

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 25 年度

修士論文

磁界共振結合による三相ワイヤレス電力伝送

~大電力, 高効率, 長伝送距離を目指して~

Three-Phase Wireless Power Transfer

via Magnetic Resonant Coupling

~For High Power, High Efficiency, and Long Transfer Distance ~

2014 年 1 月提出

指導教員 堀 洋一 教授

47126084 谷川 雄介

内容梗概

三相交流を磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送に応用し、大電力かつ高効率での長距離電力伝送を目指した研究を行った。本論文では、三相交流の特長を生かした大電力でのワイヤレス電力伝送に焦点をあて、三相伝送実験と等価回路計算を行った。実験では周波数 100 kHz 前後の高周波三相交流を 3 対の共振器に印加し、伝送距離 0.5 m において効率 80 % 超での 3 kW の電力伝送に成功し、理論式との整合性も示した。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.1.1	ワイヤレス電力伝送	3
1.1.2	三相交流	3
1.1.3	研究の方針	3
1.2	研究目的	3
1.3	本論文の構成	4
第 2 章	ワイヤレス電力伝送の概論	5
2.1	電磁誘導方式	6
2.2	マイクロ波方式	8
2.3	磁界共振結合方式	9
第 3 章	三相交流の概要	10
3.1	三相交流の特徴	10
3.1.1	回転磁界	11
3.1.2	簡便な配線	12
3.1.3	瞬時電力の一定化と電圧と電流の脈動の減少	15
3.2	三相交流の用途	16
3.2.1	三相交流モータの駆動	16
3.2.2	大電力送電網	16
3.2.3	新交通システムの電源	17
3.3	三相交流の現況の総括	19
第 4 章	磁界共振結合方式を用いた三相ワイヤレス電力伝送	20
4.1	単相における磁界共振結合方式	20
4.1.1	磁界共振結合方式の特徴	20
4.1.2	想定される用途	21
4.1.3	先行研究	23
4.2	磁界共振結合方式の三相化	27
4.2.1	三相化によって生じる特徴	27
4.2.2	先行研究	28
4.2.3	想定される用途	29
4.3	総括	29

第5章	三相ワイヤレス大電力伝送の実験.....	30
5.1	実験目的	30
5.2	大電力, 長距離伝送実験の概要	31
5.2.1	三相専用に新提案した実験装置	33
5.2.2	大電力実験のための環境と実験条件	37
5.2.3	測定内容と DC-DC 効率の定義	37
5.3	実験結果と考察	38
5.3.2	大電力, 長距離伝送の実験結果	38
5.3.3	大電力伝送に関する考察と結論	42
第6章	三相ワイヤレス大電力伝送での等価回路計算.....	43
6.1	単相における等価回路計算	43
6.2	三相における等価回路計算	45
6.2.1	クロスカップリングを考慮しない場合	45
6.2.2	相受電相間のクロスカップリングを考慮した場合	46
6.2.3	三相平衡の場合	50
6.3	等価回路計算の総括	52
第7章	理論整合性実証のための共振器回転実験.....	53
7.1	実験目的と理論実証の手法	53
7.2	理論実証実験の概要	53
7.2.1	回転測定のための実験装置	55
7.2.2	実験条件と測定精度の設定	57
7.2.3	測定内容とパラメータ	58
7.3	実験結果と考察	59
7.3.1	共振器回転位置と測定結果	59
7.3.2	理論との整合性に関する考察	63
7.3.3	結論	64
第8章	結言	65
8.1	結論	65
8.2	新たな課題	65
8.3	今後の展望	65
参考文献		66
発表文献・実績		68
謝辞		69

第1章 序論

本章では，本研究に関する導入として，研究背景および目的を説明し，論文の構成を明らかにする．

1.1 研究背景

ワイヤレス電力伝送 Wireless Power Transfer (WPT) は徐々に実用化への道筋を歩み始めている[1][2]．ワイヤレス電力伝送の実用化において，高い効率，長い伝送距離，大きな電力の3つの要素に対する技術研究が重要となっている．ワイヤレス電力伝送の方式としては，磁界共振結合方式が，90 %を越える高い効率と 0.4 m 以上の長い伝送距離が可能なので着目されている．一方で，三相交流は従来の有線電力伝送において大電力伝送に好適であると示されている．そこで，図 1. 1 のように磁界共振結合方式に三相交流を応用することで上記の3要素を満たすシステムの実現を目指す．

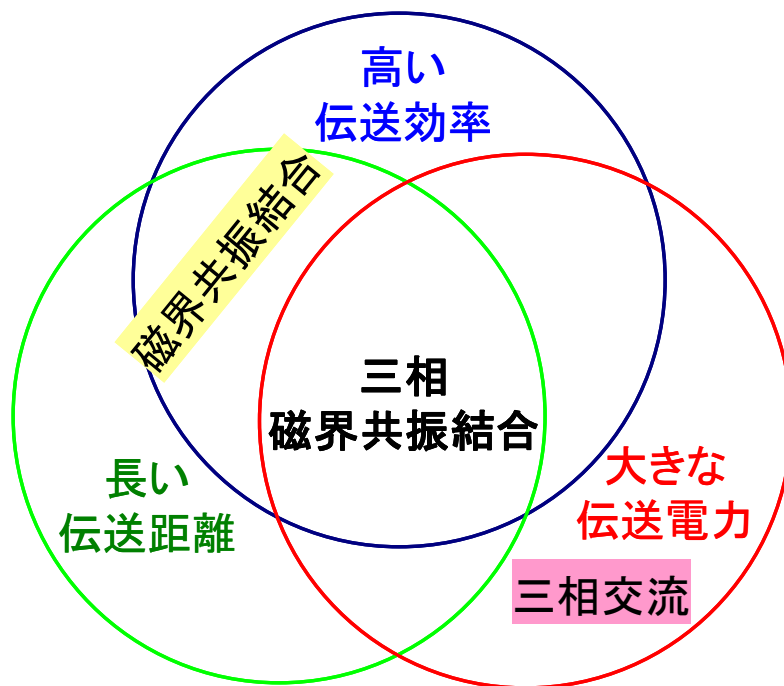


図 1. 1 磁界共振結合によるワイヤレス三相電力伝送の位置づけ

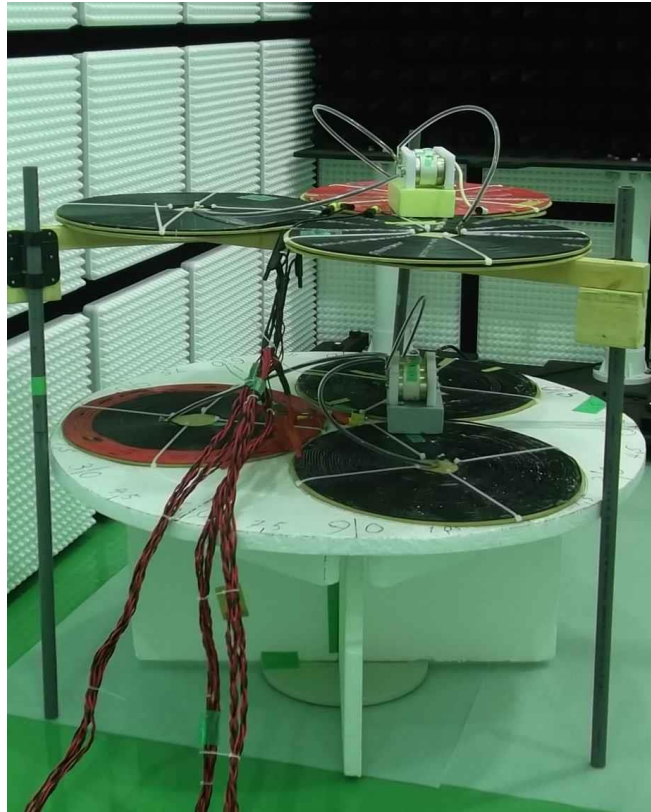

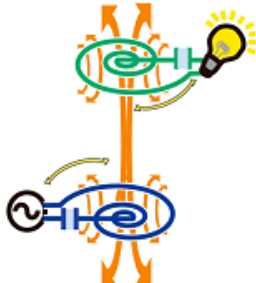
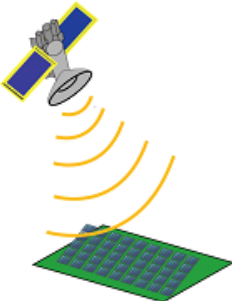


図 1.2 三相交流ワイヤレス電力伝送の実験装置

表 1.1 ワイヤレス電力伝送の 3 方式比較

Methods	Magnetic Induction	Magnetic Resonant Coupling	Microwave
Images			
Transfer Gap	Up to 0.2 m	Up to 10 m	A few hundred km
Efficiency	Up to 95%	Up to 97%	Up to 60 %
Robustness for Displacement	Poor	Great	Good

1.1.1 ワイヤレス電力伝送

ワイヤレス電力伝送 Wireless Power Transfer (WPT)は文字の通り、無線で電力を送る技術である。ワイヤレス電力伝送には表 1.1 に示すように大きく分けて 3 種類の伝送方式が存在し、それぞれ、電磁誘導方式、磁界共振結合方式、マイクロ波方式と呼ばれている。この中で、長い伝送距離で高い効率を実現している磁界共振結合方式に着目して研究を行う。なお、ワイヤレス電力伝送の概要については第 2 章、磁界共振結合の詳細については第 4 章にて述べる。

1.1.2 三相交流

三相交流は、3 系統の交流電流の位相をずらして重ね合わせたものである。その三相交流の中でも、特に各相の電圧および電流の実効値が等しく、それぞれの相間の位相差が 120° となっているものを対称三相交流という。一般に三相交流と言え、この対称三相交流のことを示すので、本論分でも特に断りが無い限り、対称三相交流のことを三相交流と略記する。三相交流の特徴は、大電力を送電できること、大容量の割に簡便な配線で十分なこと、瞬時電力が一定であることの 3 つである。これらの特徴を生かして大電力での高効率の有線送電に用いられている。これらの特徴については、第 3 章で詳述する。

1.1.3 研究の方針

以上の議論より、伝送効率と伝送距離に関して秀逸な磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送と大電力に適する三相交流を適応することで、それらの長所を兼ね備えた新しいワイヤレス電力伝送システム (図 1. 2) の構築を提案する。そして、実験により性能の実証を行う。また数式的な解析を行って、その実験構成の妥当性を評価する。

1.2 研究目的

前述のように、三相交流での磁界共振方式のワイヤレス電力伝送の研究目的は、高い効率、長い伝送距離、大きな電力の 3 つの要素を満たすシステムの構築である。そのシステム構築のためには、既存の単相ワイヤレス電力伝送と三相ワイヤレス電力伝送の違いを明確にする必要がある。そこで、単相を凌駕する大電力伝送の実証、等価回路を用いた単相と三相のアナロジーの数式的な理論解明、理論と実システムとの整合性の実証の 3 点を小目的として設定する。

本論文の構成

本論文は図 1.3 に示すように、序論（本章）に始まり、要素技術の概要、三相ワイヤレス電力伝送システムの実験と解析、考察と結論で構成されている。まず、要素技術の概論として、本章に続き、第 2 章および第 3 章にてワイヤレス電力伝送および三相交流の大枠を紐解く。続いて、三相ワイヤレス電力システムの研究内容を記述する。すなわち、第 4 章にて本研究の主題たる磁界共振結合方式について、単相と比較しつつ三相化への導入を図り、第 5 章にて実際に大電力伝送での性能実証を示す。そして、第 6 章にて三相化についての理論的な考察を行い、第 7 章にて理論の検証として実験を示す。これらの実験と解析を踏まえて、第 8 章にて、結論を総括し、今後の課題と発展への道筋を示す。

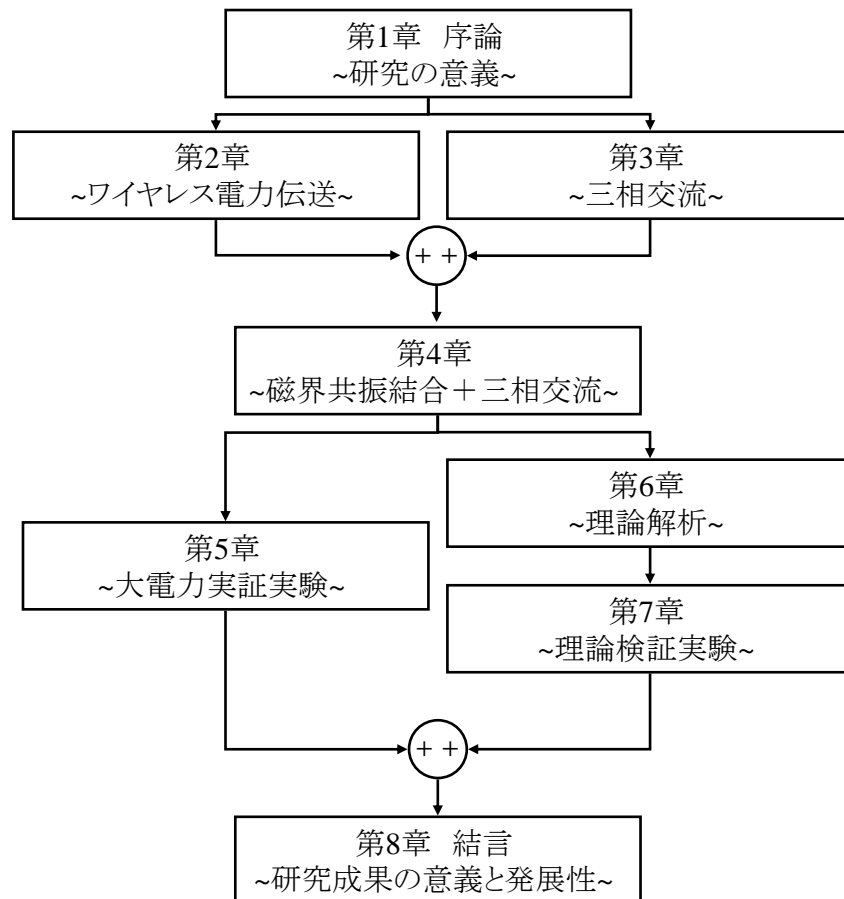


図 1.3 論文の構成

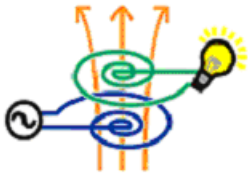
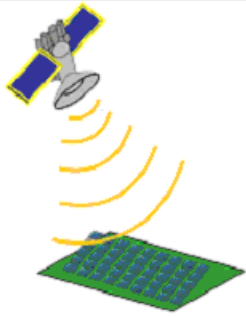
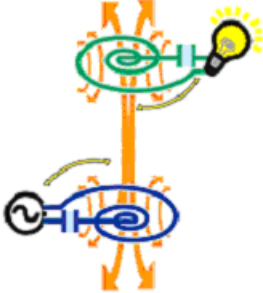
第2章 ワイヤレス電力伝送の概論

三相交流をワイヤレス電力伝送に適応する前に，既存の単相でのワイヤレス電力伝送についての概論を述べる．ワイヤレスによる電力伝送の方式や特長は多岐にわたり，大きく分けると以下に示す 3 方式が有力な候補であるといえる．

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

これら 3 方式の特色について表 2.1 に纏める．本章ではそれぞれの方式についての概要を述べ，本研究にて磁界共振結合方式を採用した理由を述べる．

表 2.1 ワイヤレス電力伝送の 3 方式の比較 (再掲)

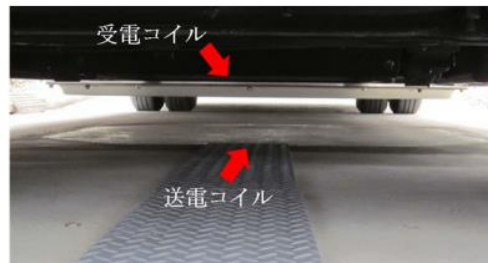
Methods	Magnetic Induction	Microwave	Magnetic Resonant Coupling
Images			
Transfer Gap	Up to 0.2 m	A few hundred km	Up to 10 m
Efficiency	Up to 95%	Up to 60 %	Up to 97%
Robustness for Displacement	Poor	Good	Great

2.1 電磁誘導方式

電磁誘導方式は唯一実用化されている方式である。現行での用途は電動歯ブラシや電動髭剃り器の充電, IC 乗車券である。この方式は送電コイルによって作られた交番磁束を用いて, 受電コイルに電流を生じさせる方式である。まず, 原理を示す。送電コイルに交流を流すとアンペールの法則 (右手の法則) により, 交流と同じ周波数の交番磁界が生じる。この磁界内に受電コイルを置くと, 受電コイルを通過する磁束密度の変化により, ファラデーの電磁誘導の法則により, 受電コイルに起電力が生じ, 誘導電流が生じる。これが電磁誘導方式の動作原理である。伝送効率は 最大 90% 以上であり, 数 kW から～数百 kW の電力伝送が実現されているが, 高効率での電力伝送が可能な伝送距離 (エアギャップ) は 0.1 m 以下であり, 送電・受電コイルの水平方向のズレの許容量も小さいため, 伝送距離を短くし, 送受電コイル位置を正確に合わせるための機械構造が要求される。図 2.1 のような IC 乗車券の場合, 人間自らが改札機の送電コイルにカードの受電コイルをタッチさせるため, 伝送距離が短くでき, 電磁誘導方式が適している。また, 大電力伝送の実績としては電気自動車への給電の研究がある。昭和飛行機 株式会社および早稲田大学の共同研究チーム[3]では, 図 2.2 のように電磁誘導方式を用いたマイクロバスへの適用を実現しており, 各地で試験運転が行われている。試験では決まったルートを走行するバスを想定し, 停車中の 5 分間に 30 kW の送電を行い, エンドレスな走行が可能となっている。また, 高頻度の給電によりバッテリーの搭載量を抑えられるため, 車両コストの軽減と車両重量軽減による走行エネルギー効率の改善が実現している。他にも韓国の Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST) [4][5]は図 2.3 のように走行中での充電を目的とした On-Line Electric Vehicle (OLEV) の研究を行っている。しかし, これらの電磁誘導方式では長い伝送距離での高い効率での電力伝送が難しいため, 地中に送電コイルを埋めることが不可能となり, 路上に送電コイルを露出させており, 耐久性の面で実用化には難点が残る。また, 左右方向の走行位置のズレも伝送効率の著しい低下につながるため, 上記の KAIST ではレール状のガイドウェイを設けることで走行中給電を行っている。そのため, 道路上に突起物が生じ, インフラとしての完成度には改善の余地が残っている。



図 2.1 電磁誘導によるワイヤレス電力伝送を用いた IC 乗車券 (福岡市交通局)



(a) 給電の様子



(b) 電動マイクロバス



(c) IPS (Inductive Power Supply system)

図 2.2 昭和飛行機 および 早稲田大学の電磁誘導ワイヤレス充電バス[3]

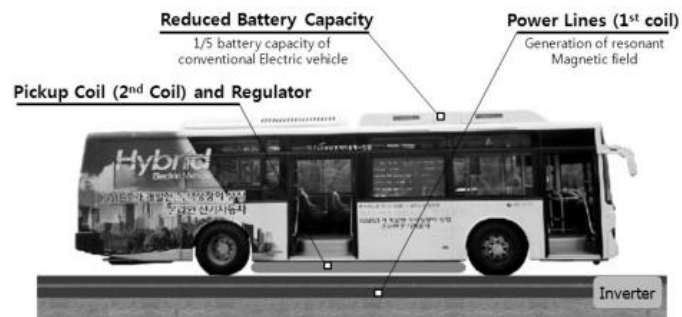


図 2.3 KAIST の電磁誘導充電バス[4][5]

2.2 マイクロ波方式

マイクロ波方式は図2.4のように、波長 1 m から 100 μm , 周波数 300 MHz から 3 THz の電磁波 (マイクロ波)を利用して電力伝送する方式である[6]. マイクロ波をレクテナと呼ばれる受電器に照射して電気エネルギーに変換する. まず, 電子レンジと同様の原理の送電器からマイクロ波を照射する. このマイクロ波のビームを平面的に設置されたレクテナに照射すると, 整流変換されて直流電流が取り出される. このマイクロ波方式の用途としては宇宙太陽光発電における発電衛星から地上の受電スポットへの電力伝送がある. 他にもマイクロ波方式を電気自動車へ応用した例も研究されている[7]. 概してマイクロ波方式は長距離送電が可能であるが, 最大効率が 70 %程度と低い. また, 電磁波を利用するため人体への影響が懸念させるという問題点があり, 研究の余地がある.

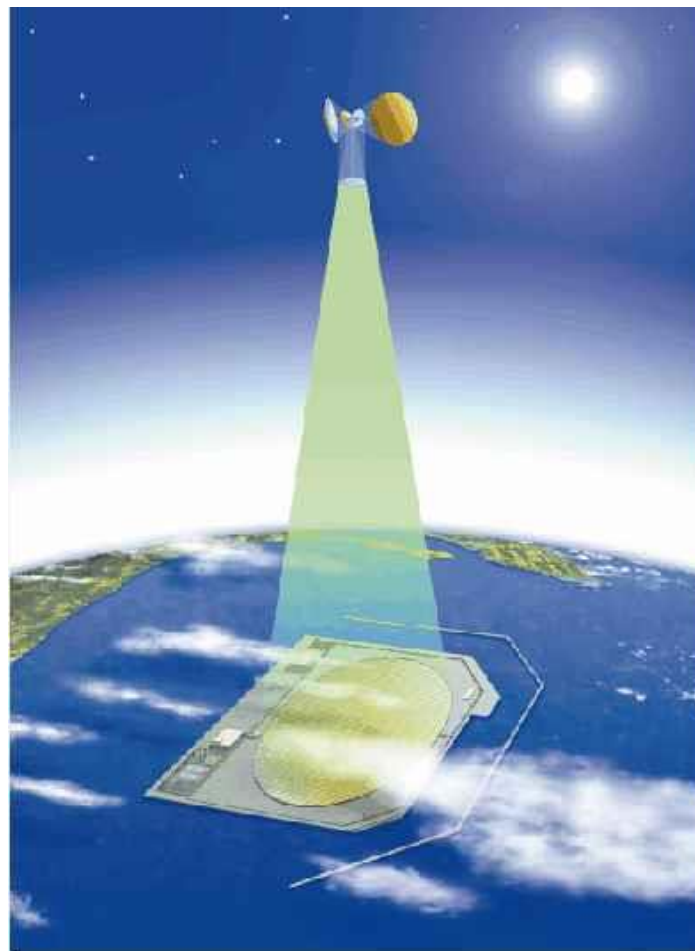


図 2.4 マイクロ波送電[6][7]

2.3 磁界共振結合方式

磁磁界共振結合は本研究で採用した方式である．この方式は 2006 年にマサチューセッツ工科大学 Massachusetts Institute of Technology (MIT) の研究チームより理論が発表され，2007 年に試作機が発表された[8][9]．ここ数年で各研究機関において盛んに研究されている方式である．従来方式の電磁誘導と比較すると長い伝送距離でも高い効率を誇り，横方向の位置ずれにも強いという特徴がある．最大効率も 95 %以上と圧倒的にマイクロ波よりも効率が良く，次世代のワイヤレス給電技術として期待されている．詳細は第4章で詳述する．原理としては，コイルのインダクタンス L とコンデンサ（キャパシタ）のキャパシタンス C を接続した LC 回路による共振を用いて，交番磁場を媒体に系を共振結合（共鳴）させることで受電側の交流電流を増幅させる方式である．すなわち，送受電ともに LC と接続した共振器を設置し，この共振周波数を一致させることで，特定の共振周波数にて電力伝送が行われる．この原理は音波における音叉の共鳴現象の電磁界版ということができる．この原理から，同一共振周波数の共振器を複数設置し，そのうちの 1 つのみを電源に接続すると，すべての共振器が共鳴して共振系を形成する．そのため，中継共振器を設置すれば更に伝送距離を伸ばすことができるという付加的特徴も有する．磁界共振結合方式は新しい技術なので用途は依然として定まっていないが，伝送距離が長くとも高い効率で伝送できるため，電気自動車など kW 級の大きな電力かつ 1 m 程度の長い伝送距離への給電に適する．このことから，磁界共振結合方式が大きな電力かつ長い伝送距離のワイヤレス電力伝送システムに対しての優位性が推測される．従って，この磁界共振結合方式を三相化することで，さらなる大電力に対応可能となる優位性も付加できると考え，本研究にこの方式を採用した．



図 2.5 磁界共振結合での電力伝送 (MIT での実験) [8][9]

第3章 三相交流の概要

三相交流は有線の大電力伝送において幅広く用いられている技術である。本章では、三相電力をワイヤレス電力伝送に応用するに当たり、概論として、三相交流の特徴、用途を述べる。

3.1 三相交流の特徴

三相交流とは、3系統の交流電流の位相をずらして重ね合わせたものである[10]。特に対称三相交流と呼ばれる三相交流は図 3.3 のように、各相の電圧および電流の実効値が等しく、それぞれの相間の位相差が 120° となっている。この対称三相交流の状態を三相平衡という[11]。一般に三相交流と言えは、この対称三相交流のことを示すので、本論分でも特に断りが無い限り、対称三相交流のことを三相交流と略記する。三相交流の特徴は、回転磁界が簡単に得られること、大電力送電が簡便な配線で可能であること、瞬時電力が一定化し電圧と電流の脈動が小さくなることの3つである。これらの特徴について考察する。

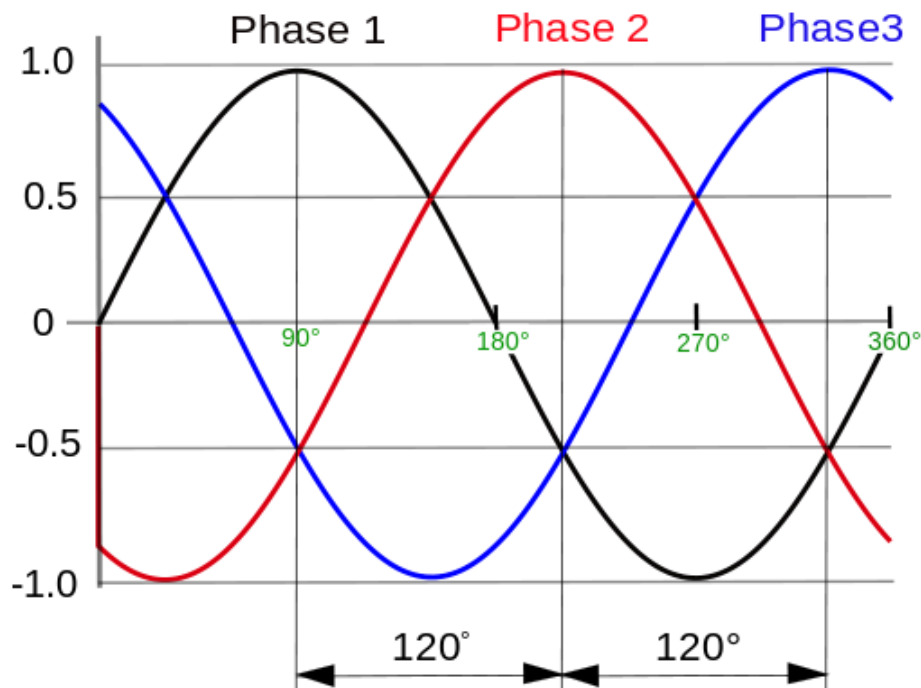


図 3.3 対称三相交流の波形[10]

3.1.1 回転磁界

回転磁界が簡単に得られることは、従来の対称三相交流が普及している大きな要因である[10][12][13]. すなわち、図 3. 3 のように、電気角 120° で位相が異なる三相をそれぞれコイルに流せば、その電流位相差により回転磁界が発生するので、そのコイルをモータのステータとして活用すれば、交流モータを駆動することが可能である. 従って、交流誘導モータないしは交流同期モータを三相交流電源に接続すれば、自動的に電源の周波数で回転する. すなわち商用電源の 50 Hz (60 Hz) の三相交流に交流モータを接続すれば、3000 rpm (3600 rpm) で定速回転する. それゆえ、電気事業者は 200V の三相電源線を「動力線」と称す. なお、単相の電源線は「電灯線」と称す.

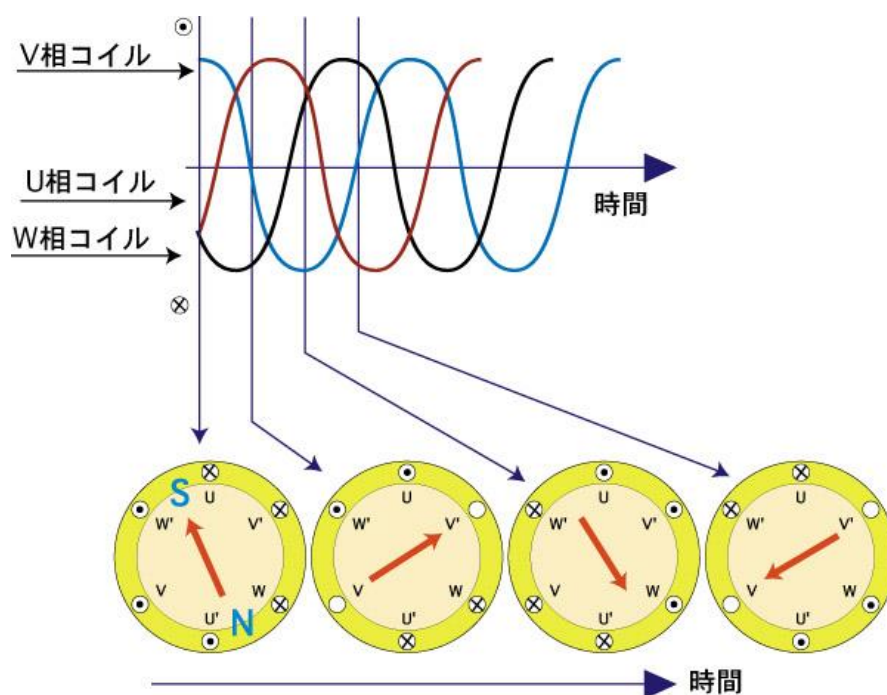
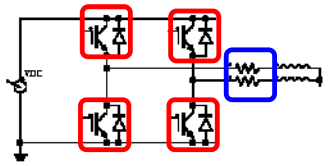
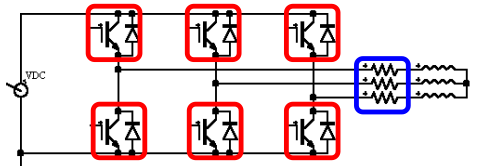


図 3. 4 三相交流と回転磁界[12][13]

3.1.2 簡便な配線

三相は単相と比較として、大電力送電が簡便な配線で可能である[10][11]. 表 3.2 に示すように、三相は単相の3倍の電力容量を1.5倍の設備で設営できるためである. このような配線が可能となる理由は、理想的な対称三相交流では、各相の帰還電流の合計が0となるためである. すなわち、単相交流または直流の場合は、送電用と返電用の線路が必要なので2本の配線が必要だが、送電用の3本の送電側の線路のみで十分である. この結果、3倍の電流を送電しても、線路本数は1.5倍となり経済的である. このような、三相がバランスして帰還線が不要な回路を三相平衡回路と呼ぶ. また、インバータの場合も、単相交流の生成のためにはフルブリッジインバータとして、4素子が必要であるが、三相の場合は、6素子のインバータで済むため、同様に1.5倍の設備である. 帰還電流が0であることは、配線の自由度の向上にも寄与する. すなわち、三相回路では 図 3.5 および図 3.6 のような配線が可能となる. なお、平衡回路では負荷抵抗値も同一のである. これらの図からわかるように、三相の接続方法は中性点を明確にとる Y 結線と、三相を三角形に結ぶ Δ 結線がある. このように帰還電流が0となることは、非常に大切な特徴であるため、これを数式的に証明しておく.

表 3.2 単相と三相の比較と設備規模[10]

	Single phase	Three phase
Power limit ratio	1	3
Device quantity	2 (4 switches, 2 lines)	3 (6 switches, 3 lines)
Circuits		

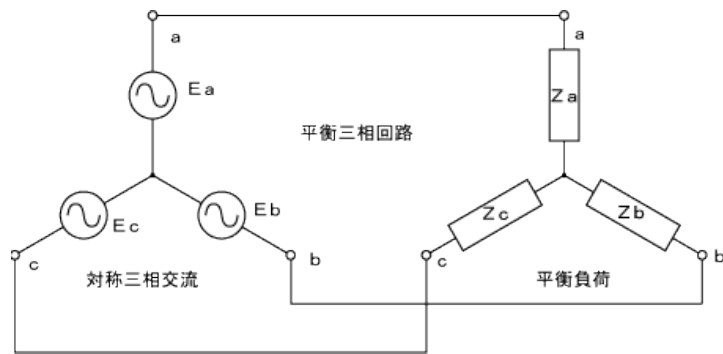


図 3.5 平衡三相回路 Y 結線[10]

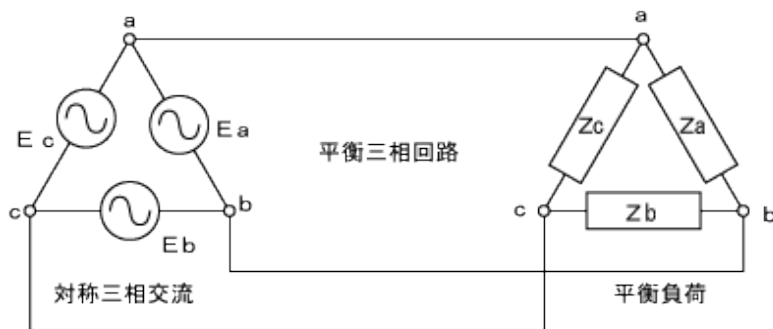


図 3.6 平衡三相回路 Δ 結線[10]

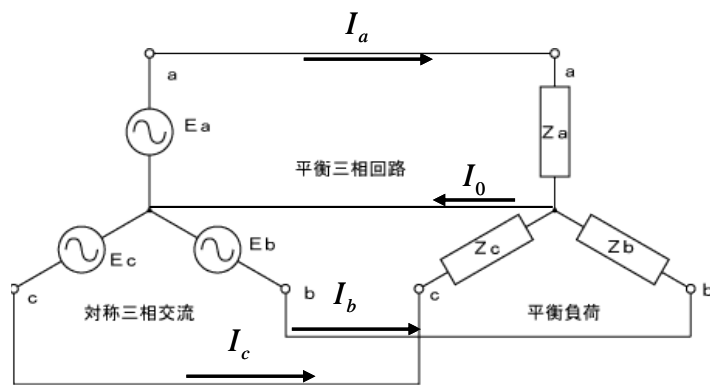


図 3.7 中性線がある Y 結線[10]

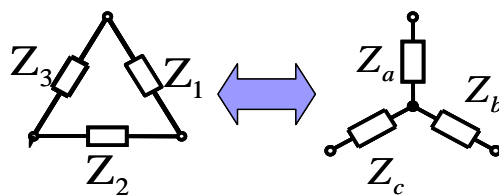


図 3.8 Y 結線と Δ 結線の変換[10]

帰還電流が 0 であることは、中性点の電圧が恒等的に 0 であることと同値なので、それを計算する。また、 Δ 結線は図 3. 8 のような場合、変換式(3.1)により、変換できるので、以降は計算の簡単な Y 結線の場合を考える。

$$Z_a = \frac{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}{Z_3} \quad (3.1)$$

まず、図 3. 7 のように中性線がある場合を仮定する。そして、図 3. 7 のように各相の電流と中性線電流を定義する。また、各相の中性点からの電源電圧（以下、相電圧） E_a , E_b , E_c を以下の式(3.2)から(3.4)のように記す。

$$E_a = E \sin(\omega t) \quad (3.2)$$

$$E_b = E \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.3)$$

$$E_c = E \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (3.4)$$

中性線がある場合、電源の中性点と付加の中性点の電位差が 0 なので、電圧に関して以下の式(3.5)が成り立ち、式(3.6)が得られる。

$$E_a = Z_a I_a \quad (3.5)$$

$$I_a = \frac{E_a}{Z_a} = \frac{E \sin(\omega t)}{Z_a} \quad (3.6)$$

また、電流に関してキルヒホッフの法則より、以下の式(3.7)が成り立つ。

$$I_0 = I_a + I_b + I_c \quad (3.7)$$

ここで、平衡回路であることから、負荷抵抗値が同一値なので、以下の式(3.8)が成り立つ。

$$Z_a = Z_b = Z_c = R_L \quad (3.8)$$

そこで、式(3.7)について、式(3.6)と式(3.8)を代入すると、帰還電流について、以下の式が成立する。

$$I_0 = \frac{E}{R_L} \{ \sin(\omega t) + \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \} \quad (3.9)$$

従って、この中括弧内を計算すると 0 となるので、中性線の電流が 0 であると示される。従って、中性線自体が不要であると考えられる。なお、このように帰還電流を 0 と出来るのは、三相平衡が成り立っている場合であり、負荷の不平衡などで三相平衡が成立しなくなった三相不平衡については対象座標法のような解析手法を用いて、帰還電流を計算して対応させる。

3.1.3 瞬時電力の一定化と電圧と電流の脈動の減少

一般に、三相平衡状態では瞬時電力が一定となる[10]. 単相交流では電圧および電流が0となる点で必ず電力が0となるため電力が脈動するのに対し、三相ではある相で電力が減少している際に他相が補完することによって、系全体での瞬時電力を一定に保つことができる. このことを数式的に証明する. まず、電圧については既出の式(3.2)から式(3.4)とし、各相の電流を以下の式(3.10)から式(3.11)で定義する. なお、三相平衡状態なので、電流も 120° 位相差の同一振幅の正弦波である.

$$I_a = I \sin(\omega t - \phi) \quad (3.10)$$

$$I_b = I \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi) \quad (3.11)$$

$$I_c = I \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \phi) \quad (3.12)$$

この電圧と電流の積から、電力 W を計算すると、以下の式(3.13)となる.

$$\begin{aligned} W &= E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c \\ &= EI \left\{ \sin(\omega t) \sin(\omega t - \phi) + \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi) + \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \phi) \right\} \end{aligned} \quad (3.13)$$

式(3.13)の中括弧内を積和の公式によって分解すると、以下の式(3.14)となる.

$$W = \frac{EI}{2} \left\{ \cos(2\omega t - \phi) + \cos(2\omega t - \frac{4\pi}{3} - \phi) + \cos(2\omega t - \frac{8\pi}{3} - \phi) - 3\cos\phi \right\} \quad (3.14)$$

ここで、時間変化する部分について、式(3.9)と同様となるので、式(3.15)が成立する.

$$\cos(2\omega t - \phi) + \cos(2\omega t - \frac{4\pi}{3} - \phi) + \cos(2\omega t - \frac{8\pi}{3} - \phi) = 0 \quad (3.15)$$

従って、式(3.14)に式(3.15)を代入すると、式(3.16)となり、 ϕ は電流の遅れ角を示す定数なので、瞬時電力の一定化が示される.

$$W = \frac{3EI}{2} \cos\phi \quad (3.16)$$

また、三相交流は、整流を行った際に電圧リップルが小さくなるという特徴もある. 図 3. 9 に単相を全波整流回路と三相の全波整流回路を示し、平滑していない場合の整流後の電圧波形を同時に示す.

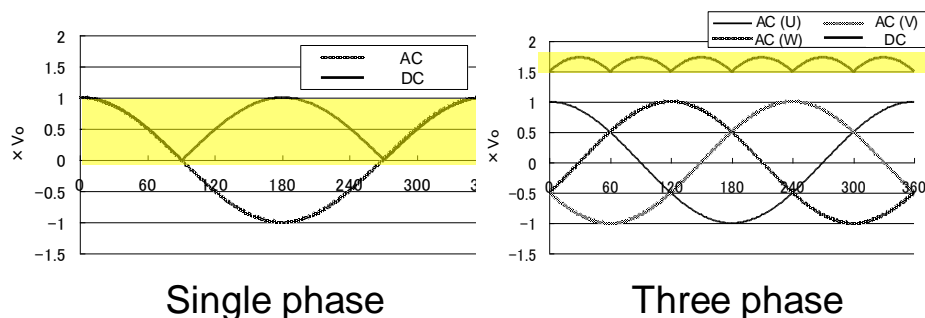


図 3.9 同一振幅の正弦波を整流した場合のリプルの大きさ

3.2 三相交流の用途

三相交流は今日では様々な用途に用いられている。前述のように回転磁界を用いたモータ駆動を目的としたものや、大電力送電のための高圧送電線といった例がある。その中の例を 3 つ示す。

3.2.1 三相交流モータの駆動

三相交流モータには誘導モータと同期モータがあるが、どちらも三相交流の回転磁界を用いて回転させる[12][13]。この方式では回転に伴う巻き線の切り替えが不要なので直流モータのようなブラシと整流子の摺動磨耗部分が無くなり、構造が単純化され、メンテナンス性が良好となる。そのため、商用 50 Hz 三相交流に直結できる産業用の交流モータが工場などで広く使われている。この三相交流モータの歴史は古く、20 世紀初頭にセルビアのベオグラード出身の電気技師ニコラ・テスラが同期モータを開発し、その普及を提案している。しかし、旧来の系統に直結した三相モータの場合、回転数は系統の周波数に依存し、回転トルクも系統電圧とモータ内の界磁コイルの抵抗値に依存するため、可変トルク、可変速制御が難しい。そこで今日では、直流から三相インバータを用いて、系統に依存しない可変電圧、可変周波数の三相交流を生成して交流モータを駆動することで、制御性を向上させている。このモータの駆動方式が可変電圧・可変周波数 **Variable Voltage Variable Frequency (VVVF)** 制御であり、今日のインバータ電車および電気自動車の基本的な制御方法となっている。

3.2.2 大電力送電網

上記の三相モータを外部の動力で回転させると三相発電機となる。すなわち電気角 120° づつに配置したコイル内を金属板ないしは永久磁石が回転することで三相交流を得るのが三相発電機である。現在、商用の発電所からの送電網は小売の単相の部分

を除き全て三相系統となっている。その理由は、三相の特徴で述べたように、帰還電流線路が不要のため建設コストが安く、しかも回転磁界で「動力線」が得られるという長所があるためである。また、三相から单相を取り出す際も、不平衡部分を吸収できる回路が存在すれば、三相の3本の送電線のうちの2本を用いるだけで、簡単に单相交流が得られる。なお、日本の発電所では三相発電機が 3000 rpm (東日本の場合、富士川以西では 3600 rpm) で回転し、それを変圧器で 500,000 V まで昇圧して、高圧送電線に送る。これを再び変電所で 6,600 V まで降圧し、さらに消費者に合わせて、200 V 程度まで徐々に降圧している。

3.2.3 新交通システムの電源

新交通システムでは、図 3. 11 のように 600 V の三相交流を走行用電源として用いている[14][15]。三相を採用している理由は、饋電系統の建設コストが抑えられるためである。通常の電気鉄道では、踏切での安全性や高速走行性能を確保すべく、線路上の 5 m 程度の高さに架線を張るため、三相のために複数本の架線を張ることは経済的ではない。そのため、单相ないしは直流饋電を採用しているが、これらも商用の三相系統から変換して单相 20,000 V (新幹線は 25,000 V)ないしは直流 1,500 V を生成しており、この変換のために大規模な変電所の建設コストがかさむ。一方で、新交通システムでは大掛かりな返電設備を必要としない三相電力を直接用いた方が経済的である。もちろん、三相分の3本の給電装置が必要だが、踏切も無く、速度も低速なので、壁面に3本の第3軌条を設置することが可能であり、そのため、トロリー線ほどのコストはかからない。なお、新交通システムの駆動は現在ではインバータ電車同様の VVVF 駆動の三相誘導モータないしは三相同期モータであるが、開発当初は直流電動機を用いていた。どちらも車上で三相交流を直流に整流してから制御しており、三相交流の回転磁界を利用していない。一方で、回転磁界をそのまま利用して電機鉄道を駆動した例は 20 世紀初頭にヨーロッパで実用化されている。19 世紀末から図 3. 12 のようにドイツで三相交流高速鉄道の研究がされた後、最盛期の 1930 年代には、米国のグレートノーザン鉄道のロッキー山脈越えのカスケードトンネルやイタリア・スイス国境のアルプス山脈越えのシンプロントンネルといった本線でも採用された[16]。現在ではスイス、フランスおよびブラジルの登山鉄道にのみ現存する[17]。これらは、図 3. 13 のように架線とパンタグラフが左右方向に2組存在し、それらを2相分、レールを残りの1相分として配線している。車上の誘導モータと三相電源を直結するため連続的な速度制御は不可能だが、モータの界磁極数を切り替える、ないしはカスケード制御を行うことで、4段階程度の速度変更が可能である。また、下り坂で所定の速度を超過した場合は、自動的に回生電力が架線に戻るため、登山鉄道のような一定速度で上下する鉄道システムに好適であるとして、今日まで存続している。



図 3.10 新交通システムと終電のための第三軌条の例[14][15]

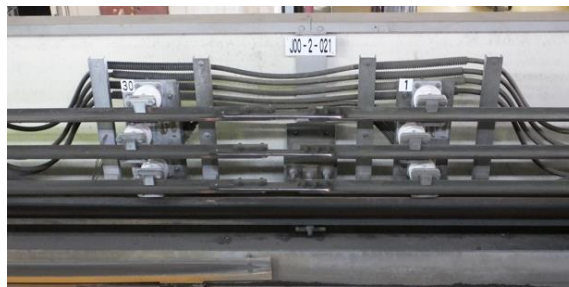


図 3.11 三相交流のための縦に並んだ三本の第三軌条[14][15]

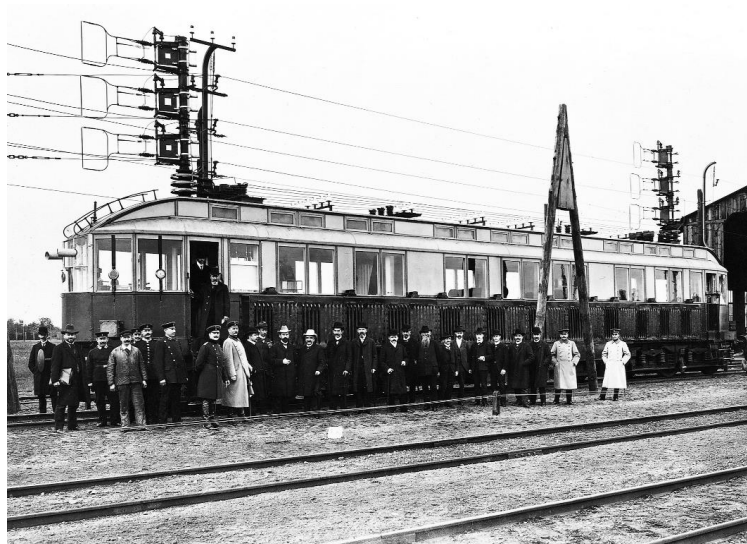


図 3.12 20 世紀初頭の三相交流電化の例[16]



図 3.13 架線式三相交流駆動のゴルナグラード鉄道 (スイス) [17]

3.3 三相交流の現況の総括

本章では三相交流の特徴と用途を記述し，三相交流が今日どのように用いられているかを議論した．三相交流は回転磁界，簡便な配線，電力の安定性という特徴から，大電力送電を含めた様々な用途に活用されていることが示された．次章からは，三相交流のワイヤレスへの応用について記述する．

第4章 磁界共振結合方式を用いた

三相ワイヤレス電力伝送

本章では磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送について検討し、その観点から、三相化への道筋を明らかにする。

4.1 単相における磁界共振結合方式

本研究室で研究されている磁界共振結合方式は、長い伝送距離で高い効率を誇り、電気自動車をはじめとした、多岐にわたる用途に対しての適応が期待されている。実際、現行では単相での電力伝送が幅広く研究されている。その単相での磁界共振結合方式について、想定される用途や先行研究に関する知見を述べる。

4.1.1 磁界共振結合方式の特徴

磁界共振結合方式は第2章で述べたように、LC共振によって電磁的に系を共振させ、ワイヤレスで電力を伝送する方式である。すなわち、送受電装置をLC共振器とし、その共振器の共振周波数と伝送する交流の周波数を一致させることで、伝送距離0.1 mから1 m程度でも80%を超える高効率で電力を伝送することが可能である。伝送周波数は100 kHz程度からGHz帯まで幅広い。本方式はMassachusetts Institute of Technology (MIT) のMarin Soljačićらの論文によって2007年に発表された[8][9]。このMITの研究グループでは、伝送の原理をモード結合理論で述べている。このモード結合方程式を式(4.1)、式(4.2)に示す。

$$\frac{da_1}{dt} = -j\omega a_1 - \Gamma a_1 + j\kappa a_2 = -j(\omega - j\Gamma)a_1 + j\kappa a_2 \quad (4.1)$$

$$\frac{da_2}{dt} = -j\omega a_2 - \Gamma a_2 + j\kappa a_1 = -j(\omega - j\Gamma)a_2 + j\kappa a_1 \quad (4.2)$$

しかし、この理論のみでは実用的な電力伝送には用いることができないので、図4.14のようなモデル化を行い、回路要素として考える。

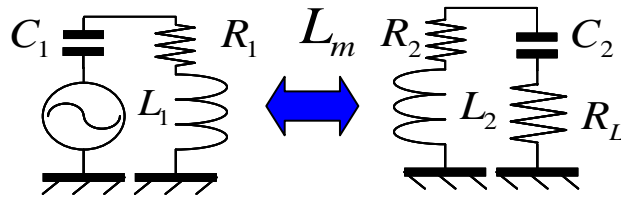


図 4.14 磁界共振結合方式のモデル

この回路要素において, LC 共振は式(4.3)が成立する際に周波数 f の交流を印加すると系全体が共振状態になる.

$$f = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4.3)$$

この際に, 送受電の共振器間における結合は, 相互インダクタンス L_m とコイルの自己インダクタンスから式(4.4)にて計算される結合係数 k で示される.

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (4.4)$$

この結合が 0.1 以下と小さい場合でも伝送効率 90 %以上での電力伝送が可能となるのが磁界共振結合方式の特徴である. なお, 回路解析については第 6 章にて詳述する.

4.1.2 想定される用途

磁界共振結合方式の用途として期待されているのは, 電気自動車への給電である. 現行の電気自動車は蓄電池のエネルギー密度の低さゆえ, 内燃車よりもはるかに重いエネルギー貯蓄装置 (主にバッテリー) を運搬している. それにもかかわらず, 内燃車よりも, はるかに航続距離が短い[18]. そこで, 未来の電気自動車においては, 信号待ちや図 4.15 のように走行中などに高頻度に急速充電を繰り返すことで, 重いバッテリーを削減しつつも航続距離を延長する「ちょこちょこ給電」が期待されている[19]. すなわち, 電気鉄道のようにインフラからの給電でほぼ無限の航続距離を得るという発想である. そのためには, 地上側のインフラから車載の蓄電装置へのワイヤレス電力伝送が必要である. 既に, 第 2 章で述べたように, 電磁誘導によるワイヤレス給電が試みられているが, 走行中や信号待ちといった場合, 任意の電気自動車が給電を受けられるように考えると, 電磁誘導では位置ズレへの対応に限界が生じる. さらに, 共同研究先である国土交通省 国土政策総合研究所の知見[20]によれば, 図 4.16 および図 4.17 に示すように, 送電装置は地下埋設型かつ地上から 0.6 m 以上の深さに生めることが望ましいとされている. そのことから, 伝送距離が長く, 位置ズレに対応できる磁界共振結合方式が電気自動車への給電に好適であると考えられる. また, こ

の走行中給電を含めて、実用化に向かって、大電力伝送も研究が進められている。以下に先行研究を取り上げる。

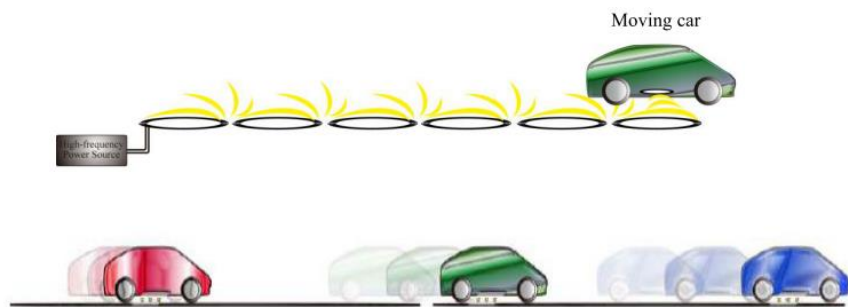


図 4. 15 走行中給電のイメージ

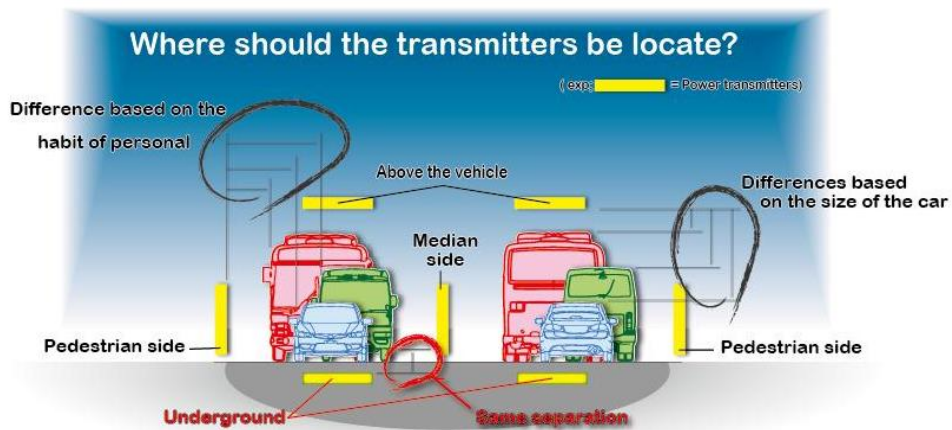


図 4. 16 送電装置の設置位置の検討[20]

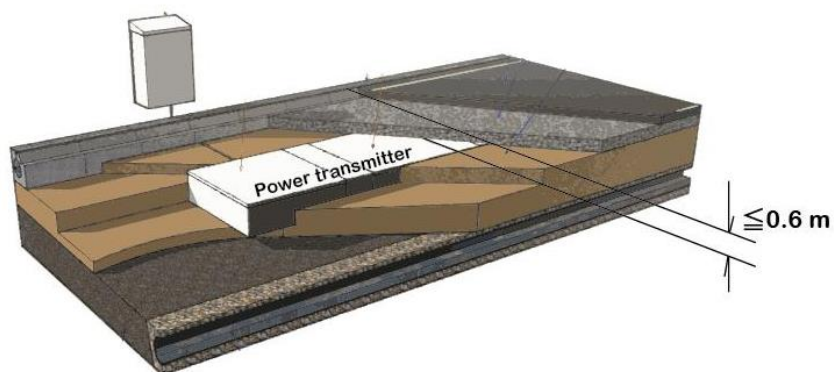


図 4. 17 道路構造と埋設深さの検討[20]

4.1.3 先行研究

4.1.3.1 電気自動車への給電

2011 年には図 4. 18 のような磁界共振結合方式によるワイヤレス電力伝送を用いた電気自動車が長野日本無線株式会社により発表された[21]. この文献によると, 電源の出力から車載バッテリーまでの伝送効率で 90% (共振器間距離 0.2~0.3 m) を実現している. しかしながら, 使用周波数が 13.56 MHz と高いため, 電源には高効率のスイッチングインバータを使うことは困難であり, 総合効率では kHz 帯を用いた方式に及ばないと推測される.

他には, 国土交通省 国土政策総合研究所では, 本研究室と共同で kHz 帯を用いた走行中給電の研究を行っている. 図 4. 19 に示す模型は, 走行中給電によりキャパシタを充電することで航続距離の延長を実証している. この模型を用いて ITS 国際会議にて公開実験を行った. この実験機の回路構成は図 4. 20 となっている[21].



図 4. 18 長野日本無線の磁界共振結合方式による電気自動車充電システム[21]

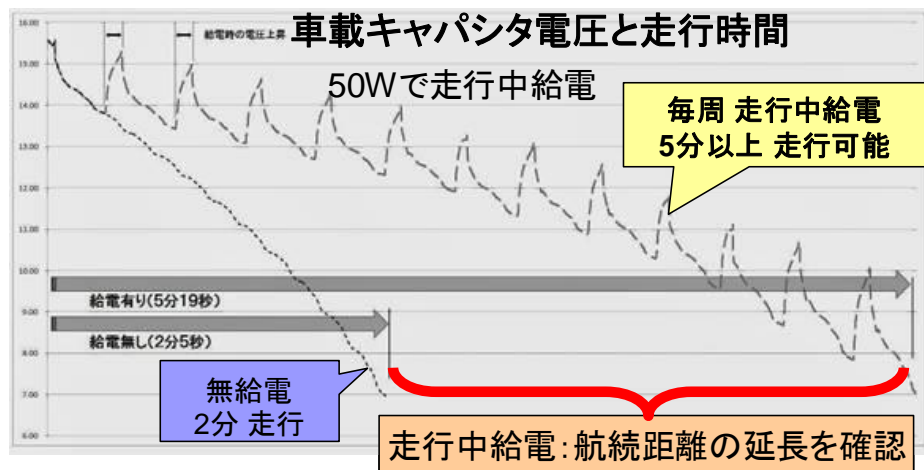
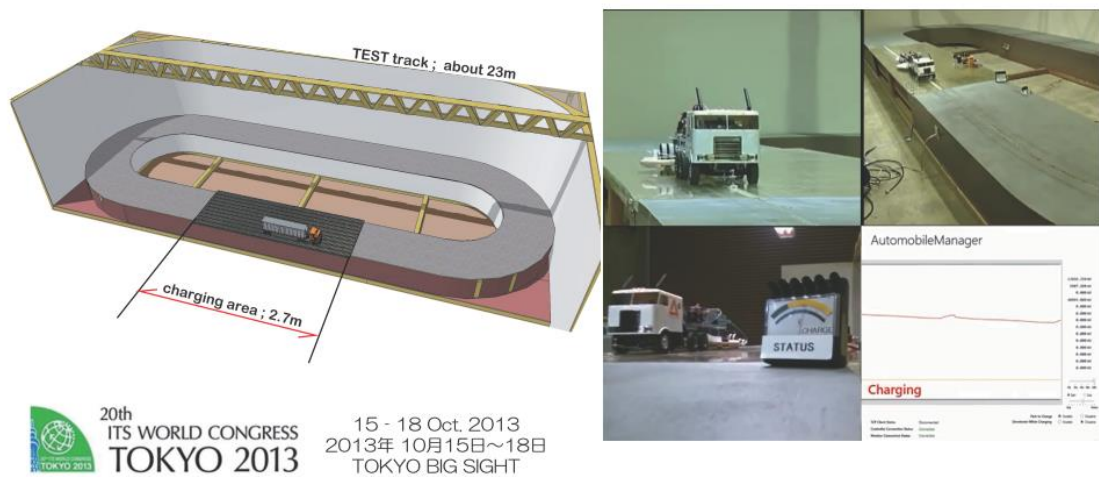


図 4. 19 ITS 世界会議で公開した走行中給電の実験模型 (国総研との共同研究)

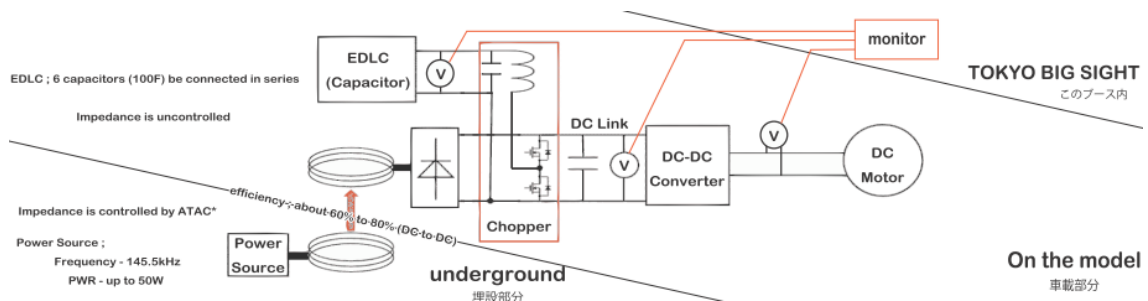
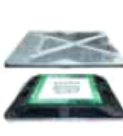



図 4. 20 走行中給電用の模型の回路構成

表 4.3 ワイヤレス大電力伝送の先行研究[23]

方式	磁界共振方式 Magnetic Resonance Power Transfer		マイクロ波無線式 Microwave Power Transfer	電磁誘導方式 Electromagnetic Inductive Power transfer			
	WiTricity (米國)	長野日本無線 (日本)	三菱重工業 (日本)	HaloIPT (ニュージーランド)	Evatran (米國)	パイオニア (日本)	昭和飛行機工業 (日本)
開発会社	WiTricity (米國)	長野日本無線 (日本)	三菱重工業 (日本)	HaloIPT (ニュージーランド)	Evatran (米國)	パイオニア (日本)	昭和飛行機工業 (日本)
モデル名				IPT	Plugless Power		SPS
伝送電力	3.3kW	1kW	1kW	3kW	3.6kW	3kW	30kW
ギャップ	20cm	10~30cm	12.5cm	18cm±3cm	7~15cm	10cm	14cm
効率	90%	88%@30cm	38%	85%	90%	85%	92%
	総合効率	パワーアップ出口 ~電池入口間	総合効率 (含む廃熱回収)	総合効率	総合効率	総合効率	総合効率
1次側 コイルサイズ	50cm×50cm ×3cm	80cm×80cm ×16cm	6cm×9cm ×10cm (4本)	80cm×40cm ×3cm	30cmΦ ×2.5cm	46cm×46cm ×3cm	139cm×139cm ×5cm
サイズ/出力	2.3%/kW	102%/kW	2.7%/kW	3.2%/kW	0.5%/kW	1.9%/kW	3.2%/kW
周波数	125kHz	13.56MHz	2.45GHz	20kHz		95kHz	22kHz
発表年月	2011年8月	2011年5月	2009年2月	2010年	2011年1月	2010年10月	2009年3月
開発状況	実証段階	実用化評価段階	開発中	開発中	実証段階	開発中	実用化段階
画像							

4.1.3.2 単相による大電力伝送

単相による大電力伝送では、磁界共振結合方式に留まらず、表 4.3 のように様々な試みがなされている[23]。しかし、伝送距離が 0.2 m を越えての高効率伝送は本研究室の先行例を除いて公表されていない。本研究室においては、図 4.21 のような、日産自動車製の市販されている電気自動車（商品名 Leaf）への 3.3 kW 給電に成功している。給電周波数は 100 kHz である。また、大電力ワイヤレス電力伝送システムの総合的な評価を行うためには送信側の電源に加えて、受信側の整流器や負荷ないしは充電対象となる電気自動車などのアプリケーションまで考慮する必要がある。そこで、今回は三相大電力伝送に取り掛かる前に、単相による大電力伝送を行い、大電力実験に関する知見を得た。なお、本実験は株式会社パイオラックスとの共同研究にて電気自動車へのワイヤレス充電を目的に電波暗室にて行ったものである。日産の電気自動車の充電システム構成が公開されていないため、実験では市販車付属の市販充電機を接続するための交流 200 V、50 Hz の 3 kW の電源を構成している。まず、大電力直流電源からの直流（送信側 DC）をフルブリッジインバータ（高周波インバータ）によって、伝送周波数である 100 kHz の高周波交流に変換する。その高周波交流を共振器に与え、伝送距離 0.3 m の無線電力伝送を行った後、整流して直流（受信側 DC）を得る。そして受信側 DC をインバータ（50 Hz インバータ）にて 200 V 50 Hz の交流に変換し市販充電器に接続している。高周波インバータは MOS-FET によるフルブリッジ構成とした。MOS-FET はシリコンカーバイド半導体（SiC）を用いることで高速スイッチングと高効率を実現している。共振器の仕様は表 4.4 に示す。また、実験結果を表 4.5 に示す。

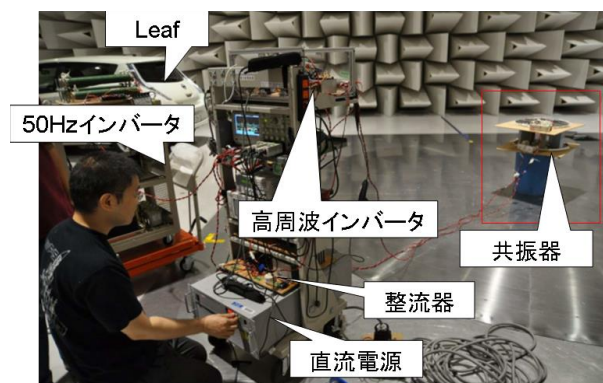


図 4.21 単相での市販電気自動車への大電力実験の様子

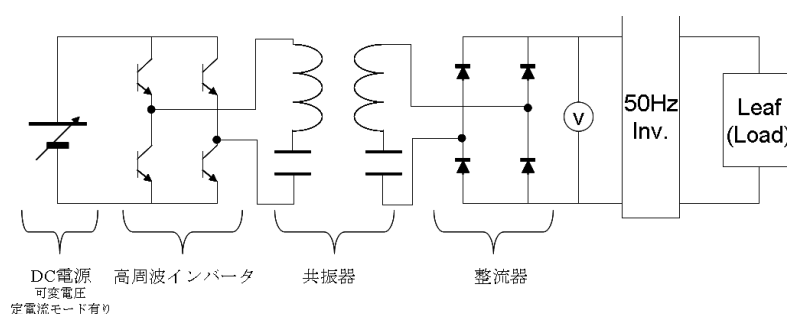


図 4.22 単相での大電力伝送の回路構成[24]

表 4.4 単相での大電力伝送に用いた共振器

送信側	自己インダクタンス [μH]	382.2
	コイルの内部抵抗 [Ω]	0.88
	共振コンデンサ容量 [pF]	8000
	Q 値	245.5
	共振周波数 [kHz]	91.1
受信側	自己インダクタンス [μH]	388.5
	コイルの内部抵抗 [Ω]	0.89
	共振コンデンサ容量 [pF]	8000
	Q 値	247.6
	共振周波数 [kHz]	90.8

表 4.5 単相での大電力伝送の実験結果

伝送電力[kW]	3.3	0.9
伝送距離[m]	0.3	0.4
送信側 DC 電圧[V]	275	98.3
送信側 DC 電流[A]	14.0	13.0
送信側 DC 電力[kW]	3.84	1.27
受信側 DC 電圧[V]	255	135
受信側 DC 電流[A]	12.8	6.80
受信側 DC 電力[kW]	3.28	0.92
DC-DC 間 効率[%]	85.4	72.4

4.2 磁界共振結合方式の三相化

磁界共振結合の先行研究と第 3 章で考察した三相交流の概論を踏まえ、磁界共振結合方式の三相化による特徴を考える。

4.2.1 三相化によって生じる特徴

4.2.1.1 大電力への適応

三相化により、より一層の大電力伝送が可能となる。ワイヤレス電力伝送では、100 kHz 以上と有線に比べて 1000 倍以上高い周波数を用いるため、それに対応した半導体機器の容量には限界がある。そこで、三相化を行うことで同一の回路素子を用いても 3 倍の電力を扱うことができる。また、素子数に関しても単相では 4 個の素子が必要だが、三相では単相の 3 倍の 12 個にはならず 6 個で済む。この容量の三倍化と素子数の削減は、SiC 半導体の活用でも有用である。SiC 半導体は高価かつ電流容量に限界があるものの、周波数 100 kHz 前後での効率はシリコン半導体をはるかに凌駕する。従って、三相化によって SiC 半導体を用いた高効率かつ大電力の伝送方式が電力あたりのコストを抑えても可能となる。なお、ワイヤレス送電では送電線数の削減自体の優位性は少ないが、電力あたりの銅損は削減が可能となるため、伝送効率面でも、単相よりも有利となる。

4.2.1.2 対称性の活用

有線の三相交流では対称性を活用した周波数 50 Hz 程度の回転磁場による「動力線」に注目したが、ワイヤレス電力伝送では、周波数が 100 kHz 以上なので、回転磁場を

直接的に動力に用いることは難しい。しかし、相間の対称性は保たれており、三相の共振器の位置関係の対称性さえ保てば、回転体への電力伝送も可能である。従って、大電力が必要な回転体への電力伝送にも活用可能である。

4.2.1.3 伝送電力の安定化

第3章にて瞬時電力の一定化の計算を行ったように伝送電力の安定化でも三相化のメリットがある。また、伝送周波数が高いワイヤレス電力伝送では、整流が必須となる。高周波に対応するコンデンサは容量が小さいので、整流後の電圧リップルが小さく平滑コンデンサの容量削減が可能な三相交流での伝送の有用性が考えられる。

4.2.2 先行研究

三相交流を用いたワイヤレス電力伝送技術の先行研究には、ボンバルディア社による電磁誘導を用いた軽量鉄道車両 LRV への給電システムの特許が上げられる[25]。この特許では、図 4.23 に示すようにレール間に三条のラダー形の送電コイルを敷設し、図 4.24 のような単一の車上器で受電する。周波数は 20 kHz であり共振構造ではない。鉄道用の高精度の軌道を走行することから、送受電アンテナ間のエアギャップは 0.1 m 程度であり本稿の目的とする長伝送距離には至っていない。

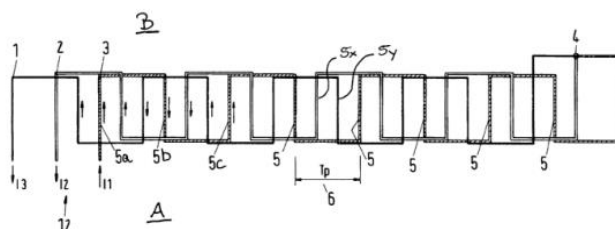


図 4.23 ラダー形送電コイルの配置[25]

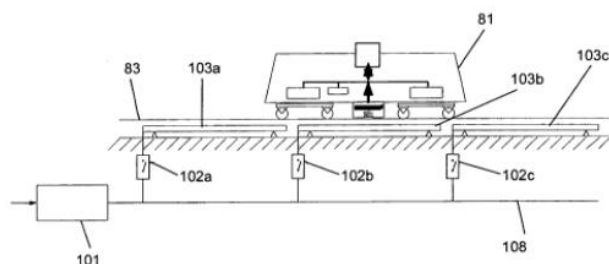


図 4.24 LRV でのシステム概要[25]



図 4. 25 大電力伝送が有用な回転部分の例[26]

4.2.3 想定される用途

本研究の目的とする磁界共振結合をもちいた三相ワイヤレス電力伝送の用途としては、長伝送距離を目的としたものや、対称性のところで前述した回転を伴うものが想定される。例えば、以下の図 4. 25 のような、建設機械のクローラと車体の間や、クレーン基部回転部分での電力伝送があげられる[26]. 将来的に、電動建機を含めた、大型機械の電動化が進展すると考えられるが、回転部分などの可動部の配線処理が問題となる。その際にワイヤレス電力伝送を活用することで、スリップリングのような摺動端子を排し、メンテナンス性の向上を図ることも考えられる

4.3 総括

本章では、磁界共振結合方式によるワイヤレス電力伝送と先行研究、そして三相化への考察を行った。単相においては、伝送電力 3.3kW の大電力実験が行われているが、三相化によって更なる大電力化が期待されるほか、回転対称性を活用した用途についても言及した。

第5章 三相ワイヤレス大電力伝送の実験

本章では，三相ワイヤレス電力伝送の特徴であるとされる大電力伝送能力についての評価を行う．現況において，単相での電力伝送では，市販の電気自動車への給電を目的とした 3 kW 級の電力伝送実験を行っており，三相においてはこれを凌駕する性能を得ることを目標とする．また，伝送周波数は実用化を鑑みて 85 kHz 前後とする[1]．

5.1 実験目的

本実験の目的は，三相ワイヤレス電力伝送における大電力における長伝送距離での高効率伝送の実証である．すなわち，伝送距離 0.4 m 以上において，3 kW 以上の電力を伝送効率 80%以上で伝送することを目的とした実験である．また，単相での伝送との比較を行い，同一伝送距離での特性の違いを考察する．下記の図は，伝送距離 0.5 m での実験の様子である．

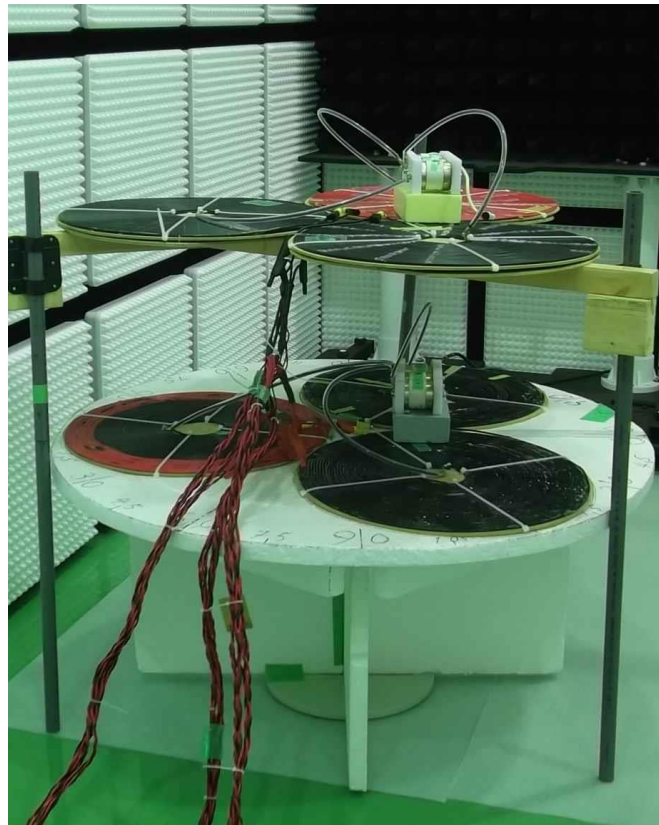


図 5.26 伝送距離 0.5 m での実験の様子

5.2 大電力，長距離伝送実験の概要

本実験では，三相それぞれの相に対して個々の共振器を用いて電力伝送を行う．従って，共振器は3対，合計6つであり，これらを図 5.27 に示すような Y 結線で結び，対称三相交流にて電力伝送を行う．実験の評価は，三相平衡が保たれたまま伝送されているか，伝送電力の大きさ，伝送効率が十分であるかという3つで行う．その際，単相での電力伝送の結果と比較する．

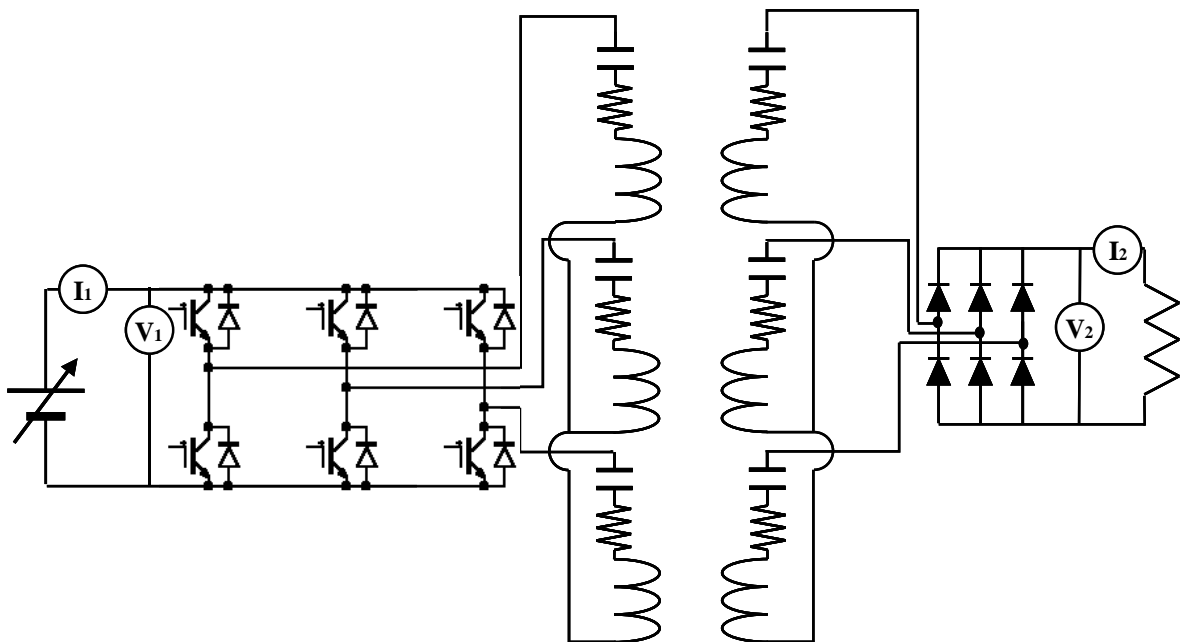


図 5.27 大電力伝送試験での回路構成

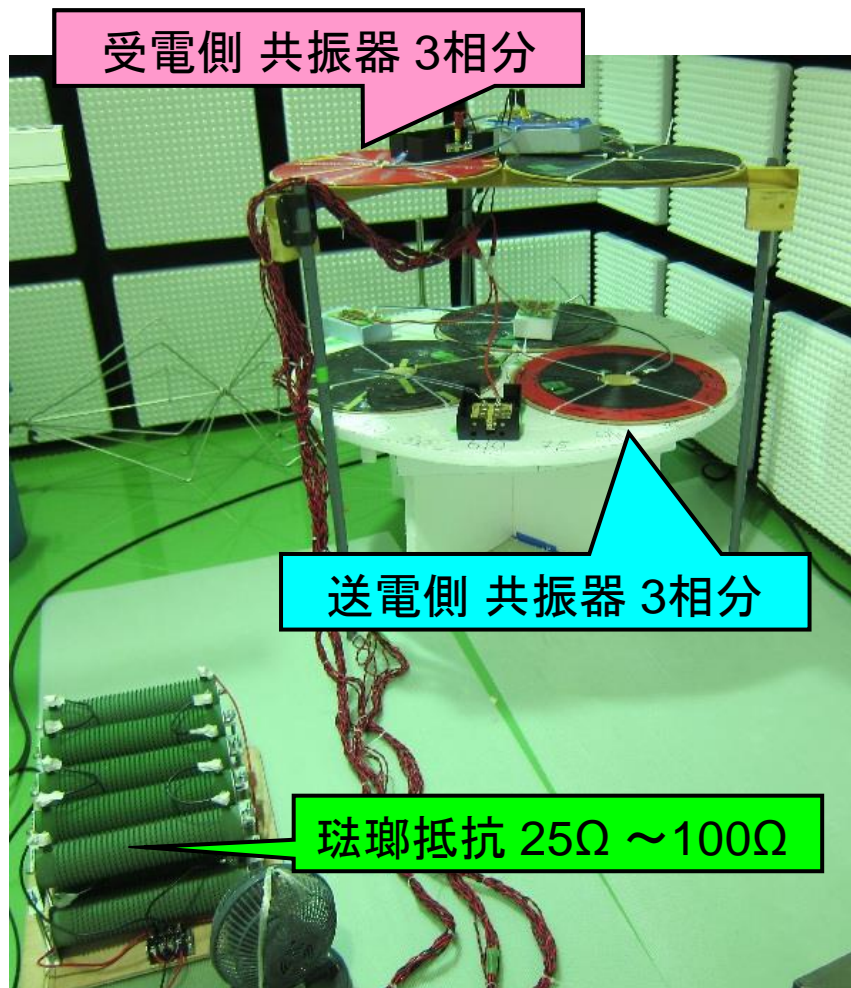


図 5. 28 共振器と負荷抵抗

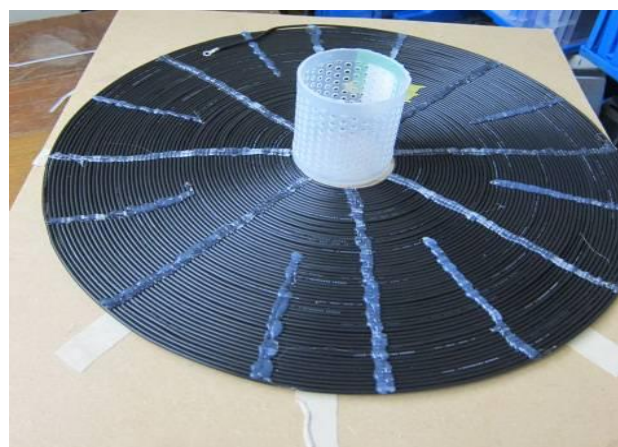


図 5. 29 伝送に用いたコイル[27][28]

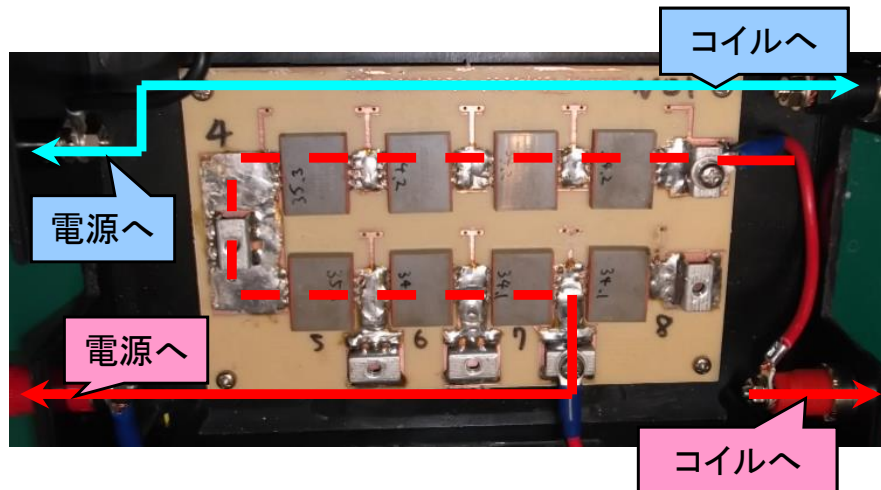


図 5.30 共振用コンデンサ基板 (7 直列状態の例)[29]

5.2.1 三相専用に新提案した実験装置

実験装置は示すような構造であり，共振器，電源，送電側コイルを保持する台，受電側コイルを保持する台，測定機器と負荷からなる．以下それぞれについて，仕様と構造をのべる．

5.2.1.1 共振器

共振器は，図 5.27 に示すようにコイルとコンデンサからなる直列共振回路である [27][28]．コイルは図 5.29 に示すように，KIV 規格の断面積 2 mm^2 のビニル皮膜銅線（平均半径 1.7 mm ，皮膜厚さ 0.8 mm ，絶縁耐圧 600 V ）で作成する．コイルのインダクタンスは $880 \text{ } \mu\text{H}$ である．この銅線をおよそ 60 巻き（直径 0.5 m ）することで所定のインダクタンスが得られる．コイルの写真を図に示す．なお，各コイルのばらつきは，共振周波数が $\pm 0.5 \%$ となるように巻き数を増減させて調整した．一方で，コンデンサは出雲 村田製作所 製のセラミックコンデンサである [29]．図 5.30 のように 345 nF のものを 8 つ基板に半田付けすることで最大 8 直列まで直列接続個数を変更できるようにしている．本実験では 8 つ直列にすることで， $4,300 \text{ pF}$ 相当の容量を得ている．このコイルとコンデンサを直列に接続する．その際に，コイルとコンデンサによるバラつきを相殺するような組み合わせにすることで，共振周波数のバラつきを極力小さくする．その結果， 81.9 kHz （誤差範囲 $\pm 0.2 \text{ kHz}$ ， 0.3% 以下）となった．完成した共振器の共通仕様を表にまとめる．

表 5.6 共振器の仕様

		a 相	b 相	c 相
送電側	自己インダクタンス [μH]	882	879	862
	コイルの内部抵抗 [Ω]	1.21	1.23	1.18
	共振コンデンサ容量 [pF]	4303	4306	4368
	Q 値	374.2	367.3	376.5
	共振周波数 [kHz]	81.7	81.8	82.0
受電側	自己インダクタンス [μH]	874	884	877
	コイルの内部抵抗 [Ω]	1.17	1.23	1.20
	共振コンデンサ容量 [pF]	4332	4289	4328
	Q 値	383.9	369.1	375.1
	共振周波数 [kHz]	81.8	81.8	81.7

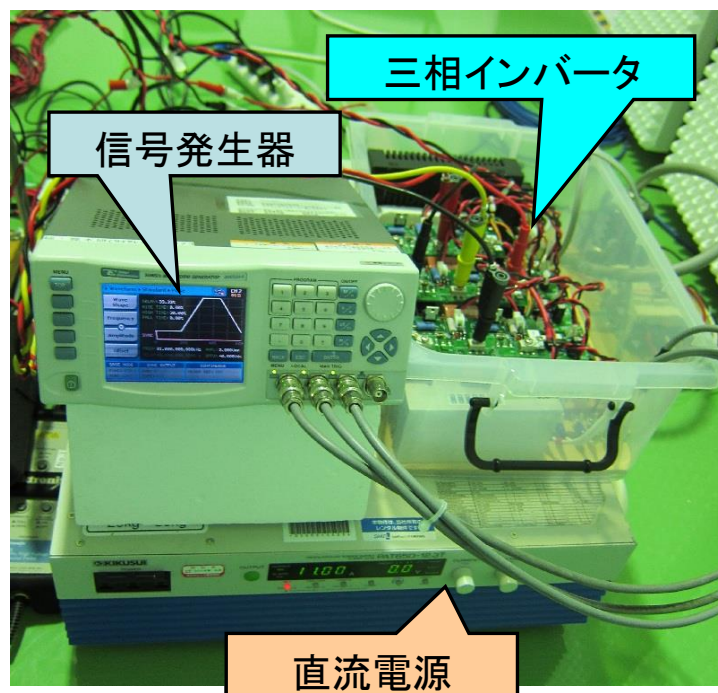


図 5.31 電源装置の構成

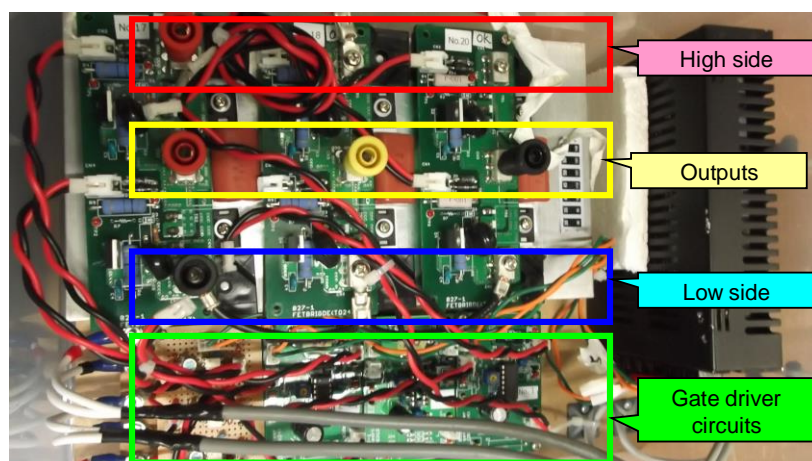


図 5.32 自作した三相インバータの構成[30]

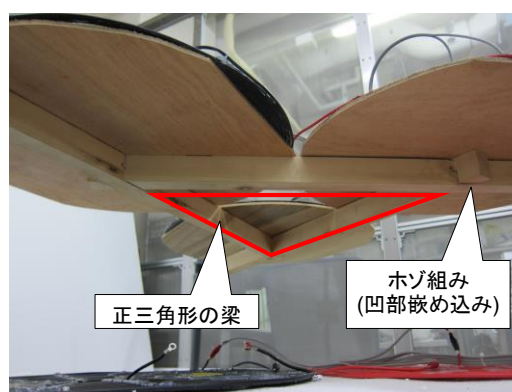


図 5.33 受電側コイル支持台の構造

5.2.1.2 電源

電源は回路図の図 5.27 に示すように、直流電源とインバータで構成されている。実際に用いた機材を図 5.31 に示す。ここでの信号発生器は、三相インバータのゲート信号を生成するために用い、所定の周波数で、各相の指令値である矩形波電圧を生成する。すなわち、デューティ比 33.0 % の矩形波を 33.33 % ずらしてインバータに送り、後述の図 5.34 に示すような波形を生成する。ここでは、周期あたり 0.33 % をデッドタイムとし、各相のオン時間が被らないようにしている。図 5.32 に示す自作の三相インバータは、SiC MOS-FET を用いた 6 素子インバータで、第 4 章で示した単相での大電力実験での知見をもとに製作したものである。性能は最大耐圧 600 V、最大電流 15 A としている[30]。単相での経験から保護回路にゼナミックバリスタを用い、スナバ回路の定数等も試行錯誤をもとに決定している。

5.2.1.3 送電側コイルの支持方法

図 5. 28 に示すように送電側コイルの支持台は高さ 0.5 m の脚の上に、直径 1.1 m の一体の大型の発泡スチロール円盤を配置した構造とする。この直径 1.1 m の円盤上に、送電コイルを 3 つ載せるが、コイルそれぞれの中心が一辺 1 m の正三角形をなし、かつ円盤の中心とその正三角形の重心が一致するようにコイルを配置する。そして、この送電側コイルの支持台全体を回転台の上に設置している。この回転構造は、本実験での位置合わせをしやすくするのみならず、次章で述べる対称性と相互インダクタンスに関する実験でコイル本体を回転させる際の便宜のためである[33][34]。この回転実験のために円盤部には 15°刻みで角度を表示することで回転角度の正確性を図っている。

5.2.1.4 受電側コイルの支持方法

一方で、受電側のコイル支持台は、送電側の台に干渉せず、かつエアギャップが変更可能である必要がある。そのため、図 5. 28 に示すように送電コイルユニットの上に覆いかぶさるテーブル状の架橋構造とする。上面は角材を正三角形に組み合わせ、上面にコイルの大きさに合わせたベニヤ板をダボ併用で接着した。また、構造部材には架橋部分に木材、脚部に塩化ビニルパイプ（水道管用）を用いる。木材を用いた理由は金属部材内部に渦電流が生じ、測定の正確性に欠く為である。そのため、木材同士の接合部も接合金物を用いず、図のようなホゾ組みおよびダボを内部に埋め込んだ接着構造とする。なお、パイプソケット部分は強度上やむを得ないので、短い真鍮製タッピングビスを必要最小減の本数用いている。脚部のパイプをスライドさせることで、伝送距離を 0.05 m から 0.50 m まで変化できるように設定する。

5.2.1.5 測定機器

測定にはオシロスコープとパワーアナライザを用いる。オシロスコープでは受電側の電圧を確認することで、三相の位相の確認を行う。パワーアナライザでは、図 5. 27 に記したように、送電側のインバータ直前の直流部分の電圧 V_1 と電流 I_1 、受電側の整流器直後（負荷抵抗器直前）の直流部分の電圧 V_2 と電流 I_2 を測定し、その間の伝送効率を計測する。すなわち、インバータと整流器を含めた総合効率としての評価である。

5.2.1.6 負荷抵抗

負荷抵抗には珐瑯抵抗を用いる。図 5. 28 のように、1 kW 対応の 10 Ω の珐瑯抵抗 10 本をアレー状に組み立て、直並列の切り替えが可能とし、最小 25 Ω (5 直列×2 並列) から 100 Ω (10 直列) までを可変とする。

5.2.2 大電力実験のための環境と実験条件

5.2.2.1 実験環境

本実験は大電力を取り扱うため、電波法上、通常環境下では実験を行うことができない。そこで、共同研究先の大林組の技術研究所の電波暗室内にて実験を行った。

5.2.2.2 実験条件

実験条件としては、大電力、長伝送距離を目的としていることを鑑みて、伝送距離 0.5 m, 0.4 m にて 3 kW 伝送を行う。ただし、電源電圧次第では、さらに大きな電力の伝送を行う、ないしは安全のため小さな電力で打ち切る場合もある。また、負荷抵抗値は 25 Ω , 50 Ω , 100 Ω を行い、それ以外に伝送距離に応じて最適負荷抵抗値に近い抵抗値を 10 Ω 刻みで測定する。

5.2.3 測定内容と DC-DC 効率の定義

本実験で目的とする測定要素は伝送波形、伝送電力、伝送効率の 3 つである。伝送波形は、三相伝送が行われているかの確認、伝送電力は大電力での性能の確認、伝送効率はシステム性能の確認のためである。測定に当たっては、前述の図 5.27 に示すようにパワーアナライザにて直流部分で送受電の電圧および電流を計測して、その間での出力と効率を求める。以後、パワーアナライザでの測定結果は直流部分同士の比較なので、DC-DC と表記し、その際の効率を DC-DC 効率と定義する。一方で、伝送波形に関しては、オシロスコープを用いて電源および整流器の接地点から見た電圧で計測する。

5.3 実験結果と考察

5.3.2 大電力、長距離伝送の実験結果

以下に実験結果を示す。実験結果は伝送波形，伝送電力，伝送効率である。

5.3.1.1 伝送波形

伝送電圧波形について，送電側の電圧波形を図 5. 34，受電側の電圧波形を図 5. 35 に示す。送電側ではデューティ比 33%の矩形波が 120° 位相で入力されているのが分かる。一方で，受電側ではデューティ比 50 %の矩形波が 120° 位相で伝送されている。これは，整流器と共振器の接続に起因すると考えられる。すなわち，共振器自体が巨大なコイルであり，フィルタ回路を構成し，イミタンス特性から定電流特性が強いためと考えられる[31][32]。その結果，正弦波電流を整流器に流そうとするため，整流器には一般的な全波整流同様の 50 %デューティ比の矩形波が生じると考えられる。

5.3.1.2 伝送電力

最大伝送電力の記録値を図 5. 36 に示す。伝送距離 0.4m，負荷抵抗値 $70\ \Omega$ にて，4.2 kW の受電に成功した。ただし，電源電圧が 600 V を越えているため，長時間の試験は危険と判断し，伝送距離 0.5 m の際はこの試験を行っていない。伝送電力と伝送効率をまとめたグラフを図 5. 38 に記す。また，単相にて 0.5 m 伝送した際の記録も併記している。なお，4 kW 送電の際を除き，送電側の電圧が 600 V を越えない範囲で計測したため，最大伝送電力が条件によって異なっている。4 kW 送電の際は，サーモグラフィによる過熱監視を行い，安全に考慮して記録を測定した。

5.3.1.3 伝送効率

伝送距離 0.4 m での最大効率の記録値を図 5. 37 に示す。伝送距離 0.4 m，抵抗値 $70\ \Omega$ にて DC-DC で 87 %を記録した。伝送電力と伝送効率をまとめたグラフを図 5. 38 に記す。

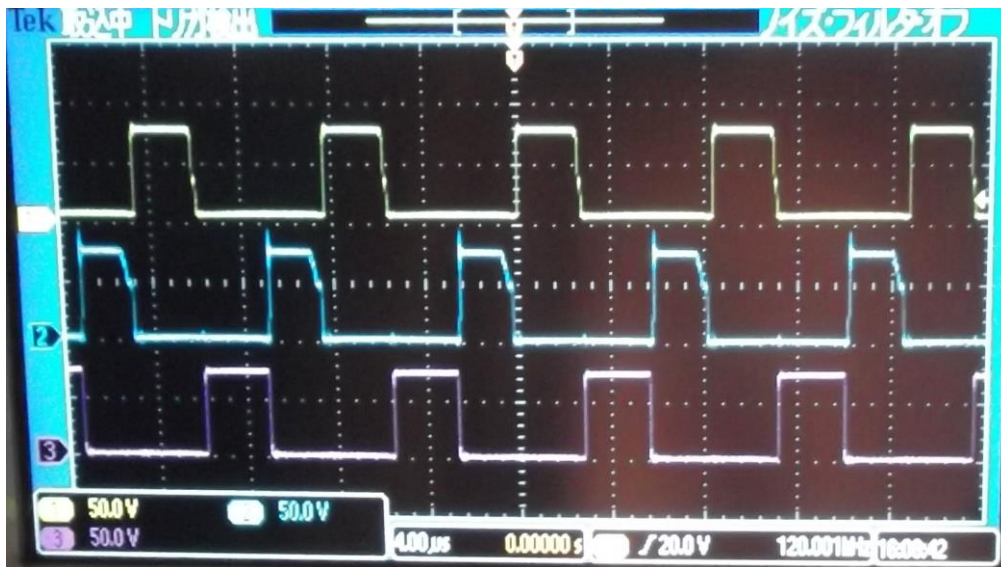


図 5.34 インバータによる送電側の電圧波形



図 5.35 伝送後の受電側の電圧波形

		phase 1	phase 2
W	watts	5.0365k	4.2559k
VA	VA	5.0417k	4.2580k
VAr	VAr	-227.17	132.26
	pf	0.9990	0.9995
V	rms	681.88	552.14
A	rms	7.3938	7.7118
Hz	frequency	19.739k	2.9410k
%	H40	104.5	79.07
W	dc watts	5.0417k	4.2579k
%	efficiency	84.50	-0.000
W	ΔW	-780.6	-4.256k

図 5. 36 伝送距離 0.4m での 4.2kW 伝送の結果 (左列:送電側, 右列:受電側)

		phase 1	phase 2
W	watts	3.4922k	3.0477k
VA	VA	3.4971k	3.0703k
VAr	VAr	-184.06	-371.40
	pf	0.9986	0.9927
V	rms	561.85	461.38
A	rms	6.2243	6.6545
Hz	frequency	12.895k	22.710k
%	H40	92.47	100.4
W	dc watts	3.4950k	3.0560k
%	efficiency	87.27	-0.000
W	ΔW	-444.5	-3.048k

図 5. 37 伝送距離 0.4m での 3.0kW 伝送の結果 (左列:送電側, 右列:受電側)

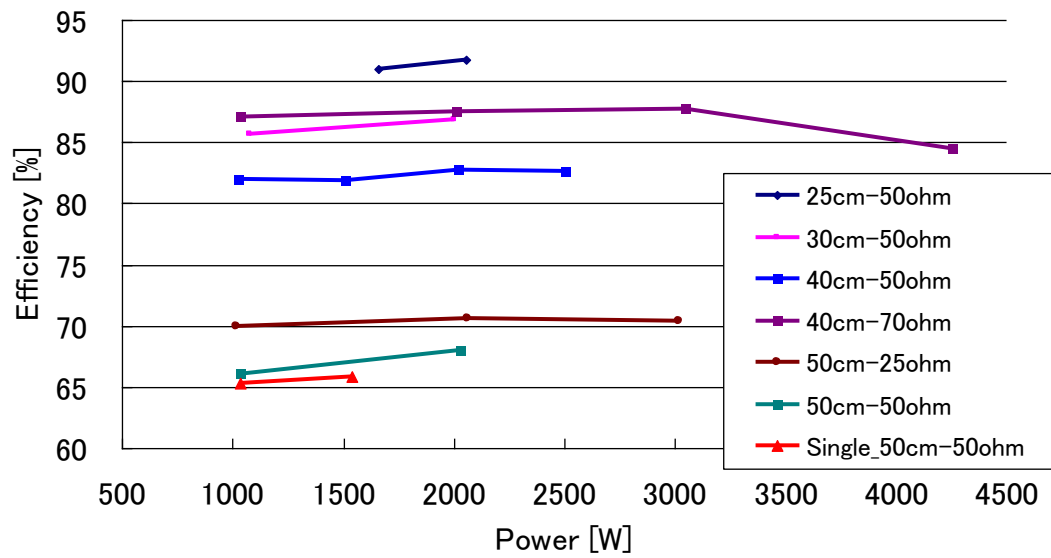


図 5.38 DC-DC 間の伝送電力と効率

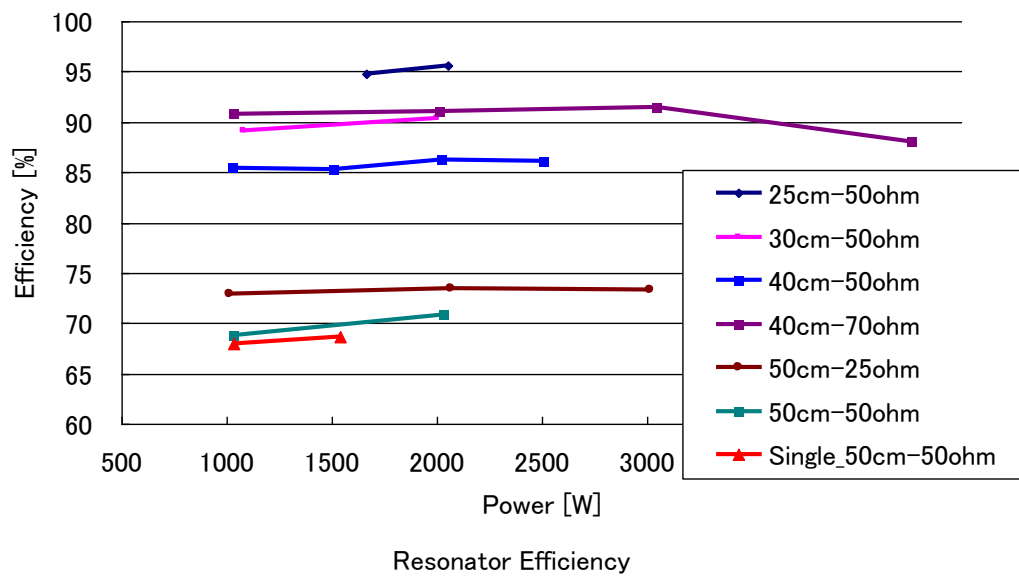


図 5.39 共振器間に換算した伝送効率

5.3.3 大電力伝送に関する考察と結論

本実験より, 3 kW 以上の電力を 3 相電力伝送によって 0.4 m 以上の距離にて高効率で伝送可能であることが示された. また, DC-DC での測定結果において伝送距離 0.4 m で 85% 超, 0.5 m で 70% 程度の効率を記録した. この効率にはインバータや整流器の効率も内包されており, 実際の共振器間の伝送効率は示された効率よりも良い. インバータと整流器の部分での効率を別途計測した結果, 96 %であったので, それに基づいて図 5. 38 の値を 0.96 で除して共振器間の効率を求めると, 図 5. 39 となる. この結果より, 共振器間では 0.4 m で 90% 超, 0.5 m でも 70% 超の伝送効率が示唆されている. また, 単相よりも, 三相の方が高効率であることも示された. これは電流が分散したことによる銅損減少と共振器数の増加による相互インダクタンスの増加によるものと考えられる. なお, 押しなべて伝送電力が大きいほど効率が良い. これは, インバータや整流器の損失が非線形抵抗であり, 電力に依らないオフセット損失が存在し, 伝送電力が大きくなるほど, 相対的に損失が小さくなるためと考えられる. また, 4 kW 送電時に 3 kW よりも効率が悪化しているのは, 定格 600 V, 上限 800 V として設計したインバータ部分の安全回路に対して, 650 V を印加したため, 電流が安全回路側に分流し, その部分が損失とされたためであると考えられる.

第6章 三相ワイヤレス大電力伝送での

等価回路計算

本章では、三相ワイヤレス電力伝送の等価回路による理論解析手法について述べる。はじめに、この理論のベースとなる単相での等価回路計算について記述し、次にそれを三相に適応した場合を説明する。

6.1 単相における等価回路計算

磁界共振結合方式における等価回路計算は本研究室の東京大学の居村，加藤[文献]が提示し、本研究室の kHz 帯の電力伝送研究において、標準となっている手法である。一般に磁界共振結合の等価回路は、集中定数回路として以下の図 6. 40 で示される。ここでの R_1 , R_2 は共振器の内部抵抗値である。この等価回路解析の目的は、特性式として式(6.1)から式(6.3)に記す電圧比 A_v ，電流比 A_i ，電力比 A_p (伝送効率 η) を求めることである。

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} \quad (6.1)$$

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} \quad (6.2)$$

$$A_p = \eta = \frac{V_2 \cdot \overline{I_2}}{V_1 \cdot \overline{I_1}} = \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \cdot \left(\frac{\overline{I_2}}{\overline{I_1}} \right) = A_v \cdot \overline{A_i} \quad (6.3)$$

ここで、回路方程式を考えると、以下の式(6.4)が導出される。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

ここで共振周波数の一致，すなわち式(6.5)を満たすとすると、インピーダンス行列の各要素は、以下の式(6.6)から式(6.8)で示される。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (6.5)$$

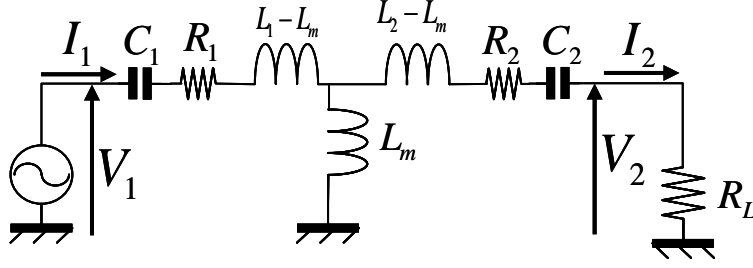


図 6.40 単相の等価回路

$$Z_{11} = R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \quad (6.6)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m \quad (6.7)$$

$$Z_{22} = R_2 + R_L + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \quad (6.8)$$

これらを代入して、回路方程式を解くと、電圧比、電流比、電力比は以下の式(6.9)から式(6.11)となる.

$$A_v = j \frac{\omega_0 L_m R_L}{R_1 Z_{in2} + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (6.9)$$

$$A_i = j \frac{\omega_0 L_m}{R_L + R_2} \quad (6.10)$$

$$A_p = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_L + R_2) [R_1 R_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2]} \quad (6.11)$$

これらの式を見て分かるとおり、特性式は、相互インダクタンス L_m と負荷抵抗値 R_L の関数として表されている. 相互インダクタンス L_m は伝送距離と共振器特性に対する従属変数であるため、伝送環境に左右される. 一方で負荷抵抗値 R_L は DC/DC コンバータなどのインピーダンス変換器を用いて変更することが可能である. そこで、負荷抵抗値 R_L について、効率が最高になる点を考える. 式(6.11)を負荷抵抗値 R_L について辺微分して、効率が際立ちなる点を求めると、そのときの負荷抵抗値 R_L は以下の式(6.12)となる.

$$R_{LAP \max} = \sqrt{R_2 \left(\frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2 \right)} \quad (6.12)$$

6.2 三相における等価回路計算

以上の単相交流の解析を踏まえると、三相交流においても、式(6.9)から式(6.11)に相当する特性式を求めることが有用である。この特性式は相互インダクタンス L_m と負荷抵抗値 R_L の関数として表されたため、この二つのパラメータについて精査し、三相解析への適応方法を考える。ここでは三相平衡に限らない一般の場合に理論を適応するため、他相間でのクロスカップリングの有無を場合分けする。最後に三相平衡状態にすると、さらに式が簡略化でき、単相の特性式で解析可能となることを等価回路計算から示す。

6.2.1 クロスカップリングを考慮しない場合

クロスカップリングを全く考慮しない場合は、送電側と受電側の各相が 1:1 対応しており、単相の回路を三つ並べた者と同等と考えられる。従って、相電圧と相電流の関係は単相の式と同じになる。すなわち、式(6.9)から式(6.11)がそれぞれの相について成り立つ。

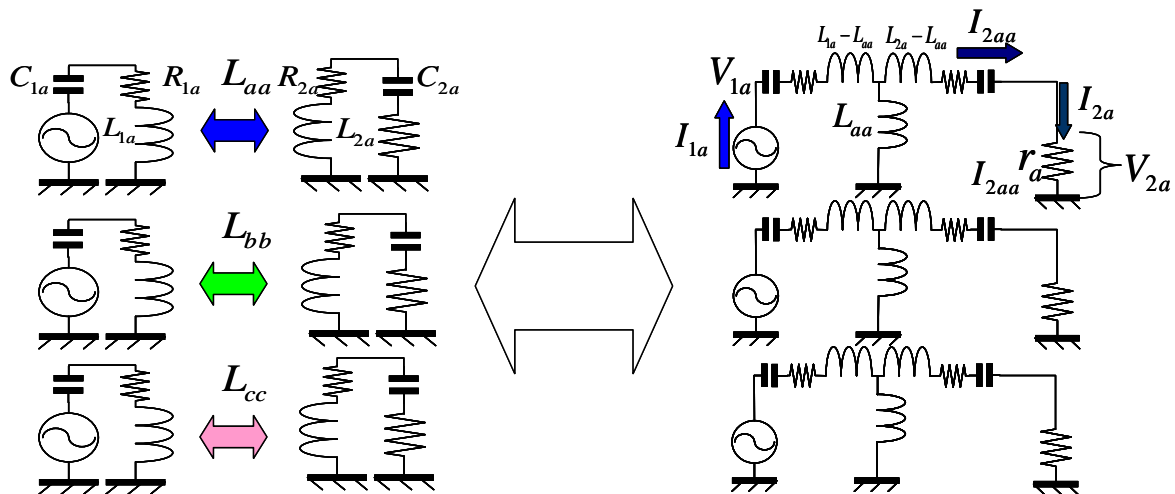


図 6.41 三相でクロスカップリングを考慮しない場合の等価回路

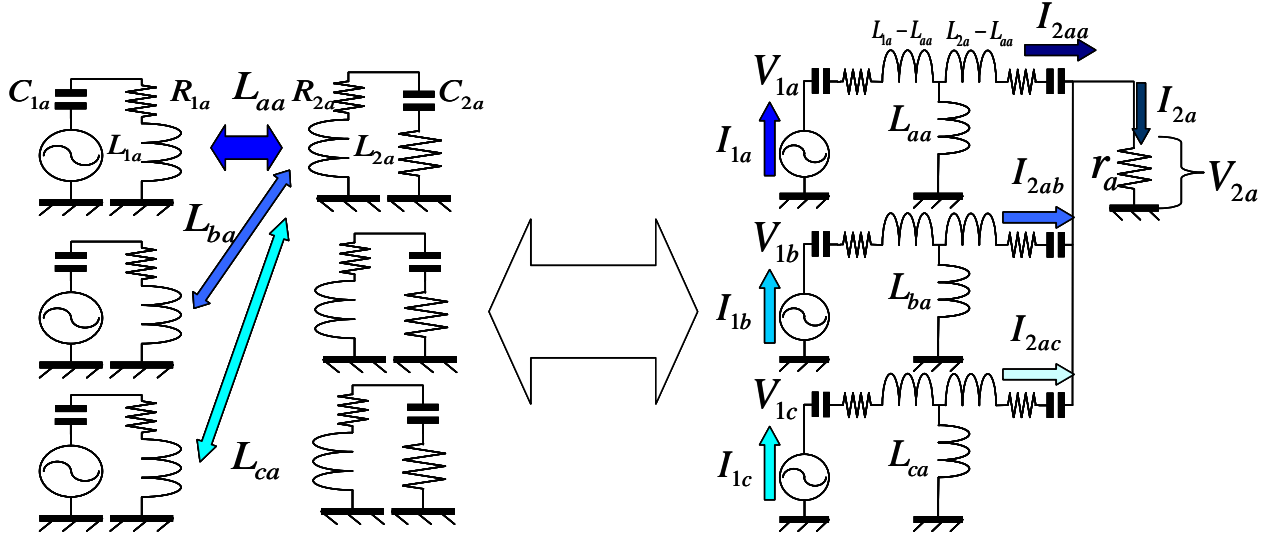


図 6.42 三相でクロスカップリングを考慮した等価回路

6.2.2 相受電相間のクロスカップリングを考慮した場合

クロスカップリングを考慮した際は，等価回路の構成が単相とは異なった者となる．送電側の3相すべてが受電側の共振器に影響を与えるためである．その際の等価回路は以下の図 6.42 となる．解析にあたっては，図 6.42 の右側のように受電側の a 相のみについて行う．この時，受電側電流について，式(6.13)が成立する．

$$I_{2a} = I_{2aa} + I_{2ab} + I_{2ac} \quad (6.13)$$

次に，それぞれの結合について考える．送電側 a 相と受電側 a 相の結合（以下 a-a 結合）について考える．a-a 結合の相互インダクタンスは L_{aa} である．a-a 結合の受電側への通過電流についての式は以下の式(6.14)となる．

$$\begin{aligned} V_{a1} - R_{1a}I_{1a} - j\omega_0(L_{1a} - L_{aa})I_{1a} - \frac{I_{1a}}{j\omega_0 C_{1a}} \\ - j\omega_0(L_{2a} - L_{aa})I_{2aa} - \frac{I_{2aa}}{j\omega_0 C_{2a}} - R_{2a}I_{2aa} - V_{2a} = 0 \end{aligned} \quad (6.14)$$

同様に，送電側から相互インダクタンス部分に流れ込む電流について考えると式(6.15)，受電側へ流れ出る部分は式(6.16)となる．

$$V_{1a} - R_{1a}I_{1a} - j\omega_0(L_{1a} - L_{aa})I_{1a} - \frac{I_{1a}}{j\omega_0 C_{1a}} - j\omega_0 L_{aa}(I_{1a} - I_{2aa}) = 0 \quad (6.15)$$

$$j\omega_0 L_{aa}(I_{1a} - I_{2aa}) - \{j\omega_0(L_{2a} - L_{aa}) + \frac{1}{j\omega_0 C_{2a}} + R_{2a}\}I_{2aa} = V_{2a} \quad (6.16)$$

ここで、共振状態であることから、式(6.5)同様に式(6.17)と式(6.18)が成立する.

$$j\omega_0 L_{1a} I_{1a} + \frac{I_{1a}}{j\omega_0 C_{1a}} = 0 \quad (6.17)$$

$$j\omega_0 L_{2a} I_{2aa} + \frac{I_{2aa}}{j\omega_0 C_{2a}} = 0 \quad (6.18)$$

従って、この共振条件下で式(6.14)から式(6.16)を整理する式(6.19)から式(6.21)得る. これらがクロスカップリングを考慮した場合の等価回路の基礎式となる.

$$V_{1a} - V_{2a} = R_{1a} I_{1a} + R_{2a} I_{2aa} - j\omega_0 L_{aa} (I_{1a} + I_{2aa}) \quad (6.19)$$

$$V_{1a} - R_{1a} I_{1a} + j\omega_0 L_{aa} I_{2aa} = 0 \quad (6.20)$$

$$j\omega_0 L_{aa} I_{1a} - R_{2a} I_{2aa} = V_{2a} \quad (6.21)$$

この基礎式は他の **b-a** 結合や **c-a** 結合についても同様に記述できる.

6.2.2.1 電流比の検討

基礎式から特性式の一つである電流比を考える. 基礎式から V_{1a} を消去すると、式(6.22)を得る. 同様に **b-a** 結合と **c-a** 結合で式(6.23), 式(6.24)を得る.

$$j\omega_0 L_{aa} I_{1a} - R_{2a} I_{2aa} = V_{2a} \quad (6.22)$$

$$j\omega_0 L_{ba} I_{1b} - R_{2a} I_{2ab} = V_{2a} \quad (6.23)$$

$$j\omega_0 L_{ca} I_{1c} - R_{2a} I_{2ac} = V_{2a} \quad (6.24)$$

これらの式(6.22)から式(6.24)の和をとると、式(6.25)となる.

$$j\omega_0 (L_{aa} I_{1a} + L_{ba} I_{1b} + L_{ca} I_{1c}) - R_{2a} I_{2a} = 3V_{2a} \quad (6.25)$$

ここでオームの法則より式(6.26)が成立する. ここで同様に受電側の **b** 相および **c** 相も考えると、式(6.27)から式(6.29)で表現される.

$$V_{2a} = r_a I_{2a} \quad (6.26)$$

$$j\omega_0 (L_{aa} I_{1a} + L_{ba} I_{1b} + L_{ca} I_{1c}) = (3r_a + R_{2a}) I_{2a} \quad (6.27)$$

$$j\omega_0 (L_{ab} I_{1a} + L_{bb} I_{1b} + L_{cb} I_{1c}) = (3r_b + R_{2b}) I_{2b} \quad (6.28)$$

$$j\omega_0(L_{ac}I_{1a} + L_{bc}I_{1b} + L_{cc}I_{1c}) = (3r_c + R_{2c})I_{2c} \quad (6.29)$$

最終的に式(6.26)から式(6.29)を整理すると、式(6.30)となり、単相の式(6.10)に相当する特性式が得られる。ただし、行列は式(6.31)から式(6.35)のように定義する。

$$j\omega_0\mathbf{L}_m\mathbf{I}_1 = (\mathbf{R}_L + \mathbf{R}_2)\mathbf{I}_2 \quad (6.30)$$

$$\mathbf{L}_m = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{cb} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

$$\mathbf{I}_1 = \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1b} \\ I_{1c} \end{bmatrix} \quad (6.32)$$

$$\mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} I_{2a} \\ I_{2b} \\ I_{2c} \end{bmatrix} \quad (6.33)$$

$$\mathbf{R}_L = 3 \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \quad (6.34)$$

$$\mathbf{R}_2 = \begin{bmatrix} R_{2a} & 0 & 0 \\ 0 & R_{2b} & 0 \\ 0 & 0 & R_{2c} \end{bmatrix} \quad (6.35)$$

6.2.2.2 電圧比の検討

一般に単相においては、この電流比の式を用いて、基礎式から送電側電流を消去し、受電側電流を負荷抵抗に関するオームの法則を用いて電圧に変換することによって電圧比の式を得る。しかし、三相の場合、 I_{2aa} , I_{2ab} , I_{2ac} が基礎式に入っているため、式から送電側各相の個別の電流を得ることは困難である。そこで、電流を消去するように式変形を行う。まず、式(6.20)を式(6.36)に変形する。

$$I_{2aa} = \frac{-V_{1a} + R_{1a}I_{1a}}{j\omega_0 L_{aa}} \quad (6.36)$$

これを、式(6.21)に代入して整理すると式(6.37)が得られる。

$$V_{2a} = \frac{R_{2a}}{j\omega_0 L_{aa}} V_{1a} - \frac{R_{1a}R_{2a} - (\omega_0 L_{aa})^2}{j\omega_0 L_{aa}} I_{1a} \quad (6.37)$$

単相であれば、この式(6.37)から直接、電流比の代入により電圧比を求められるが、三相では、式(6.25)の形で送電側電流が内包されているため純粋な電圧のみの式に変形できない。すなわち三相では、送電側電流が複数相の結合の従属変数として働くため、送電側電圧と主結合(例では a-a 結合)のみでは受電側電圧が定まらないことを意味している。そこで、式(6.37)を b-b 結合および c-c 結合について表現すると式(6.38)、式(6.39)となる。

$$V_{2b} = \frac{R_{2b}}{j\omega_0 L_{bb}} V_{1b} - \frac{R_{1b}R_{2b} - (\omega_0 L_{bb})^2}{j\omega_0 L_{bb}} I_{1b} \quad (6.38)$$

$$V_{2c} = \frac{R_{2c}}{j\omega_0 L_{cc}} V_{1c} - \frac{R_{1c}R_{2c} - (\omega_0 L_{cc})^2}{j\omega_0 L_{cc}} I_{1c} \quad (6.39)$$

従って、式(6.37)から式(6.39)をまとめると、式(6.40)となる。

$$j\omega_0 \begin{bmatrix} L_{aa} V_{2a} \\ L_{bb} V_{2b} \\ L_{cc} V_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{2a} V_{1a} \\ R_{2b} V_{1b} \\ R_{2c} V_{1c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \{R_{1a}R_{2a} - (\omega_0 L_{aa})^2\} I_{1a} \\ \{R_{1b}R_{2b} - (\omega_0 L_{bb})^2\} I_{1b} \\ \{R_{1c}R_{2c} - (\omega_0 L_{cc})^2\} I_{1c} \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

ここで、共振器の特性がそろっていると仮定して、抵抗値を式(6.41)、式(6.42)と置く。また、各相の平衡状態では主結合の強さも等しいため、式(6.43)とする。

$$R_1 = R_{1a} = R_{1b} = R_{1c} \quad (6.41)$$

$$R_2 = R_{2a} = R_{2b} = R_{2c} \quad (6.42)$$

$$L_{mm} = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \quad (6.43)$$

これを式(6.40)に代入すれば、式(6.44)を得る。

$$j\omega_0 L_{mm} \mathbf{V}_2 = R_2 \mathbf{V}_1 - \{R_1 R_2 - (\omega_0 L_{mm})^2\} \mathbf{I}_1 \quad (6.44)$$

ただし、電圧ベクトルは以下の式(6.45)とする。

$$\mathbf{V}_2 = \begin{bmatrix} V_{2a} \\ V_{2b} \\ V_{2c} \end{bmatrix} \quad (6.45)$$

行列 \mathbf{L}_m が正則の時、式(6.30)より、 \mathbf{I}_1 を以下の式(6.46)となるので、代入すれば、単相と同様に計算可能となる。

$$\mathbf{I}_1 = \frac{1}{j\omega_0} \mathbf{L}_m^{-1} (\mathbf{R}_L + \mathbf{R}_2) \mathbf{I}_2 \quad (6.46)$$

オームの法則より式(6.47)となるので、最終的に電圧比は式(6.48)となり、単相での式(6.9)に相当する特性式となる。

$$\mathbf{V}_2 = \mathbf{R}_L \mathbf{I}_2 \quad (6.47)$$

$$\mathbf{V}_2 = \frac{j\omega_0 R_2}{R_1 R_2 - (\omega_0 L_{mm})^2 \mathbf{L}_m^{-1} (\mathbf{R}_L^2 + \mathbf{R}_2 \mathbf{R}_L) - \omega_0^2 L_{mm}} \mathbf{V}_1 \quad (6.48)$$

6.2.3 三相平衡の場合

三相平衡の場合、全ての相が等価であるので、単相やクロスカップリングを考慮していない場合と同様の簡略化について考える。まず、電流比の式(6.30)の左辺について考える。ここでは相互インダクタンス行列と一次電流ベクトルの積が存在する。

$$\begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1b} \\ I_{1c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_P + I_N + I_Z \\ \alpha^1 I_P + \alpha^2 I_N + I_Z \\ \alpha^2 I_P + \alpha^1 I_N + I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^1 & \alpha^2 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha^1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_P \\ I_N \\ I_Z \end{bmatrix} = \boldsymbol{\alpha} \begin{bmatrix} I_P \\ I_N \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (6.49)$$

この式(6.49)に対して、対称座標法の考え方より、電流ベクトルを式(6.50)として置く。

$$\begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{1b} \\ I_{1c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_P + I_N + I_Z \\ \alpha^1 I_P + \alpha^2 I_N + I_Z \\ \alpha^2 I_P + \alpha^1 I_N + I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^1 & \alpha^2 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha^1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_P \\ I_N \\ I_Z \end{bmatrix} = \boldsymbol{\alpha} \begin{bmatrix} I_P \\ I_N \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (6.50)$$

ただし、 $\boldsymbol{\alpha}$ は以下の式(6.51)で定義された 120 度回転演算子である。また、 I_P , I_N , I_Z はそれぞれ正相電流、逆相電流、零相電流を示す。

$$\alpha = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} j \quad (6.51)$$

ここで、式(6.49)について、相互インダクタンス行列と行列 $\boldsymbol{\alpha}$ を入れて計算すると、式(6.52)となる。

$$\mathbf{L}_m \mathbf{I}_1 = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{cb} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^1 & \alpha^2 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha^1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_P \\ I_N \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (6.52)$$

三相平衡伝送が行われている時、逆相電流と零相電流が流れないので、式(6.52)を簡

略化すると、以下の式(6.53)となる.

$$\mathbf{L}_m \mathbf{I}_1 = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{cb} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_P \\ \alpha I_P \\ \alpha^2 I_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} + \alpha L_{ba} + \alpha^2 L_{ca} \\ L_{ab} + \alpha L_{bb} + \alpha^2 L_{cb} \\ L_{ac} + \alpha L_{bc} + \alpha^2 L_{cc} \end{bmatrix} I_P \quad (6.53)$$

ここで、最後の結果部分の行列各行に着目し、式(6.54)のように考える.

$$\begin{aligned} \tilde{L}_{ma} &= L_{aa} + \alpha L_{ba} + \alpha^2 L_{ca} \\ \tilde{L}_{mb} &= L_{ab} + \alpha L_{bb} + \alpha^2 L_{cb} \\ \tilde{L}_{mc} &= L_{ac} + \alpha L_{bc} + \alpha^2 L_{cc} \end{aligned} \quad (6.54)$$

ここで 3 相平衡状態においては、この式(6.54)の左辺を合成相互インダクタンスと見なせば、単相と同じ解析が可能となる. そこで、式(6.54)について、演算子 α を三角関数で表現し、式(6.54)の簡略化を図る. そこで、式(6.55)のように虚部について考える.

$$\begin{aligned} \text{Im}(\tilde{L}_{ma}) &= L_{aa} \sin(\omega_0 t) + L_{ba} \sin(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) + L_{ca} \sin(\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}) \\ &= L_{m3a} \sin(\omega_0 t + \phi) \end{aligned} \quad (6.55)$$

この式(6.55)を三角関数の合成法と加法定理によって整理すると、係数 L_{m3a} と位相差 ϕ について、以下の式(6.56)と式(6.57)が導かれる.

$$L_{m3a} = \sqrt{L_{aa}^2 + L_{ba}^2 + L_{ca}^2 - (L_{aa}L_{ba} + L_{ba}L_{ca} + L_{ca}L_{aa})} \quad (6.56)$$

$$\begin{cases} \sin \phi = \frac{(\sqrt{3}/2)L_{ba} - (\sqrt{3}/2)L_{ca}}{\sqrt{(L_{aa}^2 + L_{ba}^2 + L_{ca}^2) - (L_{aa}L_{ba} + L_{ba}L_{ca} + L_{ca}L_{aa})}} \\ \cos \phi = \frac{L_{aa} - (L_{ba}/2) - (L_{ca}/2)}{\sqrt{(L_{aa}^2 + L_{ba}^2 + L_{ca}^2) - (L_{aa}L_{ba} + L_{ba}L_{ca} + L_{ca}L_{aa})}} \end{cases} \quad (6.57)$$

従って、三相平衡が成立した状況下では、式(6.56)の L_{m3a} を合成相互インダクタンスとして、また、式(6.57)の ϕ を送受電共振期間の位相差として見なすことができる. すなわち、この合成相互インダクタンスを使うことで、単相の特性式である式(6.9)から式(6.11)を用いて三相平衡状態でのクロスカップリングのある伝送特性を簡単に表現できる.

6.3 等価回路計算の総括

本章では、等価回路を用いての電圧比 A_v 、電流比 A_i 、電力比 A_p について特性式の解析について論述した。単相等価回路において表現される式(6.9)から式(6.11)の特性式を三相に拡張し、電流比 A_i を式(6.30)と電圧比 A_v を式(6.48)として三相の場合の特性式を導出した。また、3相平衡の場合、より簡単に解析可能な手法として、式(6.56)および式(6.57)のような合成相互インダクタンスの表現方法を提案した。以下に、特性式を再掲する。

単相の特性式

$$A_v = j \frac{\omega_0 L_m R_L}{R_1 Z_{in2} + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (6.9)$$

$$A_i = j \frac{\omega_0 L_m}{R_L + R_2} \quad (6.10)$$

$$A_p = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_L + R_2) [R_1 R_L + R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2]} \quad (6.11)$$

三相の特性式

$$j\omega_0 \mathbf{L}_m \mathbf{I}_1 = (\mathbf{R}_L + \mathbf{R}_2) \mathbf{I}_2 \quad (6.30)$$

$$\mathbf{V}_2 = \frac{j\omega_0 R_2}{R_1 R_2 - (\omega_0 L_{mm})^2 \mathbf{L}_m^{-1} (\mathbf{R}_L^2 + \mathbf{R}_2 \mathbf{R}_L) - \omega_0^2 L_{mm}} \mathbf{V}_1 \quad (6.48)$$

合成相互インダクタンス

$$L_{m3a} = \sqrt{L_{aa}^2 + L_{ba}^2 + L_{ca}^2 - (L_{aa} L_{ba} + L_{ba} L_{ca} + L_{ca} L_{aa})} \quad (6.56)$$

$$\begin{cases} \sin \phi = \frac{(\sqrt{3}/2)L_{ba} - (\sqrt{3}/2)L_{ca}}{\sqrt{(L_{aa}^2 + L_{ba}^2 + L_{ca}^2) - (L_{aa} L_{ba} + L_{ba} L_{ca} + L_{ca} L_{aa})}} \\ \cos \phi = \frac{L_{aa} - (L_{ba}/2) - (L_{ca}/2)}{\sqrt{(L_{aa}^2 + L_{ba}^2 + L_{ca}^2) - (L_{aa} L_{ba} + L_{ba} L_{ca} + L_{ca} L_{aa})}} \end{cases} \quad (6.57)$$

第7章 理論整合性実証のための共振器回転実験

本章では、第 6 章にて扱った、等回路計算と相互インダクタンスの合成計算の結果の妥当性を示す実験を行う。実験では共振器を回転させることで、相互インダクタンスを変化させ、そのデータに基づいて理論解析値と比較を行う。

7.1 実験目的と理論実証の手法

本実験では、三相平衡状態が維持される状況において、合成相互インダクタンスからの電圧比、電流比、および効率が計算結果として妥当であることを示す。三相平衡状態を維持すると考えられるのは、各相の共振器位置が対称性を維持しながら位置ずれした場合である。すなわち送受電共振器のなす正三角形の重心を中心とした回転方向のずれについて、各相の相互インダクタンスを計測し、第 6 章で示した合成相互インダクタンスの計算を行うことで、伝送状態の評価を行い、計算の妥当性を示す。

7.2 理論実証実験の概要

本実験では、第 5 章で扱った実験と同様に、三相それぞれの相に対して個々の共振器を用いて電力伝送を行う。すなわち、共振器は 3 対、合計 6 つであり、これらを図に示すような Y 結線で結び、対称三相交流にて電力伝送を行う。また、共振器位置と相互インダクタンスの変化について、送電側の共振器を回転させ、15 度ごとに全周測定する。図 7. 43 は共振器の回転位置に関して、回転角度が 0° の際と 60° の際の例を示したものである。

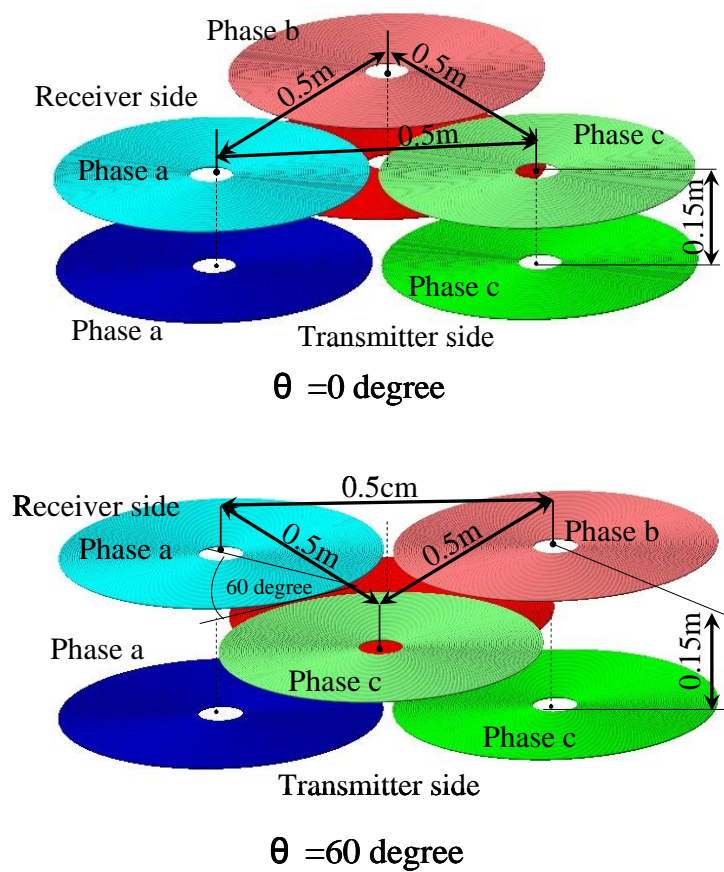


図 7. 43 共振器の回転位置の例（上段 0°,下段 60°）

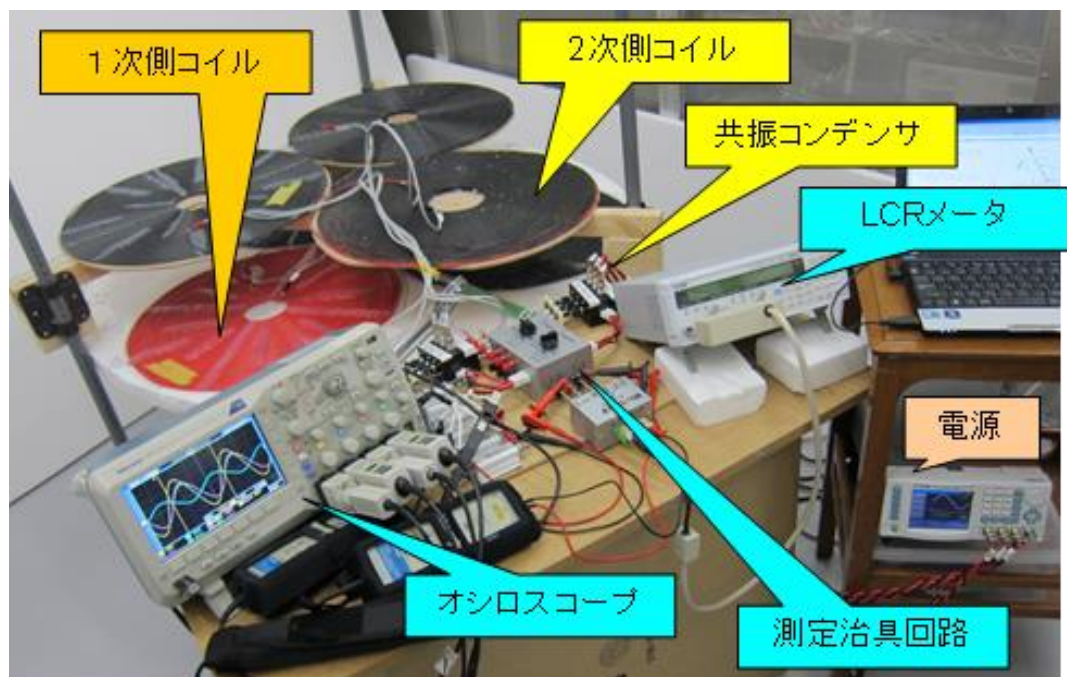


図 7. 44 実験の様子と機器の配置

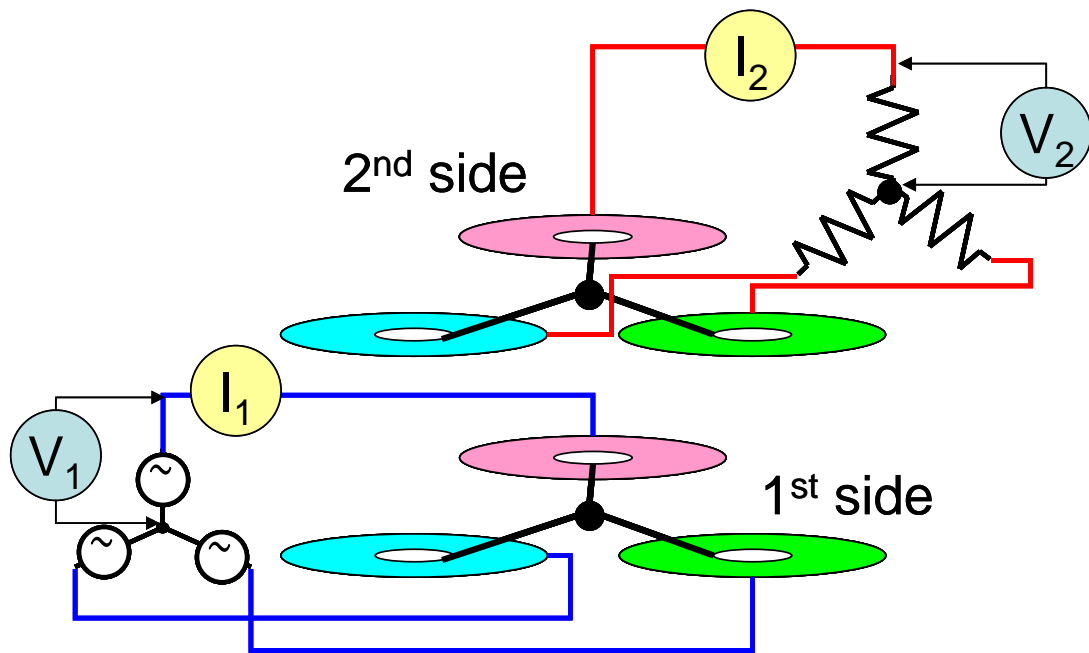


図 7.45 実験の回路と測定パラメータ

7.2.1 回転測定のための実験装置

実験装置は第 5 章と基本的には同様であるが、本実験は相互インダクタンスと回転対象性に関する計算との整合性を確認することを目的としているため、送電側の共振器を回転台の上に設置している。全体の配置を図 7.44 に示す。また、測定パラメータについての概要を図 7.45 に示す。以下に、実験機器の詳細を記述する。

7.2.1.1 共振器

共振器はコイルとコンデンサからなる直列共振回路である。伝送周波数は 120 kHz であり、この周波数が共振周波数となるようにコイルのインダクタンスを調整する。コンデンサは 2,000 pF 仕様のセラミックコンデンサを用いたので、コイルのインダクタンスは 880 μH である。断面積 2 mm^2 のビニル皮膜銅線（平均半径 1.7mm、皮膜厚さ 0.8mm）を 60 巻き（直径 0.5 m）することで所定のインダクタンスを得た。なお、各コイルのばらつきは、共振周波数が $\pm 0.5\%$ (120 \pm 0.6 kHz) となるように巻き数を増減させて調整を行った。完成した共振器の共通仕様を表 7.7 にまとめる。

表 7.7 共振器の仕様

		a 相	b 相	C 相
送電側	自己インダクタンス [μH]	8.73×10^2	8.68×10^2	8.69×10^2
	コイルの内部抵抗 [Ω]	1.21	1.23	1.12
	共振コンデンサ容量 [pF]	2.04×10^3	2.09×10^3	2.04×10^3
	Q 値	5.46×10^2	5.36×10^2	5.89×10^2
	共振周波数 [kHz]	1.19×10^2	1.19×10^2	1.20×10^2
受電側	自己インダクタンス [μH]	8.67×10^2	8.69×10^2	8.69×10^2
	コイルの内部抵抗 [Ω]	1.17	1.23	1.20
	共振コンデンサ容量 [pF]	2.07×10^3	2.03×10^3	2.04×10^3
	Q 値	5.63×10^2	5.36×10^2	5.49×10^2
	共振周波数 [kHz]	1.19×10^2	1.20×10^2	1.20×10^2

7.2.1.2 電源

電源には出力インピーダンス 50Ω の 4 ch 信号発生器を用い、各相の位相差が 120° となる正弦波を $10 V_{p-p}$ で与える。

7.2.1.3 送電側コイルの配置

送電側のコイルは直径 1.1 m の発泡スチロール製の大型円盤上に配置し、この円盤と足からなる台の全体が回転する構造とした。台本体は発泡スチロール製で、高さ 0.5 m、全体を回転台の上に設置している。また、円盤部には 15° 刻みで角度を表示している。角度精度は $\pm 1.5^\circ$ 以下すなわち刻み幅の 10 % 以下 (1 周 360° に対しては 0.4 % 以下) になるよう実験する。

7.2.1.4 受電側コイルの配置

受電側コイルは送電側の上に覆い被さるテーブル状の架橋構造の支持台に載せられている。この台は送電側の台に干渉せずかつエアギャップが変更可能である。構造部材には木材と塩化ビニルパイプを用いる。

7.2.1.5 測定機器

測定にはオシロスコープと LCR メータを用いる。オシロスコープでは入出力波形として電圧および電流を測定し、LCR メータでは各コイル間の相互インダクタンスを測定する。3 相実験で問題となるのは、送電側、受電側ともに三相それぞれを測定する必要があるため、測定パラメータが非常に多くなることである。そこで、今回は図 7. 46 に示す測定治具回路を作成し、多数のパラメータの測定を高速かつ正確に実行できるように工夫した。パラメータの数は、入出力波形は送電側、受電側それぞれ 3 相なので合計 6 相、かつ電圧と電流の 2 通りなので 12 箇所となる。また、相互インダクタンスも送電側 3 相と受電側 3 相の組み合わせなので 9 箇所となる。しかしながら、測定機器のポートはオシロスコープが 4 ポート、LCR メータは 1 ポートのみのため、測定箇所の変更のためには測定プローブの配線を変更する必要があるが、配線作業は非常に煩雑かつ間違いを生じやすい。また、相互インダクタンスを測定するためには測定コイルを直列接続し、インダクタンス測定後、片方のコイルを逆転させて再び直列接続してインダクタンスを測定するため、配線変更回数は 9 箇所の 2 倍となり 18 箇所となる。これらの配線変更を全て治具回路内部のスイッチによって切り替えで再現し、外部配線は測定中に一切変更しないことで、3 相での正確かつ高速な測定が可能となった。

7.2.1.6 負荷抵抗

負荷には 50Ω 無誘導抵抗 3 本をそれぞれの相に接続して用いる。また、図 7. 45 に示すように、3 つの抵抗器の一端を共通化して Y 結線としている。

7.2.2 実験条件と測定精度の設定

回路構成、回転角度、エアギャップについて以下の条件で行った。回路構成は図 7. 45 に示すような Y 結線で行った。Y 結線とした理由は効率測定の際に基準となる中性点相間で共有するためである。回転角度については、送電側と受電側の同相コイルが直上に来た時を 0° として、送電側と受電側の相が隣り合う相に達する 120° までの間を 15° 刻みで角度設定を行う。伝送距離は 0.15 m とする。

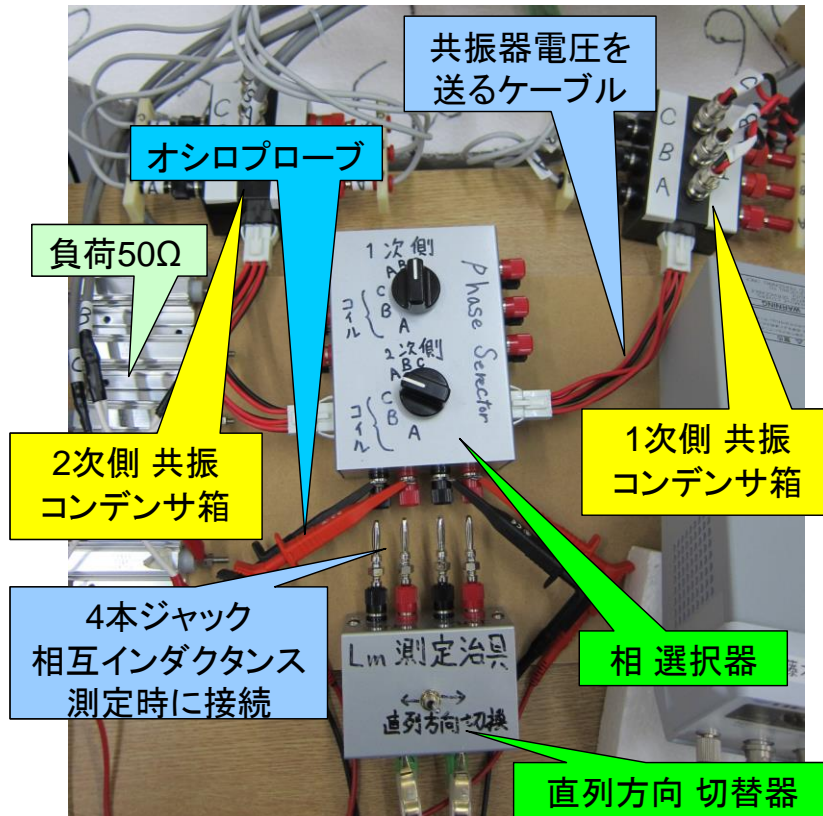


図 7.46 測定用の治具

7.2.3 測定内容とパラメータ

測定項目は送電側と受電側の各相間の相互インダクタンス，各相の送電側相電圧，相電流，受電側相電圧，相電流，送電側と受電側の位相差とした．また，電圧電流の値から電圧比 A_v および電流比 A_i ，伝送効率 η を以下の式(7.1)から(7.3)のように計算し，前述の理論値との比較を行った．なお，ここでの電圧および電流は全て実効値である．力率に関しては，共振周波数での伝送かつ無誘導負荷を使用しているため 1 として計算した．実際に実験中に測定した結果，入出力ともに同一箇所での電圧と電流波形の位相差が 5° 以下であったため力率を 1 として計算しても誤差は少ないと考えられる．

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (7.1)$$

$$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}} \quad (7.2)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} \cdot \bar{I}_{out}}{V_{in} \cdot \bar{I}_{in}} = A_v \cdot \bar{A}_i \quad (7.3)$$

7.3 実験結果と考察

7.3.1 共振器回転位置と測定結果

まず, 相互インダクタンス L_m の実測値から式(7.4)を用いて合成相互インダクタンスを計算した. 全コイルの自己インダクタンス L_1, L_2 を $880\mu\text{H}$ に統一したため, 相互インダクタンス L_m から以下の式(7.5)にて結合係数を計算した.

$$L_{m_3phase} = \sqrt{L_{maa}^2 + L_{mba}^2 + L_{mca}^2 - (L_{maa}L_{mab} - L_{mba}L_{mca} - L_{mca}L_{maa})} \quad (7.4)$$

$$k = \frac{L_m}{L_1} = \frac{L_m}{L_2} \quad (7.5)$$

結合係数 k を図 7.47 に示す. 実測値および図 7.47 の値を用いて式(7.1)から(7.3)で計算された計算値を以下の図 7.48 から図 7.50 に示す. 回転角度ごとの各相の電圧増幅率 A_v を図 7.48, 電流増幅率 A_i を図 7.50, 伝送効率 η を図 7.51 に示す. なお, 測定結果には $50\ \Omega$ 負荷での理論式からの計算値および, 最適負荷抵抗計算での計算値も併記している. なお, 図 7.52 は図 7.47 の結合係数に基づいて計算された効率を最大化する負荷抵抗値である. その計算式は以下の式(7.6)である.

$$R_{L_A_{p_max}} = \sqrt{R_2^2 + \frac{R_2}{R_1}(\omega_0 L_m)^2} \quad (7.6)$$

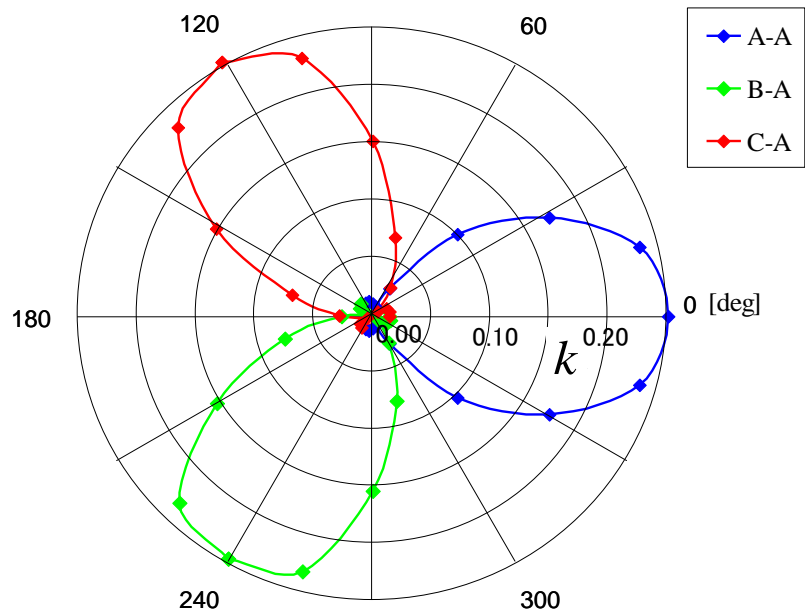


図 7.47 結合係数と回転位置

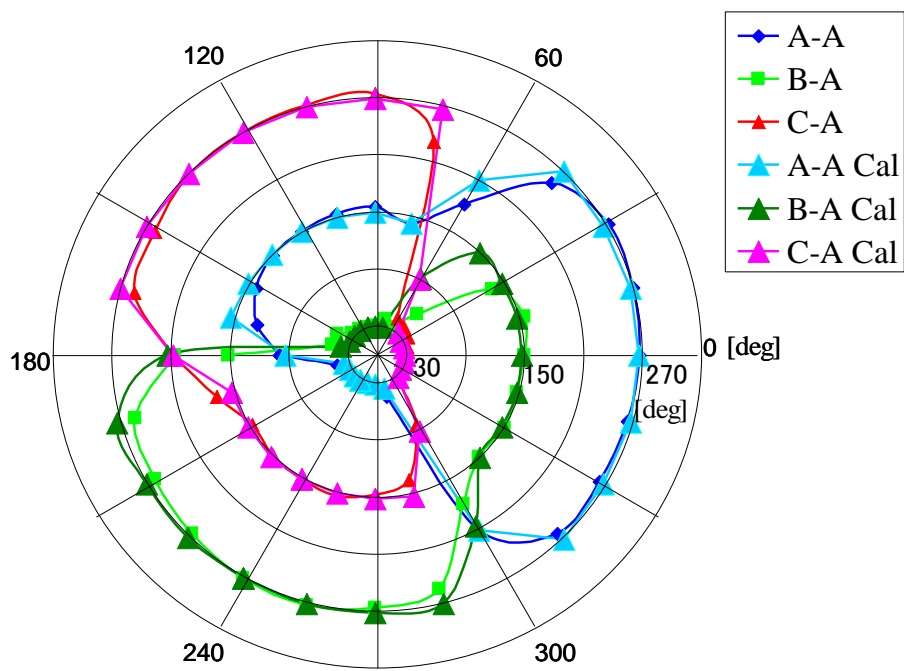


図 7.48 位相差と回転位置

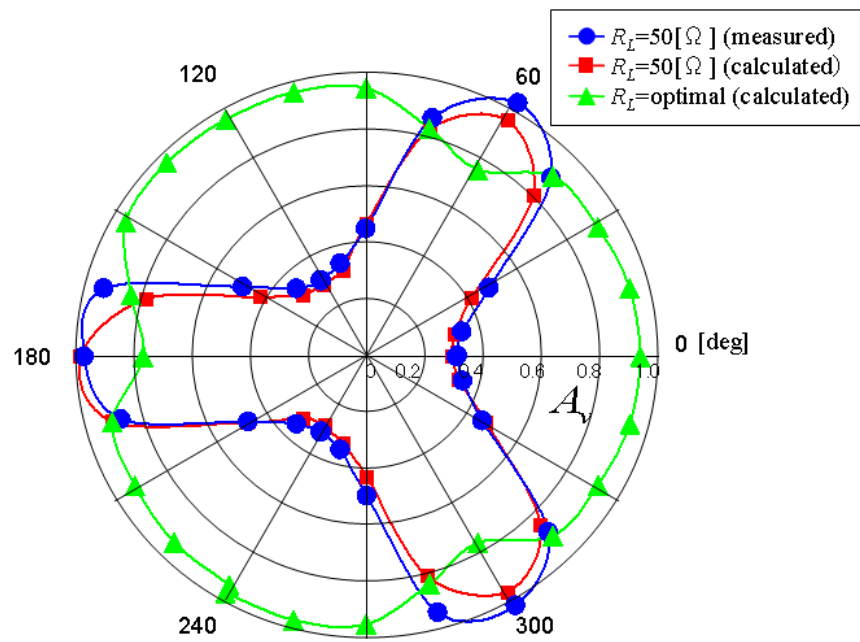


図 7.49 電圧比と回転位置

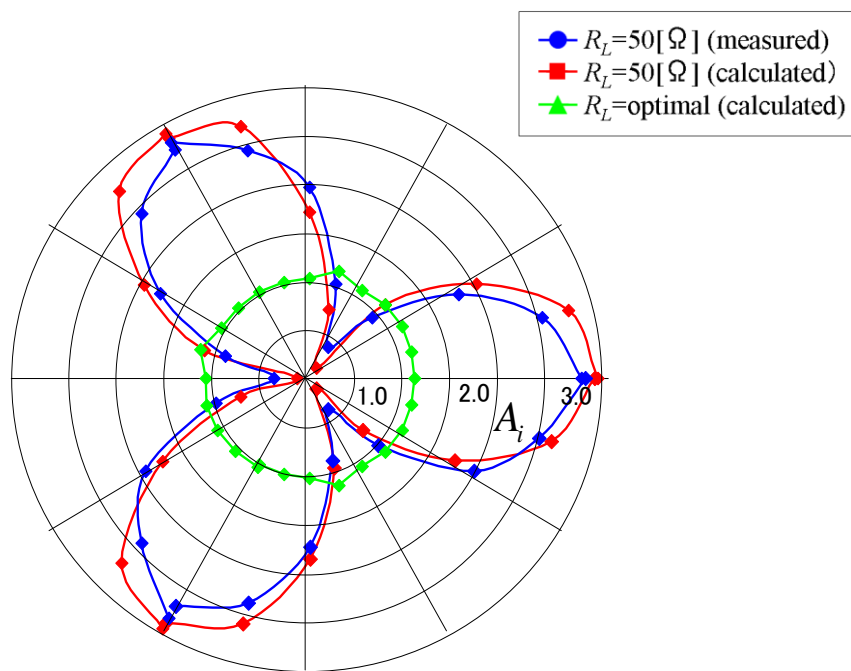


図 7.50 電流比と回転位置

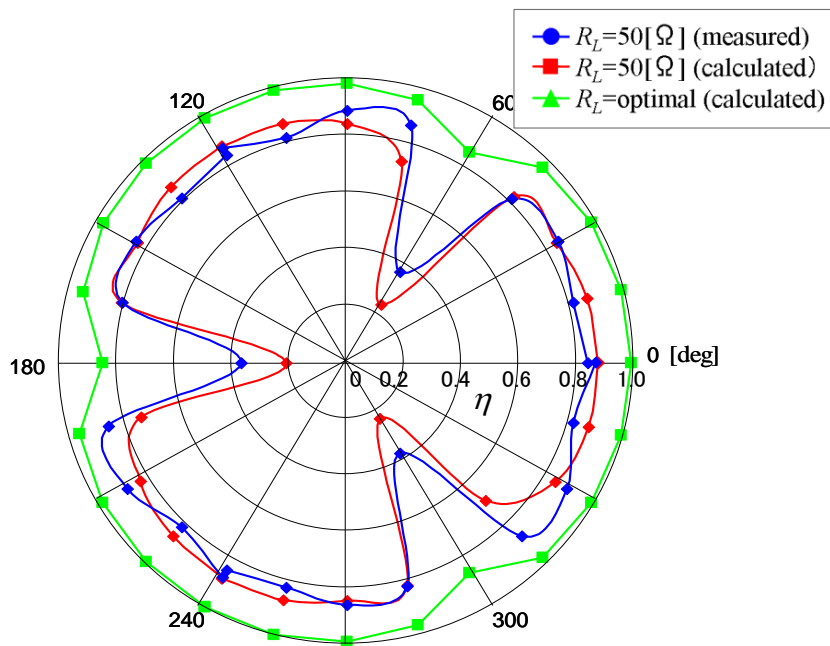


図 7.51 効率と回転位置

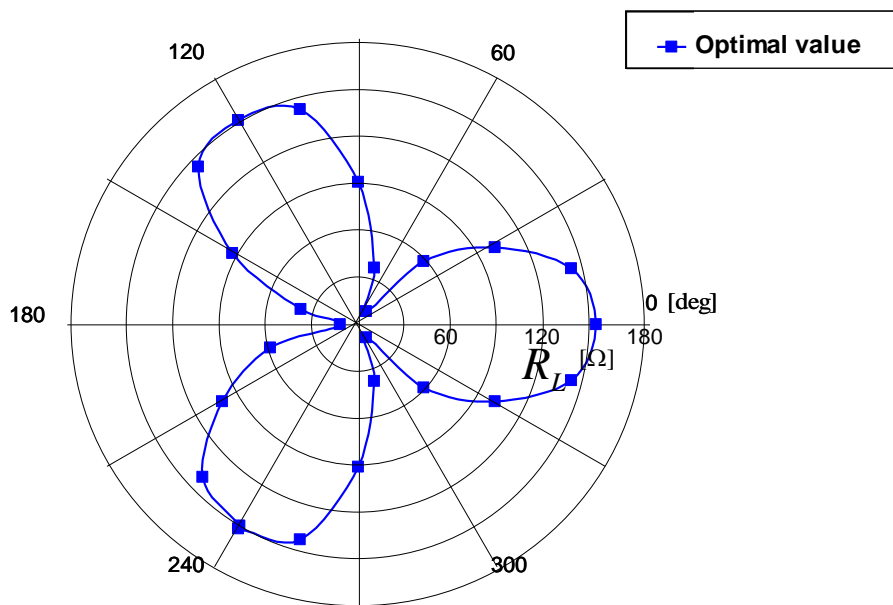


図 7.52 最適負荷抵抗値と最適負荷抵抗値

7.3.2 理論との整合性に関する考察

実験結果より、電圧および電流増幅率、位相差の変化をふくめた全てのグラフが3相全てで同じ傾向であることから、回転角度に依存せず、三相平衡状態を維持したワイヤレス電力伝送が行われていると考察される。また、計算値との比較でもほぼ全ての角度で認められた。しかし、計算では電圧比が小さく、電流比が大きく見積もられる傾向があることが判明した。これは、相互インダクタンスが計算ではやや大きく見積もられることに起因していると考えられる。また、回転角度 60° において計算値とのずれが最大になっている。これは、 60° の位置において、全ての相での結合係数が 0.01 程度まで低下しているため、相互インダクタンスが非常に小さく、計算値との誤差の影響を受けやすいためである。相互インダクタンスが低下するのは伝送距離が拡大した場合と同じであり、伝送距離が拡大すると出力電圧のみが増幅されるが、それと同じことが電圧増幅率のグラフより確認できる。すなわち、 60° の位置で電圧増幅率が大きくなり、一方で電流増幅率が減少している。位相差については、 0° から 45° の範囲では受電側は送電側に対して、ほぼ 90° 遅れ (270° 進み) だが、 60° の位置で位相が反転(位相差 180°) となり、その後、位相差 150° に収束することが確認された。収束値の 150° は $-120^\circ + 270^\circ$ なので、隣の相との相対位相差では -90° へ戻ったことになる。したがって、 120° 回転においては、 60° 近傍での急激な結合の低下すなわち相互インダクタンスの低下が効率低下と位相の急激な変化を引き起こしていると考えられる。また、効率に関する最適負荷抵抗値の値が、図 7.52 に示されるように、相互インダクタンスに比例しているように見受けられる。これは、式(7.6)において、 R_1 および R_2 が R_L に比べて十分小さいと仮定すると、以下の式(7.7)のように近似できるためである。

$$R_{L_A_p_max} = \sqrt{R_2^2 + \frac{R_2}{R_1}(\omega_0 L_m)^2} = \sqrt{R_2^2 + (\omega_0 L_m)^2} \approx \omega_0 L_m \quad (7.7)$$

また、この最適負荷抵抗値の場合に、電圧比および電流比が半径 1 の円に近づくことも、同様に説明できる。すなわち、 R_1 および R_2 が R_L に比べて十分小さいと仮定すると、以下の式(7.8)および式(7.9)が成立するためである。

$$A_v \approx j \frac{\omega_0 L_m}{R_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_L}} \approx j \frac{1}{\frac{R_1}{\omega_0 L_m} + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{(\omega_0 L_m)^2}} \approx j \quad (7.8)$$

$$A_i \approx j \frac{\omega_0 L_m}{\omega_0 L_m + R_2} \frac{\omega_0 L_m}{\omega_0 L_m} \approx j \quad (7.9)$$

7.3.3 結論

本実験より，回転対称性を用いた，三相平衡状態の伝送が確認された．また，三相平衡状態での合成相互インダクタンスを用いた特性式との整合性も確認された．それにより，等価回路計算によって，最適負荷抵抗値を含めた回路解析が三相においても可能であると示された．

第8章 結言

本章では、実験と解析をもとに得られた結論、この研究を通じた新たに表出した研究課題、そして、今後の展望について述べる。

8.1 結論

効率と伝送距離に関して秀逸な磁界共振結合方式のワイヤレス電力伝送と大電力に適する三相交流を適応することで、それらの長所を兼ね備えた 100 kHz 帯の新しい三相ワイヤレス電力伝送システムを構築した。そして、実験において、0.4 m 超の長距離伝送において、DC-DC 効率 85 % 超、最大伝送電力 4 kW 超の大電力、高効率伝送を成功させた。これにより、磁界共振結合による三相ワイヤレス電力伝送の性能を実証した。また数式的に等価回路解析を行い、三相平衡状態での特性式を単相同様に取り扱う合成相互インダクタンスという概念を提示した。その等価回路計算値と実験値を比較し、等価回路計算の妥当性を示した。

8.2 新たな課題

本研究を行うことで、新たに以下の 3 つの課題が表出した。大電力伝送での耐圧および耐電流設計、インバータおよび整流器の非線形要素の定式化、三相負平衡状態での安定性の評価である。まず、耐圧、耐電流設計は、共振回路を内包する磁界共振結合においては大きな課題である。すなわち、共振器部分の大電流に耐え、発熱損失の少ない共振コンデンサ、安全回路において高周波の高電圧を安全に遮断し、しかも伝送中は動作に影響を与えない構成、そして負荷部分のインピーダンスの安定化を行う大容量変換機的设计などがあげられる。次に、本研究では等価回路の計算の妥当性について、正弦波電圧を印加して示したが、インバータや整流器での伝送では 10 % 以上の誤差が生じてしまった。従って、その非線形要素部分を等価回路化することが課題となっている。また、三相平衡が崩れる地絡事故や過渡特性解析も次の課題であると考えられる。

8.3 今後の展望

本研究では磁界共振結合による伝送距離と伝送効率に秀でたワイヤレス電力伝送技術が三相化によって実用に耐える kW 級の大電力にも活用できることを示した。このことにより、今後の大電力ワイヤレス電力伝送の実用化に幾許かは近づくことができたと考える。この研究成果は小さな一歩だが、大電力ワイヤレス電力伝送の実用化に向けた一歩となることを切に願っている。

参考文献

- [1] 総務省：「ワイヤレス電力伝送システムの実用化について (BWF)」, 2013.9
- [2] ブロードバンドワイヤレスフォーラム：「ワイヤレス電力伝送技術の利用に関するガイドライン 2.0 版」, 2013.4
- [3] 紙屋雄史, 大聖泰弘：「非接触急速充電装置を搭載した先進電動マイクロバスの設計製作ならびに公道実証試験による環境調和性評価」, 計測と制御, Vol. 50, No. 3, pp 209-214, 2011
- [4] J. Huh and C.-T. Rim, “KAIST Wireless Electric Vehicles - OLEV,” *EVTec’11*, pp 1-7, 2011.5,
- [5] Chun T. Rim, “The Development and Deployment of On-Line Electric Vehicles (OLEV),” in *ECCE2013*, 2013.9
- [6] 「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
- [7] 篠原真毅：「マイクロ波給電システムの開発と応用」, KEC 情報, No.220, 2012.1
- [8] 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. 83-86, 2007.7
- [9] Aristeidis Karalis, J.D. Joannopoulos and Marin Soljačić, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” *Annals of Physics*, Vol 323, no. 1, 2008.1, pp. 34-48, January Special Issue 2008
- [10] 吉野純一, 高橋孝, 大杉功, 米盛弘信：「続 電気回路の基礎と演習」-三相交流・回路網・過渡現象-, コロナ社, pp 2-28, 2010
- [11] 公益社団法人 日本電気技術者協会 音声付き電気技術解説講座：「対称座標法とはどんな計算法か」, <http://www.jeea.or.jp/course/contents/01123>, 2013.12.17 アクセス
- [12] 公益社団法人 日本電気技術者協会 音声付き電気技術解説講座：「回転磁界の仕組み」, <http://www.jeea.or.jp/course/contents/01115>, 2013.12.17 アクセス
- [13] 株式会社 坂本製作所：「三相誘導モーターの原理-なぜ回転するか～回転磁界-」, http://sakamotoss.digi2.jp/moter/sansou_sikumi.html, 2013.12.19 アクセス
- [14] 日本交通計画協会：「新交通システムの標準化とその基本仕様」, 1983.3
- [15] 相場謙一, 森本雅之, 川上哲夫, 尾西京太郎, 依田和雄：「新交通システムの電力設備に関する設計手法と検証 (交流方式)」, 三菱重工技術報告, vol. 34, no. 6, pp.402-204, 1997.11
- [16] Michael C. Duffy, “Electric Railways 1880-1990”, *Institution of Electrical Engineers*, pp. 115-121, 2003
- [17] Gornergrat Bahn, <http://www.gornergratbahn.ch/de/Pages/default.aspx>, 2013.12.29 アクセス
- [18] 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
- [19] 「ワイヤレス給電 2010」, *NIKKEI ELECTRONICS BOOK.2010*
- [20] 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
- [21] Takehiro Imura, Hiroyuki Okabe, Yoichi Hori, “Proposal of Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling in kHz-MHz-GHz”, *IEICE, BS-9-5*, pp. 4-25, 2010.

- [22] 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)*, pp. 1–5, 2011,
- [23] 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
- [24] 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*, pp. 1–5, 2012
- [25] M. Jurgen, S. Carsten, BOMBARDIER TRANSPORTATION GMBH, Wo2010/000494"TRANSFERRING ELECTRIC ENERGY TO A VEHICLE" ,2010.9
- [26] 小松製作所 web, <http://www.komatsu.co.jp>, 2014.1.10 アクセス
- [27] 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
- [28] 栗井 郁雄，小森 琢也：「共振器結合ワイヤレス給電システムの簡便な設計」，電気学会論文誌 vol. 130, no.12, pp. 2198-2203, 2010
- [29] 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」
- [30] IXYS, "DSEU120-06A Data sheet"
- [31] 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
- [32] 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
- [33] Yusuke Tanikawa, Masaki Kato, Takehiro Imura, and Yoichi Hori, "Experiment of Magnetic Resonant Coupling Three-phase Wireless Power Transfer," in *The 27th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 2013.11
- [34] 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

発表文献・実績

国際会議発表（査読あり）

1. Yusuke Tanikawa, Masaki Kato, Takehiro Imura, and Yoichi Hori, "Experiment of Magnetic Resonant Coupling Three-phase Wireless Power Transfer," in *The 27th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 2013.11

国内学会・研究会等発表

1. 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
2. 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
3. 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

謝辞

研究生生活を支えてくださった皆さま、ありがとうございました。
修士の2年間はあっという間でした。
そして、とても多くの方のお世話になって過ごした2年間でした。

堀 洋一 教授

堀先生の飲み会での何気ない「三相」の一言が私の修士研究の原点でした。研究についてのご指導やご助言のみならず、様々なお話を賜りました。そして、学生自らが自身のあり方について考えるように導いてくださいました。

藤本 博志 准教授

藤本先生の発表会での鋭いご指摘。学会での質疑や対外的なプレゼンでの立ち振る舞い、研究者の姿など、学ばせていただいたことは数知れません。

居村 岳広 助教

ワイヤレス電力伝送の基本からお教えくださいました。修論までこぎつけましたのも先生のお陰ですし、学会発表の際も常に支えてくださいました。

加藤さん

実験から理論から研究室生活、進路相談まで本当に色々お世話になりました。

長井さん

大林組の電波暗室に何度も通わせていただきました。お陰で大電力伝送に成功しました。社会人のあり方についても色々面白く教えてくださいました。

コーさん

論文の英語添削、そして理論に関する深い考察、大変勉強になりました。

山本くん、平松くん、畑くん、成田くん

実験の手伝いを含めて本当にお世話になりました。皆さまの専門知識を当てにして、しょっちゅう質問していた気がします。惜別感無量です。

国土交通省 国土技術政策総合研究所 小原さま

回路製作や実験手法、他にも色々な知識をたくさんお教えいただきました。

(株)パイオラックス 木村様、曾我部さま

大電力という方向性と実験への足がかりをくださいました。

そして、研究室の皆さま、家族の皆さま ありがとう ございました。