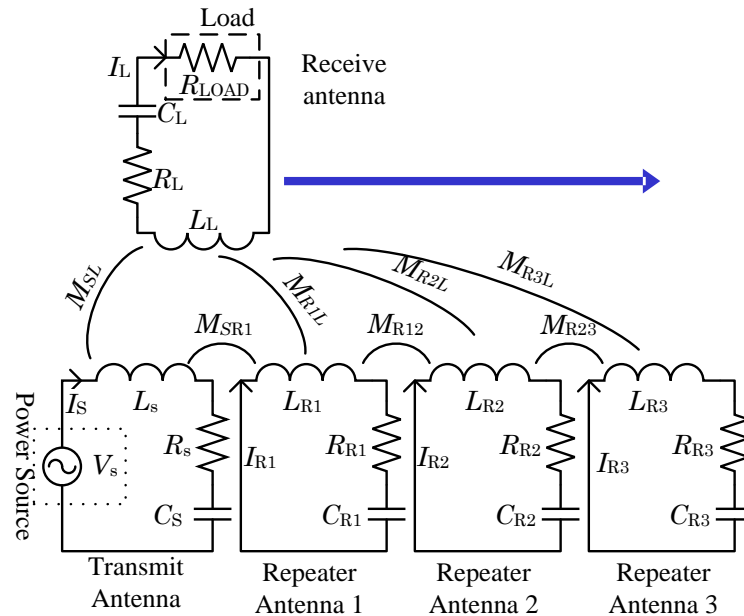


図 4.15 中継器による走行中給電用送受電器の等価回路

4.3.3 等価回路を用いた解析

これをもとに、送受電器総数 5 個の場合の回路方程式を求める。この場合の回路方程式をインピーダンス行列で表すと式(4.2)で表される。ただし行列内の成分は式(4.3)～式(4.14)で表される。

$$\begin{bmatrix} V_S \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 & Z_{15} \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} & 0 & Z_{25} \\ 0 & Z_{23} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} \\ 0 & 0 & Z_{34} & Z_{44} & Z_{45} \\ Z_{15} & Z_{25} & Z_{35} & Z_{45} & Z_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_S \\ I_{R1} \\ I_{R2} \\ I_{R2} \\ I_L \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$Z_{11} = R_S + j \left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S} \right) \quad (4.3)$$

$$Z_{22} = R_{R1} + j \left(\omega L_{R1} - \frac{1}{\omega C_{R1}} \right) \quad (4.4)$$

$$Z_{33} = R_{R2} + j \left(\omega L_{R2} - \frac{1}{\omega C_{R2}} \right) \quad (4.5)$$

$$Z_{44} = R_{R3} + j \left(\omega L_{R3} - \frac{1}{\omega C_{R3}} \right) \quad (4.6)$$

$$Z_{55} = R_L + R_{LOAD} + j \left(\omega L_L - \frac{1}{\omega C_L} \right) \quad (4.7)$$

$$Z_{12} = j\omega M_{SR1} \quad (4.8)$$

$$Z_{23} = j\omega M_{R12} \quad (4.9)$$

$$Z_{34} = j\omega M_{R23} \quad (4.10)$$

$$Z_{15} = j\omega M_{SL} \quad (4.11)$$

$$Z_{25} = j\omega M_{R1L} \quad (4.12)$$

$$Z_{35} = j\omega M_{R2L} \quad (4.13)$$

$$Z_{45} = j\omega M_{R3L} \quad (4.14)$$

次に式(4.3)を用いて、磁界共振結合の解析に必要な特性式を定義する。解析に使用する特性式は効率 A_P と一次側入力インピーダンス Z_{in1} である。 A_P 、 Z_{in1} はそれぞれ式(4.15)、式(4.16)で表される。

$$A_p = \frac{V_L \cdot \overline{I_L}}{V_S \cdot I_S} \quad (4.15)$$

$$Z_{in1} = \frac{V_S}{I_S} \quad (4.16)$$

次に前記で述べた走行中給電における等価回路を用いて受電器の位置、つまり車両位置が変化した場合に効率等の特性がどのような特性の変化があるかを解析する。解析に用いる各定数は実験に使用している送受電器に近い数値を使用する。送電器、各中継器、受電器それぞれ同一形状であるとする。すなわち $L_S, L_{R1}, L_{R2}, L_{R3}, L_L$ は 800 μH 、 $C_S, C_{R1}, C_{R2}, C_{R3}, C_L$ は 2000 pF、 $R_S, R_{R1}, R_{R2}, R_{R3}, R_L$ は 1.2 Ω とする。この場合の共振周波数 125.82 kHz である。負荷抵抗値 R_{LOAD} は 50 Ω とする。

次に相互インダクタンスについて述べる。まず、地上側送電器の位置関係について、地上側送電器は 40cm 間隔で等間隔に敷き詰められているものとする。また受電器は地上側送電器の上空 30cm の距離を図 4.16 のように移動するものとする。受電器位置 X [cm] は送電器中心の上空を 0cm とする。

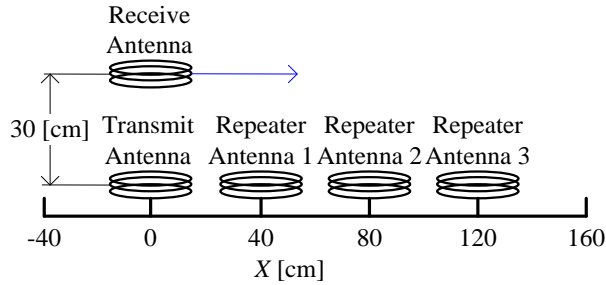


図 4.16 中継器の配置図

地上側送電器間の相互インダクタンス $M_{SR1}, M_{R12}, M_{R23}$ に関してはそれぞれ 25 μH とする。道路側送電器と受電器の相互インダクタンスの値 ($M_{SL}, M_{R1L}, M_{R2L}, M_{R3L}$) について、これらは受電器の位置 X によって変化する値であり、位置と相互インダクタンスの関係を知る必要がある。そこで電磁界シミュレータを用い、先に述べたコイルと同等のモデルを作成し、位置が X 方向にずれた場合の相互インダクタンスの値を求め、その結果をもとに多項式による近似を行った。その結果を表すと、受電器位置 X と $M_{SL}, M_{R1L}, M_{R2L}, M_{R3L}$ の関係は図 4.17(a) のグラフとなる。このグラフでは、 X によって複数の地上側送電器を結合するクロスカップリングが生じる。クロスカップリングが生じていない状況についても解析を行なうために、結合が最も強い地上側送電器のみと結合する状況を模擬したグラフを図 4.17(b) に示す。この状態においても解析を行い、クロスカップリングがある場合とない場合で比較を行なう。

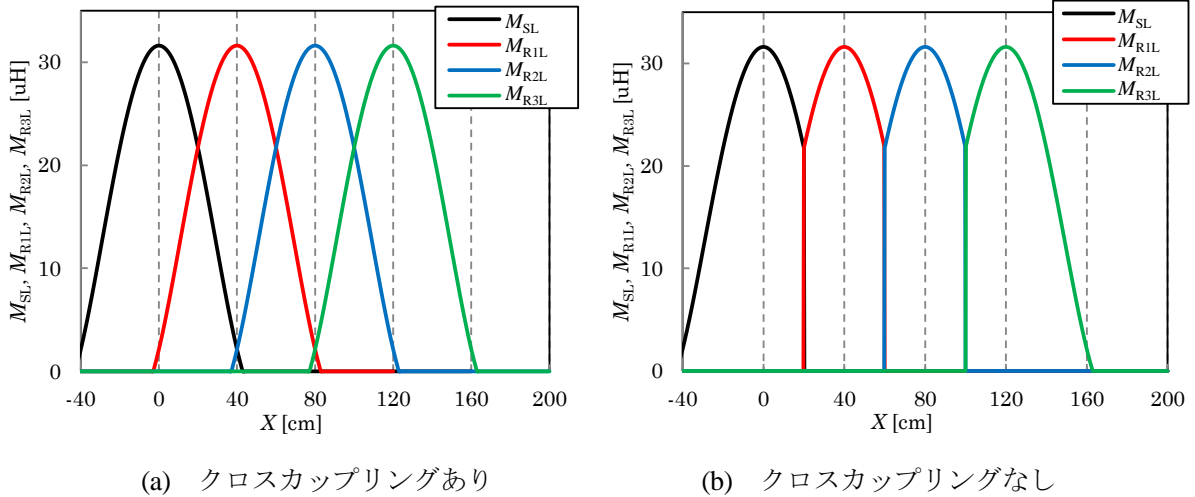


図 4.17 道路側コイルと受電器間の相互インダクタンス

まずクロスカップリングがない場合の効率の周波数特性を図 4.18 に示す。地上側送電器が 1 個の場合は、受電器位置 X が 0cm となる位置が共振周波数(125.82kHz)で最も高効率となっていることがわかる。地上側送電器が 2 個の場合は自己共振周波数において X が 0cm の点で効率が低く、地上側送電器 2 個目上空となる X が 40cm の点で効率が高くなることわかる。さらに地上側送電器 3 個の場合は 1 番目上空($X = 0$)と 3 番目上空($X = 80$)において高効率となり、地上側送電器 4 個の場合は、2 個目上空 ($X = 40$)と 4 個目上空($X = 120$)で高効率となる。共振周波数以外にも高効率となる周波数があるが、 X の変化とともにその高効率となる周波数が変化している。このように全給電区間にわたって高効率伝送な単一の周波数は存在しておらず、伝送効率が悪化するデッドゾーンが存在することがわかる。そしてそのデッドゾーンの位置は送電器の数によって変化する。

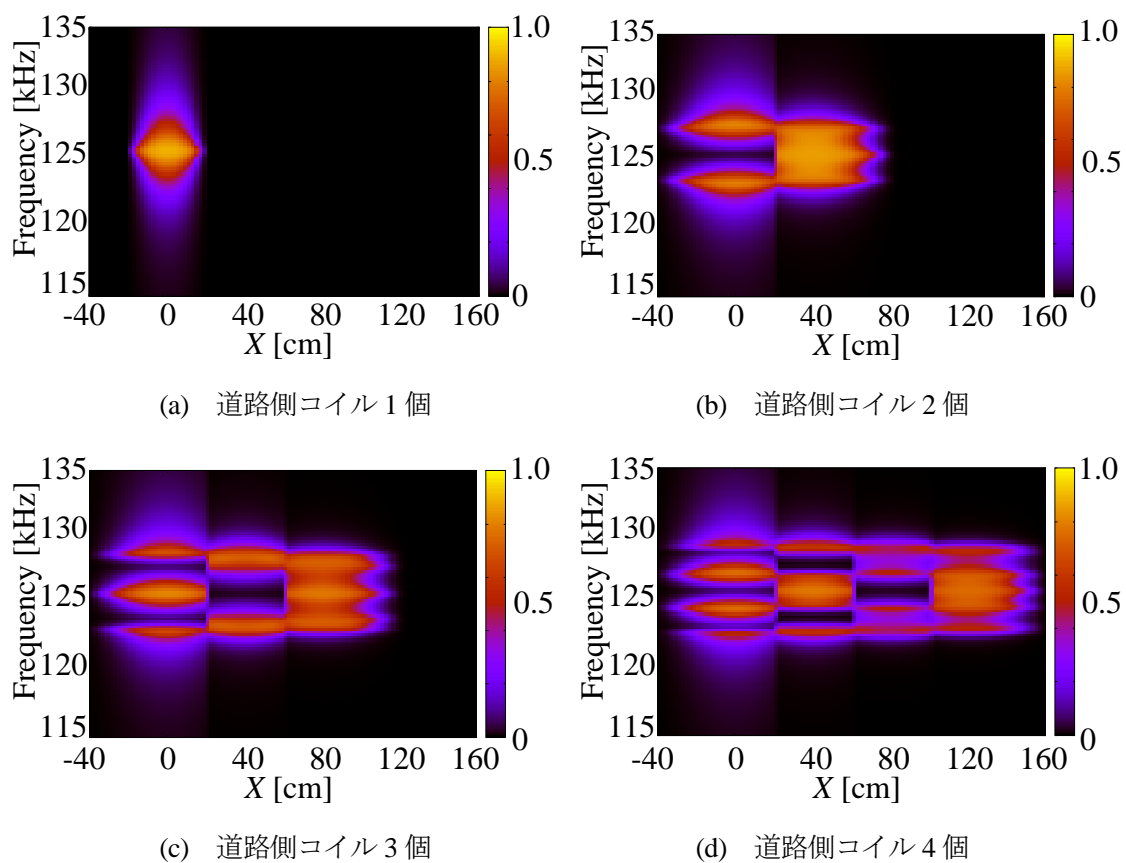


図 4.18 効率の周波数特性（クロスカップリングなし）

次に、クロスカップリングがある場合効率の周波数特性を図 4.19 に示す。これを見ると図 4.18 のクロスカップリングがない場合と比較しデッドゾーンがはっきりしていない。これは隣り合う地上側送電器の結合の影響を受けていることによる。

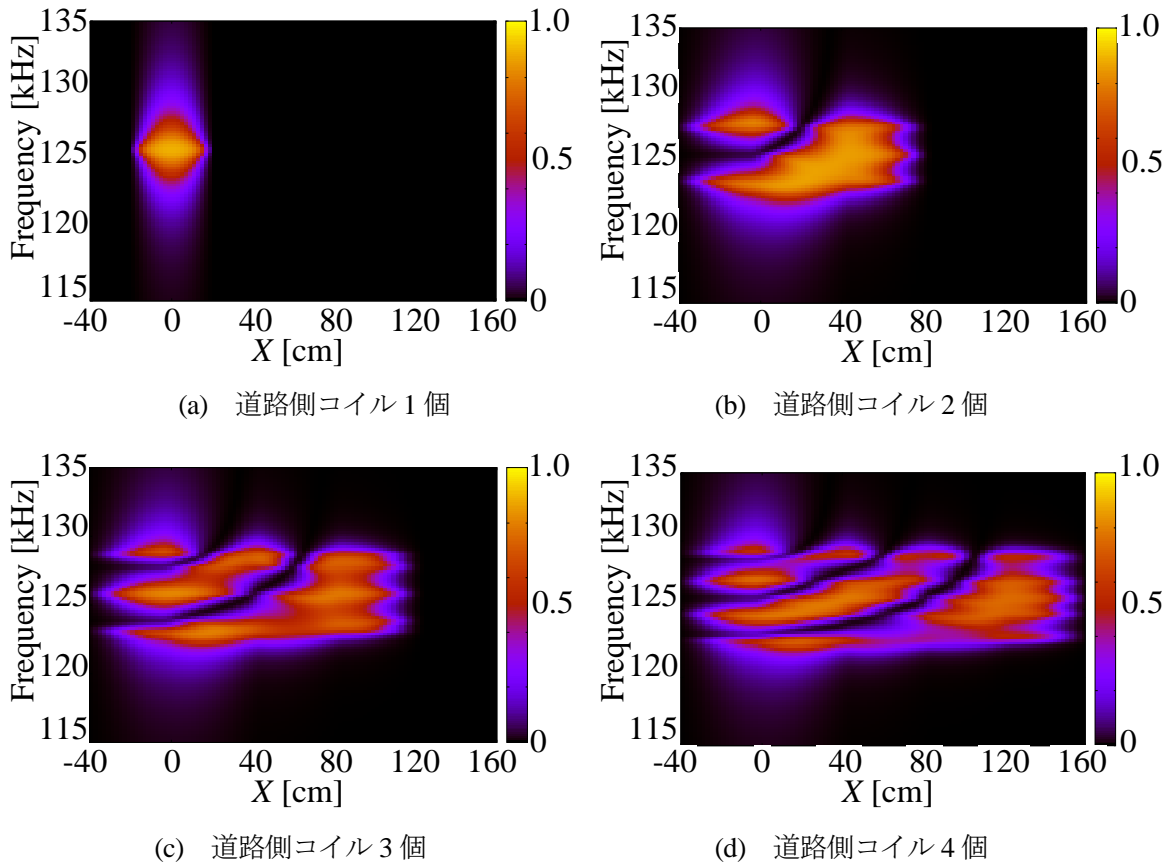


図 4.19 効率の周波数特性 (クロスカップリングあり)

次にクロスカップリング有無の場合の特性の変化を比較する。クロスカップリングがある場合とならない場合の共振周波数における効率と入力インピーダンスの位置特性をそれぞれ図 4.20 に示す。これらの図は道路側コイルが 3 個の場合である。図 4.20(a)をみると図 4.18 と同様にクロスカップリングがない場合はデッドゾーンがはっきりしているのに対し、クロスカップリングがある場合はデッドゾーンが少なく見え、効率の面で優位のように見えるが、図 4.20(b)の入力インピーダンスをみると、クロスカップリングが無い場合に発生していないリアクタンス成分が発生しており、力率が低下していることがわかる。

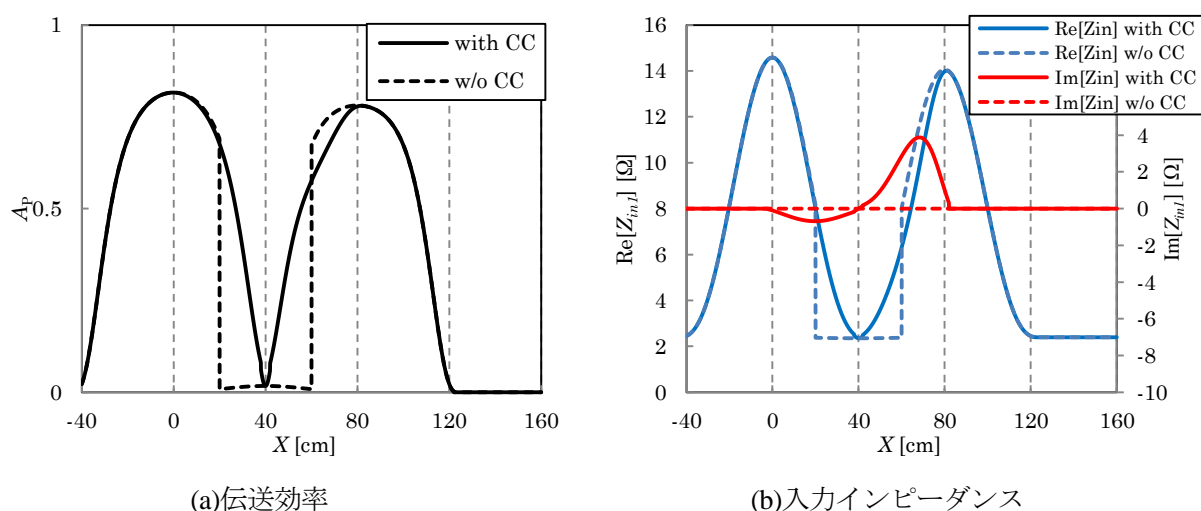


図 4.20 共振周波数における位置特性

4.3.4 まとめ

磁界共振結合における中継器を用いた走行中ワイヤレス給電において道路側コイルの数が変化した場合の負荷位置と効率の関係を、クロスカップリングがある場合とない場合で等価回路を用いて解析を行った。その結果一定の負荷抵抗値において高効率給電ができないデッドゾーンの位置は道路側コイルの数によって変化し、いかなる負荷位置においても効率が最大となる単一の周波数は存在しないことがわかった。また入力インピーダンスについても比較し、クロスカップリングにより入力インピーダンスにリアクタンス成分が発生することがわかり、力率改善のために何らかの対策が必要であることがわかった。今後、走行中給電の実現の為、デッドゾーンの低減とクロスカップリングの影響による力率低下の改善を行なう。

4.4 本章のまとめと今後の展望

4.4.1 まとめ

本章ではEVの走行中ワイヤレス給電に向けて給電区間を延長する方法の提案を行い、第2章で提案した入出力特性式をもとに解析を行った。

まず、走行中給電に用いられるであろう非対称送受電器についての解析を行った。電力伝送周波数を送受電器の共振周波数とする場合、従来の磁界共振結合の等価回路を用いた解析がそのまま適用でき、送受電器の損失に対する検討のみ行なうことで解析できることを示した。また効率最大となるよう二次側インピーダンスを設定した場合は送電側・受電側どちらかの損失を低減することで高効率な電力伝送が可能であるが、負荷消費電力を考慮した場合は送電側の損失を低減することが大電力伝送に対し有利であることが分かった。

給電区間の延長に用いられるであろう中継器を用いた地上側送電器についての解析を行った。その結果、地上側送電器の数、負荷の位置によって特性が大きく変化することが明らかとなった。また負荷の位置によって高効率伝送が不可能なデッドゾーンが存在し、そのデッドゾーンの位置は地上側送電器の個数の偶奇によって変化することが分かった。

4.4.2 今後の課題

考えられる非対称送受電器の設計方針

本章の解析により、EV の走行中ワイヤレス給電に用いられるであろう非対称送受電器の特性について明らかにした。解析結果から送電器の損失は小さくする必要があることが分かった。送電器の損失を小さくするためには送電コイルの抵抗値を下げる必要がある。しかし高効率化のためには同時に相互インダクタンスがある程度大きくする必要がある。そこで、図 4.21 に表される設計方針を提案する。まず送電コイルは低損失となるよう巻き数を少なくする。そして受電側は細線や安価な材質の線材を用いて巻き数を多くする。このことにより送電器の損失は低減し、かつある程度の相互インダクタンスを稼ぐことができる。また車両側は安価な線材を使用できるためユーザーの費用的な負担が少ない。これにより走行中給電に向けて EV への親和性が高い高効率大電力伝送に向けたコイル設計を行なうことができる。

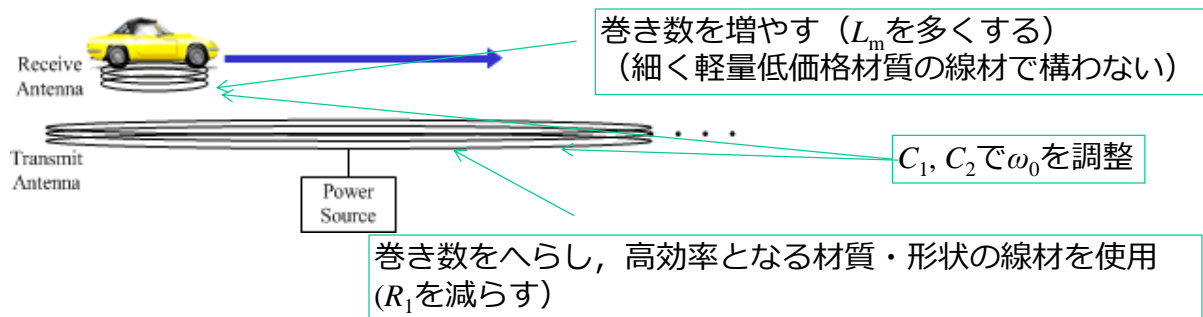


図 4.21 非対称送受電器の設計方針案

道路側コイルの配置・形状案

本章の解析により中継器を用いた道路側コイルについて、ただ同一形状のものを羅列しただけでは高効率給電が行えないデッドゾーンが発生してしまうことが分かった。また、2つの道路側コイルと受電器が結合するクロスカップリングが発生するような状況下では電源から見た力率が悪化する。そこでデッドゾーンを小さくできる道路側コイルの配置・形状案を提案する。まず、送電器と中継器を合わせた道路側コイルの個数は偶数個とする。このことにより無負荷時の電源から見た入力インピーダンスは大きくなり、車両が存在しない場合の一次側電流は低く抑えられる。次に、デッドゾーンが発生する部分のコイルは小さくする。このことにより給電区間に対するデッドゾーンが占める割合は小さくできる。さらにクロスカップリングが発生しないよう道路側コイル間の距離を工夫する。これによりクロスカップリングによる力率悪化を防止する。これらにより高効率でデッドゾーンが少なく無負荷時の制御が不要な道路側コイルが実現できる。

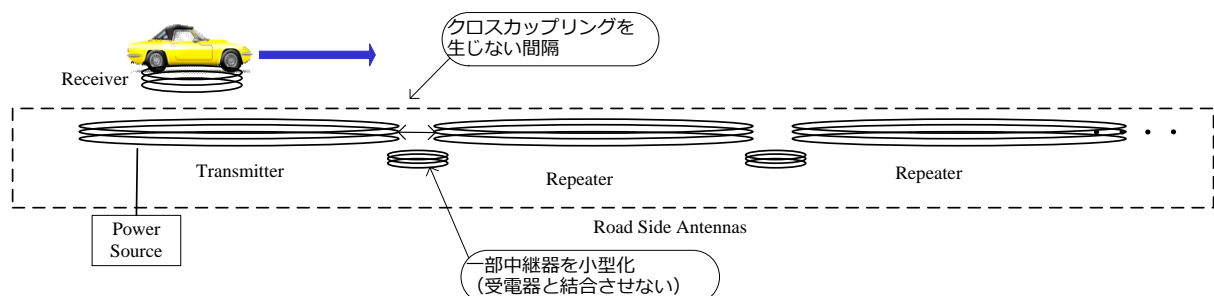


図 4.22 道路側コイルの配置・形状案

第5章 結言

5.1 まとめ

本学位論文では磁界共振結合を用いた電気自動車へのワイヤレス給電の実用化に向けて必要となる理論の構築を行い、実験によって具体例を示した。また、走行中のワイヤレス給電の実現に向けてワイヤレス給電システムの構成についての提案を行なった。

第1章では、序論としてワイヤレス給電に関する先行研究の現状紹介を行い、それを踏まえた本研究の方針について述べた。先行研究として近年のワイヤレス給電の研究の火付け役となった電磁界共振結合の発表から各研究機関での研究やインフラ側の要請など、電気自動車向けワイヤレス給電に関連する周囲の状況について述べ本研究の位置づけを明らかにした。

第2章では、電気自動車への給電に必要な長伝送距離・高効率・大電力伝送に向けた磁界共振結合の特性解明を行った。まず従来の解析方法の比較を行い、電気自動車向けワイヤレス給電に向けた解析方法、機器の構成について論じた。次に従来から議論されていた伝送効率以外に入出力の電圧比、電流比、入力インピーダンス、消費電力の関係式を明らかにし、これらの式を用いて負荷や伝送距離など実使用状態で発生しうる伝送状態の変化が起こった場合の特性変化について解析を行った。これらのことにより、高効率化のためには送受電器の性能や伝送距離だけでなく負荷の状態が重要であること、効率と消費電力は両立せずアプリケーションに応じた選択が必要であることが明らかとなった。さらに入出力の特性式が明らかになったことから、伝送状態変化があった場合の電圧電流の振る舞いの計算が容易となり、ワイヤレス給電に必要な電源や負荷機器の設計が可能となった。また、イミタンス特性など、磁界共振結合が持つ特殊な挙動についても容易に説明が可能となった。

第3章では、第2章で明らかになった特性式を用いて長伝送距離・大電力かつ総合効率の向上に焦点を当てたワイヤレス給電を行なった。まず第2章で導出した特性式を用いて必要な消費電力と送受電器のパラメータから高効率な状態となった場合に想定される各部の電圧・電流を明らかにした。そしてこの情報をもとに高い効率を持つ高周波電源と整流器の制作を行った。その後抵抗負荷へ大電力の給電を行った。その結果伝送距離 30cm で総合効率 88.3%・負荷消費電力 3.4kW、伝送距離 40cm で 77.8%・1.7kW という結果を得ることができた。さらにこの知見を利用して市販の電気自動車へのワイヤレス給電実験を行ない、伝送距離 30cm で 3.3kW の給電を行なうことができた。次に双方向チョップを用いた最大効率・負荷電圧安定を両立した負荷側回路の提案を行なった。双方向チョップと蓄電素子を用いた回路を提案し、回路構成と制御方法について説明した。またチョップによる伝送効率改善に関する実験を行なった。このことにより電気自動車への親和性が高い回路構成で最大効率での電力伝送と蓄電素子への充電、負荷への一定電圧の供給を両立させることができ、チョップによって伝送効率が改善できることを示した。さらにこの知見を利用して当該回路を模型自動車へ実装して走行中ワイヤレス給電を行なった。これにより小型のモデルであるが提案方法によってキャパシタへの充電と負荷への安定電圧供給が実現でき、走行中ワイヤレス給電に応用できることを証明した。

第4章では、前章までに得られた結果をもとに電気自動車への走行中ワイヤレス給電に向けた構成に関する技術的な提案を行なった。まず、走行中給電に用いられるであろう送電コイルと受信コイルの形状が異なる非対称送受電器について解析を行った。その結果、送受電器の共振周波数を電力伝送

周波数として用いることで先に示した等価回路と特性式が使用可能であり、送受電器の損失に関する検討が重要であることが分かった。さらに送受電器の形状変化を模して損失が変化した場合の解析を行った。その結果、送電側・受電側どちらかの損失が大きい場合でも他方の損失を低減させることで伝送効率の高効率化が図れるが、大電力伝送には送電器の損失を低減させるような構造とすることが重要であることが示された。次に中継器による給電区間の延長について解析を行った。安価で容易な方法で給電区間を延長する方法として中継器を路面に羅列する方法があるがこの場合における伝送効率について解析を行った。その結果、路面側共振器（送電器、中継器）の数と負荷側の受電器の位置によって高効率な電力伝送が行えないデッドゾーンが発生することが明らかとなりデッドゾーン低減を目的とした地上側共振器の考案が必要であることが分かった。

本論文では、アカデミック性や新規性という名の目新しさばかりにとらわれず、実現に向けて有用な理論、情報、具体的な実験について述べた。このことにより電気自動車へのワイヤレス給電の実用化に貢献できるものとする。

参考文献

- [1] 一般社団法人次世代自動車振興センター：「平成 24 年度電気自動車・充電インフラ等の普及に関する調査報告書」，2013.1
- [2] 島村和樹，桑田雅敏，橋正好行：「ハイブリッド車・電気自動車・燃料電池車」，自動車技術，vol. 67, No. 8, pp. 84-92, 2013.8
- [3] 上田建仁：「自動車の未来への技術の貢献」，季報 エネルギー総合工学，Vol. 29, No. 4, pp.18-29, 2007.1
- [4] 栄部比夏里：「高エネルギー密度蓄電池の構築を目指して」，AIST Today, Vol. 9, No. 8, pp.8-9, 2009.8
- [5] 独立行政法人新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)：「NEDO 二次電池技術開発ロードマップ 2013」，2013.8
- [6] 菅原秀一：「電気自動車用電池のコスト分析」，『電気自動車と電池開発の展望』シーエムシー出版，pp. 83 - 99, 2011.4
- [7] 国土交通省：「道路運送車両の保安基準の細目を定める告示」，第 1 節第 7 条，2003.9
- [8] CHAdeMO 協議会：「電気自動車用急速充電器の設置・運用に関する手引書」，2010.2
- [9] 本田技研工業：「Honda | ライフ / ライフ DIVA | スペック:Life スペック」，
<http://www.honda.co.jp/LIFE/webcatalog/spec/>，2013.12.1 アクセス
- [10] トヨタ自動車：「toyota.jp クラウン セダン | スペック | 諸元表」，
http://toyota.jp/crownsedan/005_b_007/spec/spec/，2013.12.1 アクセス
- [11] 三菱ふそうトラック・バス：「キャンター ラインアップ / カーゴ / 主要諸元」，
<http://www.mitsubishi-fuso.com/jp/lineup/truck/canter/10n/lineup/cargo/specification/index.html>，
2013.12.1 アクセス
- [12] 松下電工：「リニアスモーター3D ES8003 取扱説明書」
- [13] 「宇宙太陽光発電 空から電気が降ってくる 宇宙太陽光は昇るか (特集 宇宙民営化元年)」，日経エレクトロニクス，No. 1099, pp. 38-40, 2013.1
- [14] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances.,” *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83-6, Jul. 2007.
- [15] Aristeidis Karalis, J.D. Joannopoulos and Marin Soljačić, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” *Annals of Physics*, Volume 323, Issue 1, January 2008, Pages 34-48, January Special Issue 2008
- [16] WiTricity, “WiTricity Corp. - About the Company”，
<http://www.witricity.com/pages/company.html>, 2013.12.1 アクセス
- [17] WiTricity, “WiT-3300 Deployment Kit”, datasheet
- [18] 長野日本無線：「無線給電システムの開発に成功」，プレスリリース，2009.8.17
- [19] 日経エレクトロニクス：「コイル間の効率は 98%以上 長野日本無線が無線給電装置を公開」，『ワイヤレス給電 2010』日経 BP 社，pp.135 - 137, 2010.3
- [20] 長野日本無線：「『大電力ワイヤレス充電システム』の開発に成功」，プレスリリース，2011.6.1

- [21] 堀内雅城, 小林茂, 平野圭蔵, 新井栄, 石川明彦:「kW クラス磁界共鳴ワイヤレス電力伝送における電磁界シミュレーションと磁界分布計測の対比評価」, 電子情報通信学会技術報告 WPT2011-20, 2011.12
- [22] 中日本高速道路:「日本で初めて高速道路維持管理用の電気自動車 (EV) を開発!」, プレスリリース, 2013.6.27
- [23] Impress Watch:「NEXCO 中日本、EV トラック新型「キャンター E-CELL」で秋に実証実験 / ワイヤレス給電を持つ道路維持作業車として新東名・東名で作業予定 - Car Watch」, http://car.watch.impress.co.jp/docs/news/20130702_605983.html, 2013.12.1 アクセス
- [24] 昭和飛行機:「非接触給電システム SIPS」, 製品カタログ
- [25] 高橋俊輔:「[特別講演] 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報告 WPT2012-22, 2012.11
- [26] 大平孝:「電化道路電気自動車 (特集 進化する道路関連技術) - (最新の道路インフラ)」, 自動車技術, vol. 67, no. 10, pp. 47-50, 2013.10
- [27] 大平孝:「[招待講演]自動車タイヤを介するゼロギャップ走行中給電」, 電子情報通信学会技術報告 WPT2012-17, 2012.8
- [28] H. Hasegawa, T. Murai, and T. Yamamoto, “Running Tests of a Combined SC Type Linear Generator,” *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 123, no. 2, pp. 156-163, Feb. 2003.(In Japanese)
- [29] 星野宏則, 鈴木江里光, 渡邊健:「1 次・2 次支持系アクティブ制御による浮上式車両の振動低減」, 鉄道総研報告, vol. 21, no. 9, pp. 5-10, 2007.9
- [30] 坂本泰明, 柏木隆行, 鈴木江里光:「零相誘導集電システムの開発 (特集 浮上式鉄道技術)」, 鉄道総研報告, vol. 19, no. 6, pp. 25-30, 2005.6
- [31] 国土交通省:「第 19 回「超電導磁気浮上式鉄道実用技術評価委員会」の開催結果について」, 国土交通省報道発表資料, 2011.9
- [32] 新エネルギー・産業技術総合開発機構:「ハイウェイ走行非接触給電システムの研究開発」, 平成 21 年度成果報告書, 2010.4
- [33] 新エネルギー・産業技術総合開発機構:「走行中非接触給電システムの研究開発」, 平成 22 年度分中間年報, 2011.7
- [34] 新エネルギー・産業技術総合開発機構:「走行中非接触給電システムの研究開発」, 平成 23 年度分中間年報, 2012.5
- [35] J. Huh and C.-T. Rim, “KAIST Wireless Electric Vehicles - OLEV,” in *EVTeC'11*, 2011.5, pp. 1 - 7.
- [36] Chun T. Rim, “The Development and Deployment of On-Line Electric Vehicles (OLEV),” in *ECCE2013*, 2013.9
- [37] 小原弘志:「国土技術政策総合研究所における電気自動車に関する研究動向 (特集 進化する道路関連技術) - (最新の道路インフラ)」, 自動車技術, vol. 67, no. 10, pp. 51-57, 2013.10
- [38] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, “Study of Magnetic and Electric Coupling for Contactless Power Transfer Using Equivalent Circuits,” *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 130, no. 1, pp. 84-92, 2010.(In Japanese)
- [39] T. C. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh, and Y. Hori, “Automated Impedance Matching System for Robust Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 3689-3698, Sep. 2013.
- [40] 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 *Intelec 2012*, 2012, pp. 1-5.
- [41] H. Irie, N. Minami, H. Minami, and H. Kitayoshi, “Non-Contact Energy Transfer System Using Immittance Converter,” *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 120, no. 6, pp. 789-794, Jun. 2000.(In Japanese)
- [42] 遠井敬大, 工藤貴広, 金子裕良, 阿部茂:「低電圧大電流負荷である電気二重層キャパシタの充電に適した非接触給電システム」, 平成 25 年電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC13-13,

pp.77-82, 2013.1

- [43] 高橋俊輔：「非接触充電の現状と今後の展開」，次世代自動車支援センター埼玉 第1回次世代自動車技術セミナー資料，2012.3.14
- [44] ローム：「SCT2080KE datasheet」
- [45] 加藤昌樹：「磁界共振結合を用いた電気自動車向けワイヤレス給電システムの基礎研究」，修士論文，2011.3
- [46] 出雲村田製作所：「パワーエレクトロニクス用大容量積層セラミックコンデンサ EVC シリーズのご紹介」
- [47] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, "Wireless Power Transfer during Displacement Using Electromagnetic Coupling in Resonance," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 130, no. 1, pp. 76–83, Jan. 2010.(In Japanese)
- [48] IXYS, "DSEU120-06A Data sheet"
- [49] Y. Moriwaki, T. Imura, and Y. Hori, "Basic study on reduction of reflected power using DC/DC converters in wireless power transfer system via magnetic resonant coupling," in *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2011, pp. 1–5
- [50] K. Takuzaki and N. Hoshi, "Consideration of Operating Condition of Secondary-side Converter of Inductive Power Transfer System for Obtaining High Resonant Circuit Efficiency," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 132, no. 10, pp. 966–975, 2012.(In Japanese)
- [51] 富士電機：「2MBI100TA-060 SPECIFICATION」
- [52] K. Thongnumchai, A. Hanamura, Y. Naruse, K. Takeda, "Design and Evaluation of a Wireless Power Transfer System with Road Embedded Transmitter Coils for Dynamic Charging of Electric Vehicles," in *The 27th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 2013.11
- [53] J. W. Kim, H.-C. Son, D.-H. Kim, J.-R. Yang, K.-H. Kim, K.-M. Lee, and Y.-J. Park, "Wireless power transfer for free positioning using compact planar multiple self-resonators," in *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, 2012, pp. 127–130.
- [54] 三輪圭史，金田純弥，菊間信良，平山裕，榊原久二男：「磁界主結合共振を利用した無線電力伝送における送信コイルのアレー化に関する一検討」，電子情報通信学会技術報告 WPT2012-09，2012.7
- [55] 加藤昌樹，居村岳広，堀洋一：「中継器による走行ワイヤレス給電の相互結合を考慮した等価回路解析」，電子情報通信学会技術報告 WPT2012-38，2012.12
- [56] T. Imura, "Equivalent Circuits of Repeater Antennas for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 131, no. 12, pp. 1373–1382, Dec. 2011.(In Japanese)

発表文献・実績

査読付き学術論文

1. 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一:「磁界共振結合によるワイヤレス給電における双方向チョッパを用いた伝送効率の向上と負荷電圧安定システムの提案」(投稿準備中)
2. 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一:「磁界共振結合によるワイヤレス給電における負荷抵抗値と伝送距離が変化した場合の入出力特性の変化」(投稿準備中)
3. 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一:「磁界共振結合によるワイヤレス給電における非対称送受電器の特性」(投稿準備中)

国際会議発表（査読あり）

1. Masaki Kato, Takehiro Imura, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori, "Loss Reduction in Antenna for Wireless Power Transfer by Magnetic Resonant Coupling," in *EVTec'11*, 2011.5, pp. 1-5
2. 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 *Intelec 2012*, 2012.10, pp. 1-5.
3. 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 *The 27th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 2013.11

国内学会・研究会等発表

1. 加藤昌樹, 居村岳広, 内田利之, 堀洋一:「磁界共振結合におけるインピーダンス変換素子を用いた伝送距離と効率に関する研究」, 電気学会研究会資料. IIC, 産業計測制御研究会, vol. 2010, no. 15, pp. 41-44, 2010.3
2. 加藤昌樹, 居村岳広, 内田利之, 堀洋一:「磁界共振結合における自己共振周波数を利用したワイヤレス電力伝送」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, vol. 2, pp. II-289 - II-292, 2010.8
3. 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一:「走行中ワイヤレス給電用アンテナに関する受電位置と効率に関する検討」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, vol. 2, pp. II-219 - II-222, 2012.8
4. 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一:「中継器による走行ワイヤレス給電の相互結合を考慮した等価回路解析」, 電子情報通信学会技術報告 WPT2012-38, 2012.12

その他発表（査読なし）

1. M. Kato, "Loss Reduction in Antenna for Wireless Power Transfer by Magnetic Resonant Coupling," in *The 11th Seoul National University – The University of Tokyo Joint Seminar on Electrical Engineering*, 2011.12
2. M. Kato, Takehiro Imura and Yoichi Hori, "The Characteristics when Changing Transmission Condition in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling," in *SNU – UT Joint Seminar*, 2013.3

共著論文

1. 居村岳広, 岡部浩之, 小柳拓也, 加藤昌樹, ベーテックチュアン, 大手昌也, 島本潤吉, 高宮真,

- 堀洋一：「BS-9-5 Hz～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(BS-9.バッテリーレス社会を目指した無線送電技術-ユビキタス電源から SPS へ-,シンポジウムセッション)」, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, 2010, no. 1, pp. 24-25
2. 大手昌也, 居村岳広, 岡部浩之, 加藤昌樹, 内田利之, 堀洋一：「電磁界共振結合を用いた非接触電力伝送システムにおける電力反射による電力伝送効率への影響の考察」, 電気学会研究会資料. IIC, 産業計測制御研究会, 2010, vol. 2010, no. 15, pp. 35-39
 3. 岡部浩之, 居村岳広, 加藤昌樹, 小柳拓也, 大手昌也, チュアンバーテック, 内田利之, 堀洋一：「B-1-28 kHz 帯における磁界共振結合の実現とフェライトの効果(B-1. 1・伝播 A(電波伝搬,非通信利用),一般セッション)」, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, no. 1, p. 28, Mar. 2010
 4. T. C. Beh, T. Imura, M. Kato, and Y. Hori, "Basic study of improving efficiency of wireless power transfer via magnetic resonance coupling based on impedance matching," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 2011-2016.
 5. Teck Chuan Beh, Takehiro Imura, Masaki Kato, Yoichi Hori : 「Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant Coupling at Restricted Frequency Range -Fixing Resonance Frequency With Impedance Matching-」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, vol. 2, pp. II-263 - II-266, 2010.8
 6. Takehiro Imura, Takuya Koyanagi, Masaki Kato, Teck Chuan Beh, Yusuke Moriwaki, Yoichi Hori, "Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling from the Standpoint of an Equivalent Circuit," in ISAP2011, 2011.10
 7. 谷川雄介, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一：「磁界共振結合方式を用いた三相交流ワイヤレス電力伝送の基礎実験」, 平成 25 年電子通信情報学会総合大会, 2013.3
 8. 谷川雄介, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一：「磁界共振結合による三相交流伝送での共振器位置の回転変化に関する実験」, 電気通信学会技術報告 WPT2013-11, 2013.6
 9. 谷川雄介, 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一：「磁界共振結合による三相交流伝送での共振器位置の回転変化に関する実験と最大効率となる負荷抵抗値計算」, 2013 年電子通信情報学会ソサイエティ大会, 2013.9
 10. T. C. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh, and Y. Hori, "Automated Impedance Matching System for Robust Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 3689-3698, Sep. 2013.
 11. Y. Tanikawa, M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, "Experiment of Magnetic Resonant Coupling Three-phase Wireless Power Transfer," in *The 27th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 2013.11

講演

1. 加藤昌樹：「磁気共振結合にもとづくワイヤレス給電」, 北京科技大学での講演, 中華人民共和国北京市, 2011.4.5
2. 加藤昌樹：「磁気共振結合にもとづくワイヤレス給電」, 北京交通大学での講演, 中華人民共和国北京市, 2011.4.7
3. 加藤昌樹：「磁気共振結合にもとづくワイヤレス給電」, キャパシタフォーラムでの講演, 埼玉県新座市, 2011.6.17
4. 加藤昌樹：「東京大学 堀・藤本研におけるワイヤレス給電に関する研究への取り組み」,自動車技術会ワイヤレス給電システム技術部門委員会での講演, 東京都文京区, 2012.7.6
5. 加藤昌樹：「磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送の実験機制作と実験方法について」, 自動車技術会ワイヤレス給電システム技術部門委員会での講演, 東京都千代田区, 2013.7.5
6. 加藤昌樹：「長距離高効率伝送を実現する磁界共振結合によるワイヤレス給電の研究」, 電気学会四国支部主催公演会での講演, 徳島県徳島市, 2013.12.9

受賞

1. 2011 年, 自動車技術会大学院研究奨励賞

雑誌

1. 加藤昌樹 : 「北京訪問」, キャパシタフォーラム会報, Vol. 7, pp.8 - 9, 2011
2. 加藤昌樹, 居村岳広, 堀洋一 : 「磁界共振結合によるワイヤレス給電システムの制作」, トランジスタ技術 2014 年 4 月号 (投稿要請あり。投稿済み)

特許 (出願済)

1. 木村俊広, 曾我部敦士, 堀洋一, 居村岳広, 加藤昌樹 : 「アンテナおよびワイヤレス給電装置」, 特願 2012-271325, 2012.12.12 出願

マスコミ出演

1. 「電源コードなしでも電球は光る！？驚異の新技术“ワイヤレス給電”に注目！」, BS ジャパン 世の中進歩堂, 2010.6.4 (アシスタントとして出演, 主に堀洋一教授の取材)

謝辞

本研究を行なうにあたり，終始熱心な御助言・御指導をして下さいました指導教員の堀洋一教授に心より御礼申し上げます。研究に対するご指導のみならず，見識を広めるための数々の機会を与えてくださったことに感謝いたします。

また研究に関する詳細をご指導いただきました藤本博志准教授，呉世訓助教，居村岳広助教，内田利之技官に御礼申し上げます。

研究室内ワイヤレスチームの皆様に感謝いたします。特に森脇氏，坪香氏，谷川氏，長井氏，山本氏，成田氏には機器の製作や実験面でお世話になりました。

国土交通省国土技術政策総合研究所 小原様には走行中給電に関する道路側の技術的な要件や政策面でのご助言や実験装置の制作・評価でご協力頂きました。(株)パイオラックス 木村様，曾我部様には大電力給電に関して送受電器等の実験装置の設計製作・実験でご助言・ご協力を頂きました。(公財)自動車技術会 ワイヤレス給電システム技術部門委員会メンバーの皆様には広範囲にわたる情報交換やご助言を頂きました。厚く御礼申し上げます。

最後に，私生活を支えてくれた妻に感謝いたします。