東京大学 大学院新領域創成科学研究科 基盤科学研究系 先端エネルギー工学専攻

# 平成22年度

# 修士論文

# 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

2011 年 2 月提出 指導教員 堀 洋一 教授

47-096063 加藤 昌樹

## 内容梗概

エネルギー問題、環境問題の観点から、内燃機関を利用した自動車から電気自動車への移行が必定と なっている。しかし、現在の電気自動車には充電に関連する問題がある。それを解決する手段の一つ として、ワイヤレス電力伝送技術が注目されている。

ワイヤレス電力伝送技術とは、ケーブルを使用せず電力を負荷へ送る技術であり、電気自動車への 充電のほか、モバイル機器への給電等、その需要と期待は高まっている。ワイヤレスで電力伝送をす る方法は各種あり、その中でも電磁界共振結合は、比較的大きい伝送距離と高い効率を確保でき、電 気自動車への給電には最適である。

従来の研究では、測定器による極小電力、負荷を一定の抵抗負荷として評価を行ってきており、実際の電気自動車への給電を想定した研究は途上にある。本論文では、実際に電気自動車への給電を想 定した際の問題点と解決法を提案することにより、電磁界共振結合を使用した電気自動車へのワイヤ レス給電の実用化に筋道をつけるものである。

# 第1章 目次

第1章	序論	
1.1	研究の背景	1
	1.1.1 電気自動車の普及と充電に関する問題点	1
	1.1.2 ワイヤレス給電の発達	2
1.2	研究の目的	3
	1.2.1 従来の研究について	3
	1.2.2 本研究の研究目的	3
1.3	論文の構成	3
第2章	ワイヤレス電力伝送の概要	4
2.1	歷史	4
	2.1.1 ニコラ=テスラによる世界システム	4
	2.1.2 電磁界共振結合の発表	5
2.2	現在の研究動向	6
2.3	ワイヤレス給電と電気自動車	9
	2.3.1 電気自動車への移行と、エネルギー補給スタイルの変化	9
	2.3.2 電気自動車にワイヤレス給電を適用する意義	10
2.4	電気自動車向けワイヤレス給電システムについて	12
	2.4.1 想定されるシステム構成	12
	2.4.2 システムの要件・仕様	12
第3章	磁界共振結合の特性	14
3.1	従来の研究について	14
	3.1.1 電界共振結合と磁界共振結合の等価回路化	14
	3.1.2 特性の表現方法・測定方法	15
3.2	電圧・電流で表す磁界共振結合の入出力特性	17
	3.2.1 電圧・電流を用いた特性の定義	17
	3.2.2 各特性の式	18

	3.2.3 電力増幅率,入力インピーダンスの属	周波数特性19
	3.2.4 電力伝送可能な周波数	
3.3	自己共振周波数による電力伝送	
3.4	本章のまとめ	
	3.4.1 まとめ	
	3.4.2 今後	
第4章	電気自動車への給電に適したアンテナ	
4.1	従来のアンテナの研究	
	4.1.1 磁界共振結合用アンテナ	
	4.1.2 ピッチ依存性の研究	
	4.1.3 KHz 用アンテナの研究とその問題点	
4.2	損失と、最大効率、最大電力の関係(効率を	- 減らす必要性)37
4.3	銅損・表皮効果について	
	4.3.1 表皮効果について	
	4.3.2 線材の種類による表皮効果の影響	
4.4	寄生線間容量と損失の関係について	
	4.4.1 巻き線容量を考慮したアンテナ等価回	回路について41
	4.4.2 巻き線容量を考慮した場合の等価回路	各と損失の式42
	4.4.3 多層化による巻き線容量と損失の影響	暨
4.5	本章のまとめ	
	4.5.1 まとめ	
	4.5.2 今後	
第5章	大電力での給電について	
5.1	はじめに	
5.2	電源装置について	
	5.2.1 方式について	
	5.2.2 仕様等	
5.3	アンテナ部分	
	5.3.1 ショート型アンテナ用直列コンデンサ	ナの耐電圧・耐電流について50
	5.3.2 作成した大電力用アンテナについて	

5.4	負荷側回路	52
5.5	大電力電力伝送実験	53
5.6	本章のまとめ	55
	5.6.1 まとめ	55
	5.6.2 今後	55
第6章	結論	56
6.1	まとめ	56
6.2	今後の課題	56
謝辞		57
参考文献		58
発表文献		59

# 第1章 序論

電気自動車が普及の兆しを見せているが、現在の電気自動車には、航続距離、充電方法など、バッ テリーのエネルギー密度の低さに由来する問題点を持っている。この問題を解決する1つの方法とし て、ワイヤレス給電が注目されている。本章では、序論として研究の背景、目的、本論文の構成につ いて述べる。

## 1.1 研究の背景

#### 1.1.1 電気自動車の普及と充電に関する問題点

エネルギー問題,環境問題の観点から,ガソリン等を燃料とした内燃機関による自動車から,電気 自動車に移行していくのは疑いの余地のない趨勢である。近年,各社から電気自動車が発売され普及 の兆しを見せている(図 1.1) [1][2][3]。しかし,電気自動車には航続距離が短く充電動作が頻繁に なるという欠点をもつため,給電操作はできるだけ簡易的である必要がある。また,操作は専門の係 員ではなくユーザーが家庭や出先等で給電装置を扱うことになるため,安全上の配慮が必要となる。 そこで,給電方法が「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, 自動車を所定の場所に駐車するだけで充電装置をユーザーが意識して扱うことなく,簡単,安全に給 電することができるようになり,多大な利便性と機能性をもたらし、電気自動車の普及を促進するこ とができる(図 1.2)。



(a)日産 リーフ



(b) 三菱自動車 i-MIEV

図 1.1 各社電気自動車の充電



(c)スバル プラグインステラ



図 1.2 電気自動車へのワイヤレス給電

## 1.1.2 ワイヤレス給電の発達

以前からワイヤレス給電技術は存在し、家電等に利用されている(図 1.3) [4]。しかし、伝送効率 が低いものであったり大きい伝送距離を確保することができないことがあり、電気自動車への給電に 適するものではなかった。



図 1.3 ワイヤレス給電を利用した家電 (ES8003(パナソニック電工))

しかし、2006年にマサチューセッツ工科大学より発表された論文"Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer"では、電磁界の共振を利用した「電磁界共振結合」方式を用いて、1mの 伝送距離で効率 90%、2m の伝送距離で 60%もの高効率で電力伝送が可能であることが示された(図 1.4) [8]。この技術を応用することにより、電気自動車への高効率なワイヤレス給電が実用する可能 性が高い。



図 1.4 電磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送

## 1.2 研究の目的

#### 1.2.1 従来の研究について

従来より電磁界共振結合の研究は行われている。しかし,電磁界共振結合の入出力特性を信号の入 射・反射の関係を表した"Sパラメータ"で議論されており,入出力の電圧電流の関係が分かりにくく, 機器の設計が困難となっている。また,特性の評価方法は計測器による小電力で行っており,大電力 での場合については研究途上にある。負荷についても,一定の抵抗値である定抵抗負荷の場合のみ議 論されており抵抗値が変化した場合が検討されていない。実際の電気自動車の負荷はバッテリーやキ ャパシタであり負荷抵抗値は大きく変化するため,この部分の議論も必要である。

#### 1.2.2 本研究の研究目的

上記を受け、本研究の研究目的は以下のとおりとする。磁界共振結合の入出力の電圧・電流とエア ギャップの関係を明らかにすることにより、現象を電圧電流の関係で表現できるようにし、機器設計 が容易に行えるようにする。またアンテナに関して、大電力給電に適するよう低損失化するために重 要なポイントを明らかにする。その後、高周波電源・負荷回路を含めシステム全体を構築し、大電力 での動作について検討し、今後の大電力化への研究に結び付ける。

### 1.3 論文の構成

本論文「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」の構成は以下のとおりで ある。まず、本章(第1章)では、現在の電気自動車の問題点と、その問題点の解決法の1つとして ワイヤレス給電が有望であることについて述べる。第2章では、ワイヤレス電力伝送の歴史と、現在 の研究動向、ワイヤレス電力伝送を電気自動車に適用させる意義と、システム構成・システム要件に ついて述べる。第3章では、磁界共振結合について、従来の研究内容の紹介、入出力の電圧、電流の 関係から求めた特性について、理論と実験結果を用いて述べる。第4章では、電気自動車への給電用 ワイヤレス電力伝送用アンテナについて、大電力化で発生する問題点と解決法について述べる。第5 章では、比較的高出力のワイヤレス電力伝送システムを実際に構築し、実際に電力伝送を行うことに より問題点を明らかにする。最後に、第6章として本論文のまとめと今後の課題について述べる。

# 第2章 ワイヤレス電力伝送の概要

ワイヤレスで電力を送ろうという試みは、以前から存在し、また実用化もされてきた。しかし、伝 送距離や効率面で欠点をもち、適用できるアプリケーションは限られていた。本章では、ワイヤレス 電力伝送の歴史と現在の研究動向について述べ、近年新たに発表された「電磁界共振結合」について 述べる。次に、電気自動車への給電について考え、電気自動車へのワイヤレス給電適用の利点につい て述べる。

# 2.1 歴史

### 2.1.1 ニコラ=テスラによる世界システム

ワイヤレス電力伝送の実験を始めて試みたのはニコラ・テスラ(Nikola Tesla)であるといわれて いる。彼は高周波の高電圧を発生させる「テスラコイル」と呼ばれる共振変圧器を利用して全世界に 電力を供給する「世界システム」の構想を抱いていた(図 2.1)。そして、ウォーデンクリフタワー、別 名テスラタワーと呼ばれる搭を建設し、研究を行っていた。しかし、資金面で中断を余儀なくされ、 その後、テスラタワーは第一次世界大戦の影響で撤去された。[9][10][11]



(a) ニコラ・テスラ

(b) ウォーデンクリフタワー

図 2.1 テスラによるワイヤレス電力伝送

#### 2.1.2 電磁界共振結合の発表

その後、マイクロ波、電磁誘導、レーザー等を用いたワイヤレス電力伝送の試みはあり、一部は実用 化された。2006年になって、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 らの論文によって発表された[8]。この論文では、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 2.2),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(式 2.1)(式 2.2)。その後発表された論文[7]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離した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 2.3)。

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

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



(a) 2つの誘電体ディスクの場合

#### 図 2.2 電磁界共振結合の電磁界シミュレーション



(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 2.3 MIT による電磁界共振結合の実験

# 2.2 現在の研究動向

MIT の発表以降,非接触給電は脚光を浴び,各研究機関,各企業で研究されている。その中でも, 電気自動車をターゲットにしている研究について紹介する。

昭和飛行機工業(株)では、従来より電気自動車へのワイヤレス給電の研究が行われており、すで に実用化に向けて各地で試験運転を行っている[12]。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 10cm ほどしか確保できないため、送信コイル(1次 コイル)は地中に埋設せず、地表に置く形になっている(図 2.4、表 2.1)。



(a) 地上側ピックアップコイル (b) 車両側ピックアップコイル



(c) システム概要図

図 2.4 昭和飛行機による バスへのワイヤレス給電

表 2.1 製品仕様

タイプ	効率	ビックアップ 重量	ビックアップ 寸法	コイル間 ギャップ
30kW型	92%	35kg	短径 847mm 長径 847mm 厚さ 33mm	100mm
60kW型	92%	70kg	短径1200mm 長径1200mm 厚さ 33mm	100mm
150kW型	93%	150kg	短径 902mm 長径1854mm 厚さ 48mm	100mm

また、同社では電磁界共振結合による電力伝送の研究が行われている[13]。2009 年開催の AT International 2009 において、60cm のエアギャップで、1KW 分(100W を 10 個)の白熱電球を点 灯させるデモを行っている(図 2.5)。詳細は明らかにはしていないが、送受信アンテナの大きさは1 次側、2 次側とも、大きさ:50cm 角、厚さ:5cm 程度であり、「60cm 離した状態でコイルとコイル の間の伝送効率は数十%程度、コイル間に金属製のフライパンを入れても加熱しない」とのことであ る。



(a)電力伝送デモ

(b)送受信アンテナ

図 2.5 大きいエアギャップでの電力伝送

長野日本無線(株)では、磁界共振結合を用いた研究を行っている[14]。 '09 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、 エアギャップ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にしてある(図 2.6, 図 2.7)。



図 2.6 長野日本無線によるワイヤレス電力伝送



図 2.7 状態が変化した場合の様子

# 2.3 ワイヤレス給電と電気自動車

### 2.3.1 電気自動車への移行と、エネルギー補給スタイルの変化

自動車メーカー各社から発売された電気自動車のバッテリーに関する部分の仕様は表 2.2 のとおり である[1][2][3]。この表からわかる内燃機関を用いた車との大きな違いは、充電時間、つまりエネル ギー補給にかかる時間の長さと、走行距離に対するエネルギー補給の間隔(航続距離)の短さである。

	Plug in STELLA (富士重工業)	i-MIEV (三菱自動車工業)	LEAF (日産自動車)
総電力量	9KWh	16KWh	24KWh
太雪時間 (涌骨)	8h(100V 入力)	14h(100V入力)	28h(100V入力)
近电时间 (通吊)	5h(200V 入力)	7h(200V 入力)	8h(200V 入力)
充電時間(急速)	15分(80%)	30分(80%)	30 分(80%)
一充電走行距離	90km	160Km	200Km
(測定方法)	(10・15モード)	(10・15モード)	(JC08 モード)

表 2.2 各社電気自動車 仕様 (バッテリーに関する部分のみ)

このことから、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かかる 時間が大きく違うことが分かる。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」と、エネルギー補給方法の比較を行うと、表 2.3 の通りになる。

	燃料補給	充電	
航続距離	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う	専門員の無監視の下, ユーザー自身が行う。	

表 2.3 エネルギー補給方法 (乗用車の場合)

航続距離について、内燃機関による自動車の場合、車種にもよるが乗用車の場合で 500km 程度と なっている。これはガソリン等燃料のエネルギー密度が大きいことによる。燃料タンクを大型化する ことにより航続距離を伸ばすのは容易で、トラック等の業務用車両の航続距離はこれよりも多くなっ ている。一方電気自動車は、バッテリーのエネルギー密度の小ささから 200km 程度にとどまってい る。バッテリーを増やせば航続距離も上がるが、車両が大型になり「積荷の多くがバッテリー」とい う本末転倒な状態になる。

補給に要する時間について、ガソリン等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。電気自動車の場合、電池の特性から通常充電の場合 5~20 時間、急速充電であっても 15~30 分かかり、バッテリ容量に比例する。この問題をクリアするには電池の性能向上に期待するしかない うえに劇的な改善は望めない。さらに給電には時間がかかる。そのため、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」で行うことになっている。一方電気自動車の場合、給電に時間がかかるというネガテ ィブな理由と、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ポジティブな理由から、目 的地や各家庭、充電ポイントで充電することになる。

給電方法について,ガソリンスタンドの場合専門の係員が給油を行うか,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。しかし給電の場合、頻繁に充 電することや、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「係員が、給油所である程 度の走行間隔で給油」から「ユーザーが、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。以上をまとめると、下記の通りとなる。

- 給電は頻繁に行われる。
- ・ 充電にはある程度の時間がかかり、その間は無人となる。
- 充電場所は、専用の場所だけでなく、店舗や家庭がメインとなる。
- 給電操作を行うのは、専門の係員ではなく一般のユーザーである。
- よって、給電に際しては以下のことが望まれる。
- 充電操作は特殊な操作や、不便な操作が発生しないこと
- ・ 感電等がなく、安全であること
- 充電時にいたずら等が発生しないこと

#### 2.3.2 ワイヤレスを電気自動車に適用する意義

ここまでで、電気自動車の特性と、充電方法に関する比較を行ってきた。ここでワイヤレス給電を 電気自動車へ適用した場合を考えると、以下のような利点がある。

利便性の向上

前述のとおり電気自動車には頻繁な充電が必要である。また給電操作は専門の係員でなく、ユーザ ー自身が行う。そのため充電操作が少しでも不便であることは、電気自動車の商品価値を下げること になる。また、荒天時の給電や身体障碍者や高齢者などが大型の給電コンセントの着脱するのは困難 である。しかし、ワイヤレス給電が適用されればケーブルの着脱を意識することなく給電が行うこと ができ、特殊な操作が必要ない「駐車するだけで充電」が実現できる。(図 2.8)







安全性の向上

給電場所は家庭の駐車場等,屋根がない場合が多く,雨天時の給電が困難かつ感電の危険性が伴う。

また,充電中は無人のためいたずらの危険性もある。ワイヤレス給電であれば,接点がないため感電 の危険性はなくなり,ケーブルやコネクタがない為いたずらの危険性もなくなる。

 ・ 蓄電装置の軽量化

現在,バッテリー等の蓄電装置のエネルギー密度を増やそうと研究が進められているが,頻繁に, 簡単に充電することが可能であれば,エネルギー密度を増やして航続距離を増やす必要がなくなり, 車室内空間と車体重量,コストを犠牲にして大容量の蓄電装置を持つ理由がなくなる。

ケーブルに縛られない

ケーブルに縛られないということは、「充電または給油中は停止していなければならない」という 従来の常識を覆すことができる。たとえば道路にワイヤレス給電装置を埋め込むことにより、赤信号 等の停車中や(図 2.9)、走行中においても給電することが考えられる(図 2.10)。



図 2.9 赤信号停車中での給電

6-6

図 2.10 走行中の給電

# 2.4 電気自動車向けワイヤレス給電システムについて

#### 2.4.1 想定されるシステム構成

図 2.11 に、想定される電気自動車向けワイヤレス給電システムのブロック図を示す。「電源装置」 は、電力系統から受電した電力を非接触給電に適した高周波電流に変換する。変換された高周波電流 は送信アンテナに送られる。送信アンテナは駐車場等の地中に半埋設状態で設置されることが予想さ れる。その後、電気自動車の下部に設置された「受信アンテナ」によって受信され、「整流器」を通し、 直流信号に変換される。その後、DC/DC コンバータにより適正な電圧電流に変換され、負荷である バッテリ、またはキャパシタに電流が流れる。



図 2.11 電気自動車用ワイヤレス給電システム

#### 2.4.2 システムの要件・仕様

電気自動車向けワイヤレス給電システムの仕様を考える際,必要な要件は以下の4つである。

- 1, 車両の車高, 駐車位置ずれに対応した伝送距離で電力伝送ができること
- 2, 必要な電力を給電できるだけの電力容量があること
- 3、システム全体で高効率であること
- 4,特に車両側装置においては小型軽量,低コストであること

1に関して説明する。前述の通り、送信アンテナを地中に配置し、受信アンテナを車両下部に配置す ることになるが「車両保安基準」では、車両の最低地上高は 9cm と定義されている[18]。しかし、実 際の車両の最低地上高は表 2.4 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シー設計の 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ためこの値以上の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、現在の電気自動車のワイヤありの場合の充電電力について、通常充電の場合表 2.2 から推測すると、最大で 3KW となる。急速充電の場合、急速充電の方式"CHAdeMO 方式"で、50KW と定義されており[19]、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、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、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 熱となり、環境問題に逆行するだけでなく、大電力の場合は機器の熱設計を困難なものとする。特に 送信側アンテナ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。

4について、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望ま

れる。理由として、小型でないと車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。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る。

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	$21.5~\mathrm{cm}$
Aero Ace (三菱ふそう)		大型バス	21 cm

表 2.4 各自動車の最低地上高

# 第3章 磁界共振結合の特性

前章で電気自動車のへのワイヤレス給電には電磁界共振結合を利用したものが有望であることが 分かった。ワイヤレス給電システムを構築するには、まず電磁界共振結合の電気的な特性をよく理解 する必要がある。本章では、まず従来の研究として電界共振結合と磁界共振結合の違いと、等価回路 を使用した特性解析について紹介する。次に、電圧・電流の関係から特性について求め、求めた特性 について正しいかを実験で確認する。

## 3.1 従来の研究について

#### 3.1.1 電界共振結合と磁界共振結合の等価回路化

前章で示した通り、電磁界共振結合理論は、モード結合理論を用いて定式化されている。しかしこのままでは回路設計上の応用が困難である。そこで、等価回路を用いて定式化が行われた[16]。電磁界共振結合のうち、主に電界をエネルギー伝達の媒介としているものを電界共振結合、磁界を媒介としているもの磁界共振結合と呼ぶが、その2つにおいてそれぞれ等価回路を求め、アンテナを制作した。アンテナの形状は、電界共振結合の場合図 3.1(a)(b)で表され、磁界共振結合の場合は図 3.2(a)(b)で表される。等価回路はそれぞれ図 3.1(c)、図 3.2(c)で表され、T型に変換すると(d)となる。



図 3.1 電界共振結合



図 3.2 磁界共振結合

## 3.1.2 特性の表現方法・測定方法

.

磁界共振結合の特性は S パラメータを用いて表される。進行波振幅  $a_1$  と反射波振幅  $b_1$  の比  $S_{21}$  は式(3.1)のように定義され、磁界共振結合の等価回路の場合の  $S_{21}(\omega)$ は式(3.2)で表される。そして、伝送効率 $\eta_{21}$ は  $S_{21}$ の絶対値の 2 乗で表され、式(3.3)のとおりとなる。

$$S_{21} = \frac{b_1}{a_1}$$
(3.1)

$$S_{21}(\omega) = \frac{2jL_m Z_0 \omega}{L_m^2 \omega^2 \left\{ (Z_0 + R) + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right\}^2}$$
(3.2)  
$$\eta_{21} = |S_{21}|^2 \times 100$$
(3.3)

また、実際の測定では、VNA(Vector Network Analyzer)を使用する。測定方法の概要を図 3.3 にあらわす。測定結果は図 3.4 で表され、理論と測定値はよく一致することが分かっている。



図 3.3 ベクトルネットワークアナライザによる特性測定方法



# 3.2 電圧・電流で表す磁界共振結合の入出力特性

## 3.2.1 電圧・電流を用いた特性の定義

3.1 で紹介した S パラメータを用いて特性を表現する方法は電圧電流の関係が分かりにくく, 負荷が 変動した場合などを考えられておらず,大電力で給電する機器を設計する上で不自由である。そこで 等価回路(図 3.5)から新たに,送信アンテナと受信アンテナ間の電圧の比を電圧増幅率 Av(式 3.4), 電流の比を電流増幅率 Aı(式 3.5),電力の比を電力増幅率 Ap(式 3.6,伝送効率と同義),送信側から 見たインピーダンスを入力インピーダンス Zn(式 3.7)と定義し,等価回路からその値を求める。



$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} \tag{3.7}$$

#### 3.2.2 各特性の式

送受信アンテナ等価回路に関して、先ほど定義した特性 Av,  $A_I$ ,  $A_P$ ,  $Z_n$ を求める。いきなり回路 方程式を立ててこれらを求めるのは困難であるため、まず等価回路の送受信アンテナ部分の F パラメ ータを求める。まず、等価回路をそれぞれ図 3.6 のように分割して考え、それぞれの F パラメータ  $F_1$ ,  $F_2$ ,  $F_3$ とする。すると、アンテナ等価回路全体の F パラメータ F は  $F_1$ ,  $F_2$ ,  $F_3$ の積であらわされるた め、式(3.8)(3.9)のとおりとなる。次に、F パラメータから Av,  $A_I$ ,  $A_P$ ,  $Z_n$ の求め方を考える。図 3.6 の等価回路の 2 次側(受信側)に負荷抵抗  $R_L$ が接続した場合を考える。すると、式(3.10)が成り立つ ため、Av,  $A_I$ ,  $A_P$ ,  $Z_n$ は式(3.11)~(3.14)の通りとなる。



図 3.6 等価回路と入出力特性

 $\mathbf{F} = \mathbf{F}_1 \cdot \mathbf{F}_2 \cdot \mathbf{F}_3 \tag{3.8}$ 

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \mathbf{F} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$
(3.9)

$$V_2 = R_L I_2 \tag{3.10}$$

$$A_{V} = \frac{V_{2}}{V_{1}} = \frac{1}{A + \frac{B}{R_{L}}}$$
(3.11)

$$A_{I} = \frac{I_{2}}{I_{1}} = \frac{1}{CR_{L} + D}$$
(3.12)

$$A_P = A_V \cdot \overline{A_I} = j \frac{R_L}{(AR_L + B)(CR_L + D)}$$
(3.13)

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{AR_L + B}{CR_L + D}$$
(3.14)

これらの式をもとに、実際のFと、Av, AI, AP, Znを求めてみる。F1, F2, F3はそれぞれ式(3.15)~

(3.17)で表される。そして, 等価回路全体の F パラメータ F は式(3.18)で表される。但し, 行列内の 各要素は式(3.19)~(3.22)で表される。

$$\mathbf{F}_{1} = \begin{bmatrix} 1 & R_{1} + j \left\{ \omega (L_{1} - L_{m}) - \frac{1}{\omega C_{1}} \right\} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(3.15)

$$\mathbf{F_2} = \begin{bmatrix} 1 & 0\\ -j\frac{1}{\omega L_m} & 1 \end{bmatrix}$$
(3.16)

$$\mathbf{F_3} = \begin{bmatrix} 1 & R_2 + j \left\{ \omega (L_2 - L_m) - \frac{1}{\omega C_2} \right\} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(3.17)

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$
(3.18)

$$A = \frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - jR_1}{\omega L_m}$$
(3.19)

$$B = \left(R_1 + j\left(\omega(L_1 - L_m) - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right) \left(\frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} - jR_2}{\omega L_m}\right) + \left(R_2 + j\left(\omega(L_2 - L_m) - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right) \quad (3.20)$$

$$C = -j \frac{1}{\omega L_m} \tag{3.21}$$

$$D = \frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} - jR_2}{\omega L_m}$$
(3.22)

#### 3.2.3 電力増幅率,入力インピーダンスの周波数特性

ここまでで、等価回路のFパラメータは求められた。次に、AP、Znを周波数特性について考える。

### 数式による周波数特性(Lmが変化した場合)

式(3.13), (3.14), (3.19)~(3.22)を用い,  $R_1=R_2=0$  (つまりアンテナによる損失なし),  $L_1=L_2=1000[\mu\text{H}]$   $C_1=C_2=1000[p\text{F}]$ ,  $R_L=50[\Omega]$ ,  $L_m=100$ , 75, 50, 25,  $10[\mu\text{H}]$ としてグラフを作成する と図 3.7 のとおりとなる。



図 3.7 A<sub>P</sub>,Z<sub>in</sub>の周波数特性

まず、 $L_m$ が多い場合(例えば  $L_m$ =100µH)、 $A_P$ ,  $Z_n$ とも、虚数成分が0になる点が3つある。その 3 つの点の周波数は  $A_P$  と  $Z_n$  とで一致している。 $Im[Z_n]=0$ の場合、入力インピーダンスが実数部の みとなり、無効電力が存在しないということである。また、アンテナによる損失なしとしたので、回 路中にエネルギーを消費する素子は  $R_L$ のみである。したがって、この3つの点が高効率で電力伝送 が可能である点であることを示す。さらに、 $L_m$ が変化した場合をみると、電力伝送可能な点が3つか ら1つに変化し、両サイドの点は  $L_m$ によって周波数が変化するのに対し、中心のピークは  $L_m$ が変化 しても周波数は変化しないことが分かる。

#### 数式による周波数特性(RLが変化した場合)

次に負荷抵抗  $R_L$ が変化した場合についても同様に周波数特性を求めたグラフを図 3.8 に示す。但し、  $L_1=L_2=L=1000[uH]$ ,  $C_1=C_2=C=1000[pF]$ ,  $R_1=R_2=0[\Omega]$ ,  $L_m=50[uH]$ ,  $R_1=10$ , 25, 50, 100, 200[\Omega]とす る。図 3.8 をみると、 $R_L$ が小さい場合は、高効率で伝送できる周波数のポイントは3つあり、 $R_L$ が 大きくなるに従い、両側のピークが中心のピークに近づいていきピークが1つとなる。波形の急峻さ の違いはあるが、 $L_m$ が小さくなった場合と、 $R_L$ が大きくなった場合の周波数特性の波形変化は同様 であることがわかる。



図 3.8 RL が変化した場合の AP, Zin の周波数特性

#### 周波数特性の実験と数式の比較

実験目的:

前記で,数式による周波数特性が明らかになったが実際と合致しているかの確認をする必要がある。 そこで,実際の磁界共振用アンテナを用いて,特性を観測する。 実験方法:

図 3.9 のような構成で、Signal Generator の周波数を変化させ、オシロスコープにて Vi, Vi, Aの 値(絶対値)と、Vi, Aの位相差をエアギャップを変化させて測定する。 Aは、Viと ALから算出する。 実験で得られた結果をもとに周波数特性を求め、アンテナのパラメータ(表 3.1)を数式に代入して求 めた周波数特性と比較する。



図 3.9 実験ブロック図

#### 使用機材:

オシロスコープ:

MSO3034(Tektronics)

アンプ:

自作。出力インピーダンスを低くするために挿入している(図 3.10)。 実験用アンテナ:

自作。ポリアセタール樹脂版に幅 1mm の溝を掘り、その中に銅線を埋め込んだ(図 3.11、 表 3.2)。ショート型アンテナであるため、外付けのセラミックコンデンサを接続している。



図 3.10 出力インピーダンス低減用アンプ



(a)ボビン制作時の指示図



(b)実際の図

図 3.11 実験用磁界共振アンテナ

表 3.1 アンテナ特性(単体)

項目	値	備考
L	$1013.2  \mu H$	LCR メータで測定
С	$1000 \mathrm{ pF}$	コンデンサの表記
R <sub>F0</sub>	$4.57 \ \Omega$	VNA で測定
$\mathbf{F}_0$	156.45	VNA で測定
	KHz	

表 3.2 アンテナコイル部分 仕様

長辺長さ	338 cm
短辺長さ	30 mm
線間ピッチ	2  mm
巻き数	78 ターン
使用銅線	$0.8 \phi \text{PEW}$

#### 実験結果

図(3.12)~(3.13)の通りとなる。



図 3.12 APの実験結果と計算結果の比較



図 3.13 Zinの実験結果と計算結果の比較

考察:

結果から、以下のことが分かる。

- ・ 実験結果と計算結果はほぼ同じ傾向を示しており、求めた数式が妥当であることを示している。
- ・ 波形のふらつきは、極小電力で行ったことによるオシロスコープの分解能不足による測定誤差で あると思われる。

#### 3.2.4 電力伝送可能な周波数

上記までで、電力伝送できる周波数ポイントが3つ、もしくは1つあることが分かった。その周波数を数式で表す。まず、現象をわかりやすくするため、送受信のアンテナの損失がなく、送受信アンテナとも形状が同一であると仮定する。すると、 $R_1=R_2=0$ ,  $L_1=L_2=L$ ,  $C_1=C_2=C$ と表される(図 3.14)。



図 3.14 損失なし、送受信アンテナが同一形状の場合の等価回路

この場合を考えた場合、この回路中でエネルギーを消費する素子は $R_L$ のみである。ということは、 効率 100%の電力伝送をしている場合は、 $A_P=1+j0$ となるはずである。また、エネルギーを消費する のは $R_L$ のみという定義から、入力からみた力率は1であるため、 $Im[Z_n]=0$ となるはずである。この ことから、 $A_P=1+j0$ となる $\omega$ が高効率で電力伝送が可能な周波数である。この $\omega$ について求めてみる。

先に示した  $R_1=R_2=0, L_1=L_2=L, C_1=C_2=C$ の条件を,式(3.19)~(3.22)に代入する。すると,Fパ ラメータの各要素は式(3.23)~(3.26)となる。

$$A = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{\omega L_m}$$
(3.23)

$$B = j \left( \omega (L - L_m) - \frac{1}{\omega C} \right) \left( \omega (L - L_m) - \frac{1}{\omega C} \right)$$
(3.24)

$$C = -j \frac{1}{\omega L_m} \tag{3.25}$$

$$D = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{\omega L_m}$$
(3.26)

この状態において、AP,Znを求めると式(3.27),(3.28)となる。

$$A_{P} = \frac{(\omega L_{m})^{2}}{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C} + jR_{L}\right)\left(j\frac{1}{R_{L}}\left(\omega(L - L_{m}) - \frac{1}{\omega C}\right)\left(\omega(L + L_{m}) - \frac{1}{\omega C}\right) + \omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$
(3.27)

$$Z_{in} = \frac{R_{L} \left( \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^{2} - \left( \omega (L - L_{m}) - \frac{1}{\omega C} \right) \left( \omega (L + L_{m}) - \frac{1}{\omega C} \right) \right)}{\left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^{2} + R_{L}^{2}}$$

$$+ j \frac{\left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \left( \omega (L - L_{m}) - \frac{1}{\omega C} \right) \left( \omega (L + L_{m}) - \frac{1}{\omega C} \right)}{\left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^{2} + R_{L}^{2}}$$

$$(3.28)$$

式(3.28)から,  $\operatorname{Re}[Z_n]=0$ となる $\omega$ を求める。*L*>0, *C*>0,  $\omega$ >0, *L* $_m$ >0, *L*>*L* $_m$ の条件をあてはめると, 解は式(3.29)の3つである。ちなみに, 式 3.27 から *A*<sub>P</sub>=1+j0 となる $\omega$ を求めても同じ結果となる。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \qquad \sqrt{\frac{2L - CR_L^2 + \sqrt{C^2 R_L^4 - 4LCR_L^2 + 4L_m}}{2C(L - L_m)(L + L_m)}}, \qquad \sqrt{\frac{2L - CR_L^2 - \sqrt{C^2 R_L^4 - 4LCR_L^2 + 4L_m}}{2C(L - L_m)(L + L_m)}}$$
(3.29)

上記の解の意味を考える。まず、2番目、3番目の解は  $R_{L}$ ,  $L_m$ が含まれている。これは、高効率で 電力伝送できる周波数が  $R_{L}$ ,  $L_m$ によって変化するということである。このことから、この解は前記の 「両サイドの電力伝送ポイント」であることが予想される。さらに、 $L_m$ が小さくなっていくにつれ電 力伝送可能なポイントは3つから1つになる。これは  $L_m$ が下がったことにより式(3.25)の2番目、 3番目の解が実数でなくなり、高効率で電力伝送できる周波数が式(3.25)の1番目の解のみになった ものである。次に1番目の解について考えると、 $L \ge C$ のみで表されており、負荷抵抗やエアギャッ プによって変化する値ではない。さらに、これはアンテナ単体の自己共振周波数である。

このように、式(3.25)の1番目の解の周波数は、システムの状況によって周波数が変化せず、安定 して送れる周波数ポイントである。今後、この周波数は自己共振周波数 ω とし、詳細を調査する。

## 3.3 自己共振周波数での電力伝送

次に, 3.2 で求めた自己共振点での各伝送特性について求める。式(3.19)~(3.22)にω<sub>0</sub>=1/SQRT(*LC*) を代入して,各特性をもとめると次の通りとなる。

$$A_{V} = \frac{V_{2}}{V_{1}} = j \frac{\omega_{0} L_{m} R_{L}}{R_{1} R_{L} + R_{1} R_{2} + (\omega_{0} L_{m})^{2}}$$
(3.30)

$$A_{I} = \frac{I_{2}}{I_{1}} = j \frac{\omega_{0} L_{m}}{R_{L} + R_{2}}$$
(3.31)

$$A_{P} = \frac{P_{2}}{P_{1}} = \frac{V_{2} \cdot \overline{I_{2}}}{V_{1} \cdot \overline{I_{1}}} = \frac{(\omega_{0}L_{m})^{2}R_{L}}{(R_{L} + R_{2})(R_{1}R_{L} + R_{1}R_{2} + (\omega_{0}L_{m})^{2})}$$
(3.32)

$$Z_{in} = \frac{R_1 R_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{R_L + R_2}$$
(3.33)

これらの式について考える。*R*<sub>1</sub>=*R*<sub>2</sub>=0 とし,負荷抵抗*R*<sub>1</sub>が一定とすると*L*<sub>m</sub>が下がる(エアギャップが大きくなる)場合,電圧増幅率*A*<sub>V</sub>が大きくなり電流増幅率*A*<sub>1</sub>が下がる。*L*<sub>m</sub>が上がる(エアギャップが小さくなる)場合はその逆である。また,電力増幅率*A*<sub>P</sub>はいかなる状況であっても1である。これは自己共振周波数においては,理想変圧器となっていることを表す。(ただし入出力の位相は変圧器と異なる)



図 3.15 ω=ωοの場合の動作

次に、式(3.30)、(3.32)をもとに、 $L_m$ が変化した場合のグラフを図 3.16 に示す。但し、  $L_1=L_2=L=1000$ uH、 $C_1=C_2=C=1000$ pF、 $R_1=R_2=$ R、 $R_1=50$ Qとする。今回、特性を議論するうえで有用 なAv、 $A_P$ についてのみ示す。まず図 3.16をみると、損失なし(R=0)の場合、Avは $L_m$ が小さくなる(エ アギャップが大きくなる)ほど大きくなる。とくに損失なしとした場合は $L_m$ が小さくなるほど無限 に高い値をとるため、受信側の電圧がかなりの高圧になると考えられるが、実際はアンテナ損失があ るので、ある程度の値でピークを示す。つまり、アンテナの損失が分かれば、受信側に発生する最高 電圧が分かるため機器の耐圧を設定できる。 $A_P$ について、アンテナ損失なしの場合は $L_m$ に関係なく 1 である。これは理論上、アンテナの損失以外にエネルギー消費する素子がないためこのようになっ ている。Rが存在する場合、 $L_m$ が小さくなるに従って $A_P$ が下がる。このことから、アンテナ損失は 伝送効率に大きな影響があり、特にエアギャップが増えた場合にその影響が顕著になる。



図 3.16 自己共振周波数 ω0 における Lm が変化した場合の特性

さらに、 $R_L$ が変化した場合のグラフと図 3.17 に示す。但し、 $L_1=L_2=L=1000$ uH、 $C_1=C_2=C=1000$ pF、  $L_m=25$ uH、 $R_1=R_2=R$ とする。図 3.17(a)をみると  $R_L$ が大きくなるほど  $A_V$ は大きくなる。次に図 3.17(b)をみると、ある一定の  $R_L$ で $A_P$ はピークを持つ。これは、効率が最大となる  $R_L$ が存在することを示す。



図 3.17 自己共振周波数 ω における RL が変化した場合の特性

ここまでで、 $R_L$ によって効率が最大となる点があることが分かった。 $A_P$ がピークとなる  $R_L$ の値  $R_{LAPmax}$ を求める。式(3)を  $R_L$ で微分し、その値が 0 となる  $R_L$ を求めると式(3.34)となる。つまり、  $R_L$ がこの値となるとき、効率が最大となる。

$$R_{LAP\max} = \sqrt{\left(\omega_0 L_m\right)^2 + R^2} \tag{3.34}$$

# 3.4 本章のまとめ

### 3.4.1 まとめ

- ・ 等価回路を用いて、機器設計に必要な特性を電圧、電流の関係で表すことができ、実験でそれが 正しいことを確認した。
- ・ 電圧電流の関係を明らかにすることにより、従来考えられていた「2つ山」以外にも、自己共振 周波数による電力伝送ポイントがあることが分かった
- ・ 自己共振点による電力伝送は、エアギャップや負荷の影響によって周波数がずれることがなく、 実用上優位であることが分かった。
- ・ 自己共振点では、エアギャップ、負荷抵抗によって電圧増幅率、電力増幅率が変化し、理想変圧 器のような動作をすることが分かった。

## 3.4.2 今後

- アンテナに損失がある場合の特性について詳しく解析する必要がある。
   今回, R<sub>1</sub>=R<sub>2</sub>=0, つまり損失なしとしたが実際のアンテナには損失が存在する。損失を含めて考えることにより,エアギャップにより送信側,受信側どちらに重点をおいて損失を減らす努力が必要なのかを知り,線材の選択等に役立てることができる。
- ・ 送信アンテナと受信アンテナの形状が違う「非対称アンテナ」の場合 今回は  $L_1=L_2=L$ ,  $C_1=C_2=C$ , つまり送受信とも形状が同一とした。送受信の大きさが違う「非対称アンテナ」は送受信アンテナで自己共振周波数は同一であるが,  $L_1 \neq L_2$ ,  $C_1 \neq C_2$ である。これ を解析することにより,車載に適したアンテナ設計に役立てることができる

# 第4章 電気自動車への給電に適したアンテナ

前章では、磁界共振結合についての特性について議論し、自己共振周波数が電力伝送に有用である ことと、負荷とエアギャップによって特性に大きな違いが出ることが分かった。電気自動車にワイヤ レス給電用アンテナを装着する場合を考えると、アンテナは小型で低損失であることが必要である。 本章では、まずはじめに従来の研究での成果と問題点について示し、アンテナ損失を減らす必要性に ついて述べ、その後表皮効果による抵抗増加、反共振周波数と損失に関して述べる。

## 4.1 従来のアンテナの研究

### 4.1.1 磁界共振結合用アンテナ

コイル部分の巻き方によって、「ヘリカル型」と「スパイラル型」に分けることができる。ヘリカ ル型は、当初から研究されていた巻き方で巻くのが容易である。スパイラル型は蚊取り線香状に巻い てあるもので、ヘリカル型と比較して薄型でも高いインダクタンスを確保できることから、電気自動 車の給電用には最適である(図 4.1)(図 4.2)[16]。

磁界共振アンテナは、LC 共振によって共振状態を作り出している。オープン型は、コイルの中央 部分がオープンとなっており直流的には導通しておらず、巻き線のインダクタンスと電極間の浮遊容 量によって共振状態となる。ショート型は通常のコイルにコンデンサを直列に追加したものであり、 C の値を明示的に設定できるため、実験が容易になる(図 4.3)。



(a) 前面

(b) 背面

図 4.1 オープン型ヘリカルアンテナ



図 4.2 スパイラルアンテナ



図 4.3 オープン型アンテナと、ショート型アンテナの形状

## 4.1.2 ピッチ依存性の研究

従来研究で、アンテナの巻き線ピッチを変化させた場合の特性について検討した[17]。ピッチを狭くするにつれ、共振周波数が低くなり、損失が増大することが分かった(図 4.5)。共振周波数が低くなる理由としてピッチを狭くしたことによるコイルのインダクタンス上昇によるものということは分かっているが、損失が増大した理由について、「銅線を覆っている絶縁皮膜の誘電体損失によるもの」と考えられていた。



図 4.4 実験に使用したヘリカルアンテナ



図 4.5 各ピッチにおけるギャップと電力伝送効率の関係



図 4.6 ピッチと単体入力インピーダンスの関係

表 4.1	実験結果ま	とめ
-------	-------	----

	p = 2mm	p = 3mm	p = 6mm	p = 8mm	p = 12mm
$R_0[\Omega]$	6.1	2.3	1.8	1.8	1.9
$f_0[MHz]$	6.71	8.72	11.1	11.7	12.8
$f_a[MHz]$	7.72	10.7	14.3	15.2	16.7
$f_a/f_0$	1.15	1.23	1.29	1.30	1.30

## 4.1.3 KHz 帯用アンテナの研究とその問題点

従来の研究で、100KHz 前後の周波数帯で使用できる「KHz アンテナ」を制作し(図 4.7)、その 際測定した特性は表 4.2 の通りであった[17]。初めに図 4.7(a)の「2層&単線タイプ」を制作したが、 欠点として形状が大型となってしまったのと、巻き線の長さが大きくなったことにより抵抗値が大き いことがあった。その欠点を克服すべく、巻き線を層状にして巻き数を確保しつつ、アンテナ直径を 小さくし、さらに表皮効果による損失増加を低減するために、巻き線をリッツ線とした「4 層&リッ ツ線タイプ」を制作した(図 4.7 (b),図 4.8(b))。しかし、損失が大きくなるという結果に終わってし まい、何が悪かったのか、リッツ線が効果があったのかが分かっていない。このことから、従来研究 でなぜ損失が増えてしまったかを検討し、損失を低減したアンテナを作成する必要がある。



(a)2 層&単線タイプ

(b)4層&リッツ線タイプ

図 4.7 制作した KHz アンテナ



(a)2 層タイプ

(b)4層タイプ





図 4.9 「2 層&単線タイプ」 特性詳細

	2 層&単線	4層&リッツ線
内直径 [mm]	160	88
外直径 [mm]	870	440
巻き数 [turn]	71.25*2=142.5	60*4=240
線材	$\phi 2$ mm 銅単線	7/11/0.10 リッツ線
線間ピッチ[mm]	4	3
層数	2	4
自己共振周波数 [KHz]	122	128.17
共振時抵抗値 [Ω]	$2\overline{6}$	99

表 4.2 以前の研究で作成した KHz アンテナの特性

# 4.2 損失と最大効率,最大電力の関係(損失を減らす必要性)

アンテナの損失が、電力伝送の効率に影響があるのは容易に予想がつくが、受信できる最大の電力 にも関係がある。本項目では、そのことについて述べる。

自己共振周波数による電力伝送の場合で、電圧増幅率 Av=1 となる  $L_m$  である場合を考えると、送 受信のシステム等価回路は図 4.10 で表される。



この図の場合,負荷  $R_L$ で消費する電力  $P_L$ は式(4.1)で表される。 $R_L$ を可変とした場合, $P_L$ が最大 となる  $R_L$ の値  $R_{L(Pmax)}$ は式(4.2)で表され,その時の  $R_L$ による消費電力  $P_{Lmax}$ は式(4.3)であらわされ る。つまり、 $R_L$ がどのような値をとろうとも、 $V_L$ と  $R_1, R_2$ の値によって、取り出せる最大の電力が決

$$P_{L} = \left(\frac{V_{1}}{R_{1} + R_{2} + R_{L}}\right)^{2} R_{L}$$
(4.1)

$$R_{L(P\max)} = R_1 + R_2 \tag{4.2}$$

$$P_{L \max} = \frac{V_1^2}{4(R_1 + R_2)} \tag{4.3}$$

次に、効率について検討する。等価回路全体で消費する電力と、負荷抵抗  $R_L$ で消費する電力の比を 効率 $\eta$ と考えると式(4.4)のとおりとなり、最大電力を取り出している場合の効率 $\eta$ は0.5(50%)である。

$$\eta = \frac{R_L}{R_1 + R_2 + R_L}$$
(4.4)

これらの式から、取り出せる電力を増やす方法を考えると以下の2つがある。

・電源電圧を上げる(Viを上げる)

まってしまうことになる。

・アンテナ損失を減らす(*R*<sub>1</sub>,*R*<sub>2</sub>を減らす)

前者の場合,取り出せる電力を増やすことはできるが,効率を改善することはできない。後者の場合 は取り出せる電力を増やすことができ,かつアンテナ効率を改善することができる。したがって,ア ンテナの損失を減らすことが,取り出せる電力の最大値を増やし効率を改善する最善の方法である。

# 4.3 銅損・表皮効果について

### 4.3.1 表皮効果について

アンテナの損失となる主な原因はアンテナ導線の抵抗による損失,つまり銅損である。高周波電流 を流した際の抵抗値は,表皮効果により直流の場合とは違った値になる。ここではこれについて説明 する。

円筒型導線の直流での抵抗値,つまり直流抵抗  $R_{DC}$ は式(4.5)で表される。但し  $\rho$ :導電率[ $\Omega \cdot m$ ], l: 導線長さ[m], D:導線直径[m]である。

$$R_{DC} = \frac{4\rho l}{\pi D} \tag{4.5}$$

一方,高周波の場合の抵抗値は表皮効果によって上昇する。表皮効果とは高周波電流が流れる際,導体の中心部よりも表面に多く流れる現象である。(図 4.11)



このことにより、高周波の場合は流れる電流部分が少なくなるので抵抗値が上昇する。表皮効果を考慮した場合の抵抗値  $R_{SE}$  は式(4.6)で表され、表皮深さ  $\delta$  は式(4.7)で表される。但し、 $\sigma$ :導電率( $1/\rho$ ) [S/m], $\mu$ :透磁率である、

この式は表皮深さが導線半径以下である場合、つまり D/2>8 である場合のみ成立する。

$$R_{SE} = \frac{\rho l}{\pi \delta (D - \delta)}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma \mu}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \mu}}$$
(4.6)
(4.7)

## 4.3.2 線材の種類による表皮効果の影響

#### 目的

前述の通り,導体に高周波電流を流すと表皮効果により抵抗値が増加することが分かった。そこで, 実際の磁界共振用アンテナで線材の種類によってどのような影響があるのかを確認する。

#### 実験方法

- ・まず、コイルを巻き、直列に 3000pF のセラミックコンデンサを接続し、アンテナとする。
- ・LCRメータでインダクタンスを測定する。(参考用)
- ・ミリオームテスタで直流抵抗値を測定
- ・VNA で共振周波数と共振時抵抗を測定する。

#### 使用機材

- ・LCR メータ: 3522-50(日置電機)
- ・ネットワークアナライザ:8753D(HP)
- ・アンテナ:実験用アンテナ(図 4.12)



(a)実験用アンテナ



(b)リッツ線

図 4.12 実験用アンテナ

\*巻き線長の求め方

抵抗値を計算する際, 導線直径は明示されているが, 長さを知る必要が必要となる。上記ボビンに巻いた場合の巻き線長さ *L* は式(4.8)で表される。但し, *t* 巻き数[ターン],*p*:ピッチ[m], *n*:最小の半径[m] であり, *t*=60, *p*=0.002,*n*=44 である。

$$L = \pi t (pt + 2r_0)$$

(4.8)

#### 実験結果

表 4.3 のとおりである。

表 4.3 実験結果

		銅単線 φ 0.8	銅単線 φ 1.8	リッツ線
線材断面積 $S_{ALL}[mm^2]$	計算値	0.5027	2.5447	2.3640
巻き線長さ [m]	計算値	50.517	50.517	50.517
インダクタンス[μH]	測定値	788.8	806.8	800.8
共振周波数 [KHz]	測定値	99.94	101.67	101.04
古法诉结 ₽₅₅[O]	計算値	1.688	0.334	0.359
但.(加拉加 MDC[22]	測定値	1.684	0.333	0.425
· 任结 Dan	計算値	2.21	0.82	0.36
TEAT/L INSE	測定値	2.67	2.43	1.19

#### 考察

- 直流抵抗 Rocに関して、銅単線 0.8 ¢ と 1.8 ¢ の場合は計算値と測定値はよく一致しており、巻き 線長さの計算が正しいことを示す。リッツ線については相違がみられ、約 1.2 倍の相違がある。 リッツ線は細い線をより合わせており、そのことによって長さが増えていると考えられる。
- ・ 表皮効果を考慮した抵抗 RSE の計算値と測定値の比較した場合, 銅単線 0.8 ¢ の計算値と測定値は ほぼ一致しているのに対し、1.8 ¢ とリッツ線は計算値よりも測定値が大きくなっている。
- 線材を変化させた場合の R<sub>SE</sub>について、計算値、実験値双方で、線が太くしたり、リッツ線であるほうが R<sub>SE</sub>が低くなっている。特に1.8 ¢ とリッツ線を比較すると、単線リッツ線は断面積が大きく直流抵抗値も小さいにもかかわらず、R<sub>SE</sub>はリッツ線のほうが小さい。これはリッツ線は抵抗値低減に効果があることを表している。

# 4.4 アンテナ巻き線の寄生線巻容量と、損失の関係について

### 4.4.1 巻き線容量を考慮したアンテナ単体等価回路について

従来議論している等価回路でアンテナ単体の回路を表すと、図 4.13 となることになる。しかし、実験 結果から、この回路では巻き線容量が考慮されておらず不十分である。



図 4.13 アンテナ単体の場合の等価回路

そこで、巻き線容量を考慮したアンテナ等価回路を考えると図 4.14 のようになる。



図 4.14 線間容量と、それを考慮した等価回路

#### 4.4.2 巻き線容量を考慮した場合の等価回路と損失の式

図 4.14 で示した,「線間容量を考慮した等価回路」の場合の特性について考える。重要なのは,共振時のインピーダンスの抵抗分が,反共振点の位置によってどのように変化するかである。まず,入力インピーダンス Zin を求めると式(4.9)のようになる。

$$Z_{in} = \frac{R_{1} + j\omega L_{1}}{1 + j\omega C_{P}(R_{1} + j\omega L_{1})} - j\frac{1}{\omega C_{1}}$$

$$= \frac{R_{1}}{(C_{P}R_{1}\omega)^{2} + (1 - C_{P}L_{1}\omega^{2})^{2}} + j\left(\frac{\omega L_{1}(1 - C_{P}L_{1}\omega^{2}) - C_{P}R_{1}^{2}\omega}{(C_{P}R_{1}\omega)^{2} + (1 - C_{P}L_{1}\omega^{2})^{2}} - \frac{1}{\omega C_{1}}\right)$$
(4.9)

次に、本来なら上記の式で共振時の角周波数 ω0、すなわち Im[Zn]=0 となる ωを求め、その周波数での Re[Zn]を求めることにより、共振周波数での抵抗値を求めるべきであるが、式が複雑になるので、式 4.9 を利用して、実際のアンテナの値を代入して計算を行い自己共振点での抵抗値について検討する。シミュレーション結果を図 4.15 に示し、実験に使用するパラメータとシミュレーション結果のまとめを表 4.4 に示す。

	$C_p=250[pF]$	$C_p=500[pF]$	C <sub>p</sub> =750[pF]	C <sub>p</sub> =1000[pF]					
$L_1[uH]$		1000							
$C_1[pF]$		1000							
$R_1[\Omega]$	10								
$f_{a}[KHz]$	318.3	225.3	183.8	159.1					
$f_0[KHz]$	142.4	130.0	120.3	112.6					
$Z_{in}(f_0) [\Omega]$	15.6	22.5	30.6	40.0					

表 4.4 条件と計算結果まとめ

結果をみると、*C*<sub>p</sub>が大きくなるにつれ、反共振点f<sub>a</sub>が低くなって自己共振周波数faに近づいていく。 すると、自己共振周波数時の抵抗値Z<sub>in</sub>(f<sub>0</sub>)は大きくなっていくことが分かる。

損失を減らすには、 *C*+ が小さくなるようにして反共振周波数が高くなるようにするか、 *C*+ を大き くし、自己共振周波数を低くして、反共振周波数から遠ざけることが必要である。なお、 *L*<sub>1</sub>を大きく すると、自己共振点は低くなるが、反共振点も低くなるため、損失を減らす方法としては有効ではな い。



図 4.15 Cp を変化させた場合の入力インピーダンス特性

## 4.4.3 多層化による巻き線容量と損失の影響

#### 目的

前述の通り、線間容量によって発生する反共振点とアンテナの損失には大きな関係があることが分かった。従来の研究では2層以上にすることにより小さい直径でインダクタンスを多くする方法が取られていた(図 4.16)が、そのことが線間容量を増やしていた可能性がある。そこで、1層と2層のアンテナの単体特性を比較し、多層にすることによって、反共振点と共振時抵抗がどのように変化するかを確認する。



図 4.16 2層と1層

#### 実験方法

まず,1層でアンテナを制作し,それと同じインダクタンス Li となるよう2層アンテナを作成する。 次に、コイル部分のみで LCR メータにてインダクタンス値を測定する。その後、直列にコンデンサ を接続し、アンテナ共振周波数とそのときの抵抗値を測定する。

#### 実験機材について

- ・ LCR メータ: 3522-50 (日置)
- ・ ネットワークアナライザ:8753D(HP)
- アンテナ:実験用アンテナ(図 4.17)



図 4.17 実験用アンテナ(2層)



図 4.18 単体入力インピーダンス特性

	1層	2 層	備考
使用線材	$\phi 0.8$	PEW	
対角線長さ[cm]	47.4	30.4	実測
$L_1[uH]$	1013.2	997.3	LCR メータで測定
$R_{DC}$ [ $\Omega$ ]	1.974	1.624	ミリオームテスタで測定
$F_0[KHz]$	156.4	156.9	VNA で測定
$F_A[KHz]$	1364	611	VNA で測定
$ m R_{F0}$ [ $\Omega$ ]	5.02	7.42	VNA で測定

表 4.5 実験結果まとめ

#### 考察

- 1層のアンテナと2層のアンテナを比較すると、同じ共振周波数であってもコイル部分の最大直径は2層のほうが小さい。同じインダクタンスであっても層を増やすことにより平面的な大きさを少なくできる。
- Roc を比較すると2層のほうが小さい。これは、短いワイヤで大きいインダクタンスを確保できていることを表す。
- ・ Rocは2層化のほうが小さいにも関わらず、Rtoは2層化のほうが大きい。これは、反共振点の位置が影響していることを表している
- 反共振点に関して、2層のほうが小さくなっている。これは層を増やしたことにより線間容量が 増えてしまったことによる。
- ・ 以前の研究で,層を増やした際,共振時抵抗値が上昇した理由は,多層化による線間容量の増加 が原因であることが分かる。

## 4.5 本章のまとめ

### 4.5.1 まとめ

本章で、以下のことが分かった。

- アンテナ損失の低減を行う理由として効率の改善のほかに、送信可能電力を増やすためという理由がある。
- 通常の抵抗のほかに表皮効果による影響があるため、それを低減するような線材を使用する必要がある。
- ・線間容量による反共振点の発生も損失に影響がある。これによる損失を低減するには、線間容量 を小さくして反共振周波数を高くするか、直列に接続する(発生する)Cを増やして共振点を低 くし、共振点と反共振点の周波数の位置を遠くする必要がある。
- ・ 従来の研究で作成したアンテナについて,損失が大きかった理由は,多層構造にしたことによる 線間容量増加であった。

## 4.5.2 今後

今後、以下のことを検討する必要がある。

- 小型,低線間容量アンテナの考案
   今回,多層化をやめることにより線間容量を減らし損失を減らすことができたが、実際の車載用
   アンテナは直径が小さいことが必要である。そこで小さい直径で線間容量が少ないアンテナ形状
   を考案する必要がある。
- 近接効果の影響の調査
   今回の実験で共振時の抵抗分に関して、表皮効果を考慮した場合でも計算値と実験値に差異があり他の要因、つまり近接効果の影響が考えられる。そこで近接効果を影響を含めた計算を行い、それの影響を低減する巻き方、線材の使用を考案する必要がある

# 第5章 大電力での電力伝送について

## 5.1 はじめに

前章までで、電気自動車へのワイヤレス給電システムの各部分の問題点について議論してきた。 本章では、実際に比較的大電力での電力伝送を行うシステムを構築し、特性の確認を行い、今後の研 究の足がかりとする。

# 5.2 電源装置について

## 5.2.1 方式について

大電力での電力伝送の場合の電源として、従来はリニアアンプを使用していたが、効率が悪いため、 電源としては向かない。そこで、今回フルブリッジ型のインバータとし実際に制作を行った(図 5.1) (図 5.2)。



図 5.1 制作したインバータのブロック図

# 5.2.2 仕様等

使用 MOSFET は IRFP360(International Rectifier)とした。この FET の仕様は表 5.1 のとおりで ある。インバータの仕様は使用する MOSFET に依存するため、インバータ仕様もこの値に準ずる。

最大ドレインソース間電圧	V <sub>DSS</sub>	400V
最大ドレイン電流	ID	23A
ON 抵抗	RDS(on)	$0.2\Omega$





(a) 正面

(b) 背面





図 5.2 制作したインバータの外観・内部

# 5.3 アンテナ部分

## 5.3.1 ショート型アンテナ用直列コンデンサの耐電圧, 耐電流について

従来は、小信号で実験していたため 50V 耐圧のセラミックコンデンサを使用していた。しかし大電 カにする場合、電力増大に伴いコンデンサの両端に高い電圧がかかることになる。そこで、使用する コンデンサは高い耐圧であることが必要となる。耐圧だけでなく、耐リップル電流についても考慮す る必要がある。第4章で実験に使用したコンデンサ小信号用であり電流等は定義されていない。一般 に高耐圧セラミックコンデンサは DC ラインのバイパス用に作られており、最大リップル電流は定義 されていない。このまま直列共振を発生させるコンデンサとして利用すると、コンデンサの誘電体損 失により発熱し焼損する。今回は高周波電力機器で使用される高周波電力用セラミックコンデンサを 使用した。特性の比較を表 5.2 に示す。今回入手した高周波電力用コンデンサは詳細が不明であるた め、表記から推測するしかないが、1KW 以下の実験であれば十分であると思われる。このコンデン サをアンテナコイルに取り付けられるようにした「コンデンサ箱」を図 5.3 (b)に示す。



(a) 高周波電力用セラミックコンデンサ



(b)作成したコンデンサ箱

図 5.3 大電力用コンデンサについて

	小電力用	大電力用
型番	RPE2C1H102J2	RD80C-S
(メーカー)	(MURATA)	(東芝)
容量(誤差)	$1000 pF(\pm 5\%)$	$1000 pF(\pm 10\%)$
耐圧(DC)	50V	6KV
耐圧(HF)	(定義なし)	2KV
耐電流	(定義なし)	2A
電力容量	(定義なし)	7KVA

表 5.2 コンデンサの比較

## 5.3.2 作成した大電力用アンテナについて

前述の電力用セラミックコンデンサを使用して、アンテナを作成した。コイルは第4章で作成した リッツ線のものを使用,直列コンデンサは前述のものを並列接続にし2000pFとした。コンデンサを 並列にした理由は、容量を増やすことにより、共振周波数を調整するためである。(共振周波数を調整 したのは、電源の都合による)



(a) 実物

(b) 概要図

図 5.4 作成した大電力用アンテナ

表	5.3	ア、	ンテ	ナ仕様	•	測定結果
---	-----	----	----	-----	---	------

		No.1	No.2	備考
コイル部インダクタンス	$L_1[uH]$	808.8	807.5	LCR メータによる測定
コイル部直流抵抗	$R_{DC}[\Omega]$	0.395	0.396	LCR メータによる測定
直列コンデンサ容量	$C_1[pF]$	2000	2000	部品表記による
アンテナ自己共振周波数	$F_0[KHz]$	123.06	123.50	VNA による測定
自己共振時抵抗値	$\mathrm{R}_{\mathrm{F0}}\left[\Omega ight]$	1.55	1.50	VNA による測定

# 5.4 負荷側回路

ほとんどの負荷(アプリケーション)は直流で動作するため、受信アンテナで充電後ダイオードに よって整流する必要がある。ダイオードに必要とされる特性として、

- ・耐圧,耐電流が 満たしていること
- ・順方向電圧降下が少ないこと
- ・寄生容量が少なく、回復特性がよいこと

があげられる。耐圧・耐電流については、給電システムの電力容量に合わせ決定する必要がある。順 方向電圧降下について、順方向電圧降下電圧と通過電流の積が損失となるためこの値は低いほうが望 ましい。寄生容量・回復特性について、この部分の特性が悪いと正常な整流波形とならず損失に影響 する。しかし、今回は120KHz程度で動作させるためこの部分の影響は少ない。今回はシリコンダイ オード20FL2C41A(東芝)を使用しブリッジ整流とした。

ピーク逆電圧	V <sub>RRM</sub>	300V
平均整流電流	Io	20A
準電圧	$V_{\mathrm{fm}}$	1.3V
逆回復時間	$t_{\rm rr}$	35ns
準回復時間	$\mathrm{t_{fr}}$	100ns

表 5.4 整流ダイオード 20FL2C40A の主要特性



図 5.5 整流ダイオード 20FL2C40A の接合容量





(b)実際の整流回路

図 5.6 整流回路

# 5.5 大電力電力伝送実験

#### 目的

前述の機器を組み合わせて比較的大電力でのワイヤレス電力伝送実験を行い,今後の本格的な大電 力実験の足掛かりとする。限られた機材で,できるだけ大電力となるよう,負荷抵抗値を設定して実 験を行う。

#### 実験方法

上記までの実験機材を使用する。電子負荷を定抵抗モードに設定し,負荷抵抗を25オームとする。 エアギャップを変化させて, Vi, A, V2, L,整流器を通した後の負荷抵抗部分の電圧 VL,電流 Lを測定 する。

#### 実験機材

- ・ 直流電源:(300V,5A)
- ・ 高周波電源:自作インバータ
- ・ アンテナ:
- 整流器:自作ブリッジ整流回路

・ 負荷:電子負荷 PLZ1004W (菊水電子工業)(150V,200A,1000W)

上記をシステムラックに組み込み、実験を行う(図 5.7)



図 5.7 実験装置

#### 実験結果

表 5.5, 図 5.7 のとおりである。ここで $\eta$ はアンテナ間の効率であり $A_P$ と同一, $\eta_L$ は送信アンテナ から受信アンテナ,整流器を経て負荷抵抗までの間の効率である。

		測定値					算出值							
Airgap	F <sub>0</sub>			$V_2$		V <sub>L</sub>	IL [A]	$P_1$	$P_2$	P <sub>L</sub>	η	$\eta_{ m L}$	Av	AI
[cm]	[ΚΠΖ]		[A]		[A]		A	[vv]	[vv]	[vv]				
10	147.3	118	4.66	106	4.61	101	4	549.9	488.7	405.216	0.889	0.737	0.898	0.989
20	131.7	113	4.66	103	4.56	98.8	3.9	526.6	469.7	388.284	0.892	0.737	0.912	0.979
30	126.8	107	4.9	103	4.46	98.5	3.9	524.3	459.4	386.120	0.876	0.736	0.963	0.910
40	124.2	102	5.67	105	4.54	99.8	4	578.3	476.7	396.206	0.824	0.685	1.029	0.801
45	124.1	63.3	5.7	77	3.39	74.9	3	360.8	261.0	223.113	0.723	0.618	1.216	0.595
50	123.8	57.5	5.44	62.7	2.75	61.6	2.5	312.8	172.4	150.920	0.551	0.482	1.090	0.506

表 5.5 実験結果



図 5.8 各増幅率, 効率のエアギャップ特性

#### 考察等

- ・ 500W 以上の電力で伝送を行えることが分かった。500W に抑えた理由は直流電源の最大出力電 流と,電子負荷の最大負荷電圧の都合による。
- ・ エアギャップ 40cm 以内で、アンテナ間効率  $\eta$  =80%以上、アンテナ間と整流器を含めた効率  $\eta_{L}$ =70%程度となった
- ・ G=40cm 以上で Иを低減し、入力電力を減らしたのは、直流電源の最大出力電流の限界であるため。

# 5.6 本章のまとめ

### 5.6.1 まとめ

- ・ 大電力・高効率での電力伝送に成功した。
- ・ 実験に使用した機器の都合により、都合により、送電電力は 500W 程度にとどまった。

### 5.6.2 今後

・ 機器を大電力化

今回は機器の都合で 500W 程度にとどまった。しかし,実際の電気自動車には当初の目標である 3KW 程度での給電が必要である。そこで機器を改良し,前述の電力を目標とした大電力化実験を 行う必要がある。

- 定電力負荷の場合の伝送について
   今回,負荷は抵抗負荷として電力伝送実験を行った。しかし、実際は DC/DC コンバータを介し
   バッテリー等の機器へ給電することになる。DC/DC コンバータを介した場合、定電力負荷となる。
   そこで、定電力負荷への給電実験を行い、どのような特性になるか、どのような機器の制御が必要なのかを議論する必要がある。
- ・時間変化する負荷への伝送
   バッテリーへの充電の場合,充電状況の変化は非常に緩やかでほぼ変化がないとみなせるが,キャパシタの場合は充電された電荷の量によって特性が大きく変化する。つまり充電中の時間変化が激しい。この場合の特性の議論をおこない。どのような機器の制御が必要なのかを議論する必要がある。

# 第6章 結論

### 6.1 まとめ

本論文では、電気自動車での給電をターゲットにおき、磁界共振結合方式を用いたワイヤレス電力 伝送に関する研究を行った。

従来の研究でSパラメータを用いて行ってきた特性評価を、電圧・電流の関係で表すようにし、機 器設計を容易にしただけでなく、従来は一定のギャップの場合のみ高効率な電力伝送が可能だと思わ れた自己共振周波数でいかなるギャップでも高効率な電力伝送が可能であることを発見した。

磁界共振結合用アンテナに関して,損失の原因となる表皮効果について,細線をより合わせたリッ ツ線が有効であることを再認識したほかに,反共振周波数と自己共振周波数の位置関係が損失に影響 を及ぼすことを発見した。また,表皮効果だけでなく,近接効果と思われる損失を増加させる要因が あることも予想される。

そして、大電力での給電実験を行った。470Wの電力伝送に成功し、40cmの伝送距離で効率80%、 を達成し、今後の大電力伝送への足掛かりとすることができた。

## 6.2 今後の課題

今後の課題は各章の末尾部分で述べたとおりであるが、それ以外の新規の項目についての課題について述べる。

・ 人体安全性について

ワイヤレス給電中の送受信アンテナによって発生する電界・磁界の影響を考える必要がある。電 界・磁界の人体への許容値は規格によって定められていてそれをクリアする必要がある。大電力 の場合の電界,磁界の大きさをシミュレーション,実験によって確認し,必要であればアンテナ 形状等を工夫することによって安全・安心を確保する必要がある。

移動型ワイヤレス給電の研究
 現在,負荷が停止した状態のワイヤレス給電を想定した研究を行っている。電気自動車の利便性
 向上のためには、走行中に給電できることが求められる。そこで、移動型ワイヤレス給電の研究
 に着手する必要がある。

# 謝辞

本研究を行うにあたり、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。研究内容に関する専門的なアドバイスはもとより、研究者としての姿勢や物 事の捉え方、今後の人生について貴重な知識、経験を得ることができました。ここに深く感謝いたし ます。研究室生活に関すること、研究の進め方などを詳細にわたりお教えいただきました藤本博志准 教授、呉世訓助教、内田利之技官に御礼申し上げます。また、居村岳広助教をはじめとした WPT (Wireless Power Transfer) チームの皆様に深く感謝いたします。 大学院修士課程進学に当たり、 かつて前例がないにもかかわらず2年間の特例休職を認めてくださった(株) ホンダエレシス様にお 礼申し上げます。最後に、プライベート面を支えてくれた妻に感謝いたします。

# 参考文献

- [1] 日産自動車ホームページ,http://www.nissan.co.jp/
- [2] 三菱自動車ホームページ, http://www.mitsubishi-motors.co.jp/
- [3] 富士重工ホームページ, http://www.subaru.jp/
- [4] パナソニック電工ホームページ http://panasonic-denko.co.jp/
- [5] トヨタ自動車ホームページ http://toyota.jp/
- [6] 本田技研工業ホームページ http://www.honda.co.jp/
- [7] Andre Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances ", Science, Express, Vol.317, No.5834, pp.83-86, 7 June 2007
- [8] 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.
- [9] 新戸雅章, "発明超人ニコラ・テスラ", 筑摩書房
- [10] マーガレット・チェニー著;鈴木豊雄訳,"テスラ:発明王エジソンを超えた偉才",工作舎
- [11] フリー百科事典『ウィキペディア (Wikipedia)』," ニコラ・テスラ", http://ja.wikipedia.org/wiki/ニコラ・テスラ
- [12] 昭和飛行機工業ホームページ http://www.showa-aircraft.co.jp/
- [13] Tech-On!, "【ATI2009】昭和飛行機工業, 60cm 離しても電力供給可能な電磁誘導式の非接 触給電システムを披露<<訂正あり>>"

http://techon.nikkeibp.co.jp/article/NEWS/20090715/173067/?ST=green\_device

- [14] 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、平成21年8月17日
- [15] Tech-On!, "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" http://techon.nikkeibp.co.jp/article/HONSHI/20090925/175646/",2009.10
- [16] 居村岳広,"電磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送に関する研究",博士論文
- [17] 岡部浩之,"磁界共振結合を用いた kHz 帯でのワイヤレス電力伝送の実現と共振周波数追従制 御",修士論文
- [18] 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,2003.09.26
- [19] 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",平成22年12 月
- [20] 国立天文台 東京天文台 理科年表 丸善 第83冊(平成22年)
- [21] International Rectifier, IRFP360LC datasheet
- [22] 東芝, "20DL2C41A,20FL2C41A,20GL2C41A データシート"
- [23] 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",電気学会産業応用部門大会, 2010.8
- [24] 松木英敏,非接触電力伝送技術の最前線,シーエムシー出版,2009.8
- [25] 日経エレクトロニクス 編,「ワイヤレス給電 2010 ―非接触充電と無線電力伝送のすべて―」, 日経 BP, 2010.3

# 発表文献

[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 伝送距離と効率の向上に関する研究",電気学会産業計測制御研究会, 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",電気学会産業応用部門大会,2010.8

[3] Masaki Kato, Takehiro Imura, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori:"Loss Reduction in Antenna for Wireless Power Transfer by Magnetic Resonant Coupling", EVTeC'11,2011.5 (審査中)