

修士論文

非共振コイルアレイおよび受電側補償回路を用いた 移動体向けワイヤレス給電システムの提案と評価

大橋 達矢

奈良先端科学技術大学院大学

先端科学技術研究科

情報理工学プログラム

主指導教員: 岡田 実 教授

ネットワークシステム学研究室（情報科学領域）

令和2年3月13日提出

本論文は奈良先端科学技術大学院大学先端科学技術研究科に
修士(工学) 授与の要件として提出した修士論文である。

大橋 達矢

審査委員：

岡田 実 教授	(主指導教員, 情報科学領域)
林 優一 教授	(副指導教員, 情報科学領域)
東野 武史 准教授	(副指導教員, 情報科学領域)
Duong Quang Thang 助教授	(副指導教員, 情報科学領域)

非共振コイルアレイおよび受電側補償回路を用いた 移動体向けワイヤレス給電システムの提案と評価*

大橋 達矢

内容梗概

近年、ワイヤレス給電技術は静止物体だけでなく、無人搬送車や電気自動車といった移動体への応用がされつつある。走行中ワイヤレス給電における従来法として複数の送電コイルを配置し、送電側と受電側の各々でインピーダンス補償をする方法があり、高い伝送効率が見込めるほか漏洩電磁界抑制効果というメリットはあるが、コイルが増加するほどスイッチング・センサーによる正確なコイルの ON・OFF の切り替えが必要になりシステム制御の複雑化が生じる。一方、送電側にコンデンサを挿入せずに受電側のみで送電側も含めた回路全体のインピーダンス補償をする受電側補償回路が提案されている。受電側のみで補償回路を組み込むことで送電側の回路をシンプルにすることが可能であるほか、受電部と非結合時には送電側の電流が抑えられており、コイルを OFF 状態とみなすことができる。そこで、本研究では移動体向けワイヤレス給電の利便性向上を狙いとして、従来の 1 対 1 型の受電側補償回路を N 対 1 型に拡張し、センサーを用いずにコイルの切り替えが可能な移動体向けワイヤレス給電システムを提案する。補償コンデンサを接続していない送電コイルを一行または格子状に配置し、そのうちの数個のコイルを受電コイルと同時に結合することで、送電エリア内であれば給電対象が移動していても高い伝送効率を維持することが可能になる。さらに、本システムでは送受電コイルが結合時のみ送電コイルに電流が流れるため、漏洩電磁界の低減だけでなく、センサーを使用することなく送電コイルを自動的に切り替えることが可能となり、システムの簡潔化が見込まれるほか、センサー回路が

*奈良先端科学技術大学院大学 先端科学技術研究科 修士論文, 令和 2 年 3 月 13 日。

不要になりコストの削減につながると期待できる．電磁界シミュレーションと実機実験により提案手法の有効性を確認した．

キーワード

ワイヤレス給電, 磁界共振結合, 複数送電コイル, 受電側補償, 電磁界シミュレーション

Dynamic Charging Using Off-Resonant Coil Array With Receiver-side Compensation*

Tatsuya Ohashi

Abstract

In inductive power transfer (IPT) system, basics compensation topologies: series-series (S-S), series-parallel (S-P), parallel-series (P-S), and parallel-parallel (P-P), are commonly used. On one hand, a compensation circuit topology mounted only on the receiver-side that achieves constant voltage functionality has been proposed. We adopt this method in the designing an IPT system using many small coils to deliver power to a moving receiver with larger coil. The compensation circuit at the receiver will be designed to approximately cancel out all the reactive components in the coupling link between the receiving coil and the nearby transmitting coils. As a result, the load will be seen almost directly from the source, and thus, stable output voltage can be achieved even if the receiver moves and/or if the load resistance varies. In principle, since this system does not install a compensation circuit on the transmitter side, the current flowing through into the uncoupled transmitting coil becomes small due to its reactive component, which contributes not only to reduction of leakage electromagnetic field but also to sensorless operation that automatically switch transmitting coils without a sensor. Simulation results and experiment results confirm that proposed system shows the effectiveness of our proposed method.

*Master's Thesis, Graduate School of Science and Technology, Nara Institute of Science and Technology, March 13, 2020.

Keywords:

Inductive Power Transfer, Receiver-side Compensation, Multiple-transmitter, Magnetic Resonance Coupling, Electromagnetic Simulation

目 次

1. 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	3
1.3 コントリビューション	3
1.4 本稿の構成	3
2. 受電側補償回路	5
2.1 磁界共振方式	5
2.2 1 対 1 型受電側補償回路	7
2.3 N 対 1 型受電側補償回路	10
2.4 応用例	11
3. 一次元配置における特性評価	12
3.1 シミュレーション	12
3.1.1 システム構成	12
3.1.2 定電圧特性	15
3.1.3 伝送効率	16
3.1.4 センサレススイッチング	18
3.1.5 力率改善検証	21
3.2 実機実験	24
3.2.1 実機実験構成	24
3.2.2 実験評価	27
4. 二次元配置における定電圧特性および伝送効率評価	31
4.1 システム構成	31
4.2 特性評価	32
5. 受電部が複数あるときのシステム評価	34
5.1 システム構成	34

5.2 特性評価	37
6. 総括	39
謝辞	40
参考文献	41
研究業績	45

図 目 次

1	平行二線路方式	2
2	多数の小型コイルを並べる方式	2
3	磁界共共振方式の基本回路図	5
4	コンデンサの配置位置	6
5	1 対 1 型受電側補償回路	7
6	送受電コイルが結合した時の回路図	9
7	Z パラメータから導かれた受電側補償回路	9
8	N 対 1 型受電側補償回路図	10
9	1 対 1 型受電側補償回路	11
10	一次元方向における 4 対 1 型シミュレーションモデル	12
11	受電側補償回路の設計に用いた 4 対 1 型シミュレーションモデル	13
12	S_{11} および S_{21} の振幅	14
13	S_{21} の位相	14
14	一次元配置の測定方法	15
15	一次元配置の入出力電圧比	16
16	一次元配置における伝送効率	18
17	一次元配置における電磁界分布図	20
18	回路全体が補償されていない場合の等価回路変換	22
19	回路全体を補償したときの等価回路変換	22
20	力率比較	23
21	回路全体を補償した場合としていない場合の特性比較	24
22	実機実験環境	25
23	測定方法	26
24	ポジションごとの結合係数	28
25	抵抗ごとの入出力電圧比	29
26	オシロスコープで計測した電圧波形	30
27	2 次元型シミュレーションモデル	31
28	二次元型における入出力電圧比	33

29	二次元型における伝送効率	33
30	受電部が2つある場合のシミュレーションモデル	34
31	受電部を2つ用意した測定方法	36
32	R_{x2} が $x=330[\text{cm}]$ での特性評価	38
33	R_{x2} が $x=302.5[\text{cm}]$ での特性評価	38

1. 序論

1.1 研究背景

昨今、電源ケーブルを用いずに非接触で電力を供給するワイヤレス給電技術が注目を浴び、様々な電子機器に利用されている [1]-[6]。ワイヤレス給電の最大のメリットはコードレス化であり、コード類の煩わしさからの解放である。ワイヤレス給電においてファラデーの電磁誘導の法則に基づいた方式は古くから存在している。電磁誘導方式では対向させたコイルの一方に交流電流を流すとコイル周辺に磁界が発生し、コイル間を鎖交する磁束によって二次側のコイルに誘導起電力が発生することでエネルギーを伝搬する。実用化への飛躍的な発展要因として 2007 年にマサチューセッツ工科大学が発表した磁界共振型と呼ばれる給電方式によって従来の電磁誘導方式と比べて長距離かつ高効率の伝送が可能となったことが挙げられる [7]。磁界共振型ワイヤレス給電では送受電の両方にコンデンサを挿入し、回路のリアクタンス成分を打ち消し、伝送効率を上げることに成功した。それ以降、ワイヤレス給電技術は多くの機関によって盛んに研究が行われている [8]-[10]。そして現在では磁界共振方式だけではなく、電極を利用した電界結合方式などさまざまな手法が研究されている [11],[12]。今までのワイヤレス給電は静止状態の給電に限定されていたが、近年では電気自動車や無人搬送車 (AGV) などといった移動体への給電の期待が高まり、走行中ワイヤレス給電への拡張が試みられている [13]-[18]。移動体向けのワイヤレス給電では多数の小型コイルを並べる方式や平行二線路を使用した方式がある [19]-[25]。図 1, 2 にそれぞれの方式の概要図を示す。図 1 の平行二線路を用いた方式では線路を延長することで給電エリアの拡張が容易であり、複数端末への電力供給が低コストで実現可能であるが、伝送効率が低いことや定在波が生じた場合に給電ポイントごとで受電電力が不均一なる問題が生じる。図 2 の小型コイルを用いた方式では、高い伝送効率が見込めるほか漏洩電磁界抑制効果というメリットはあるが、コイルが増加するほどスイッチング・センサーによる正確なコイルの ON・OFF の切り替えが必要になりシステム制御の複雑化が生じる。

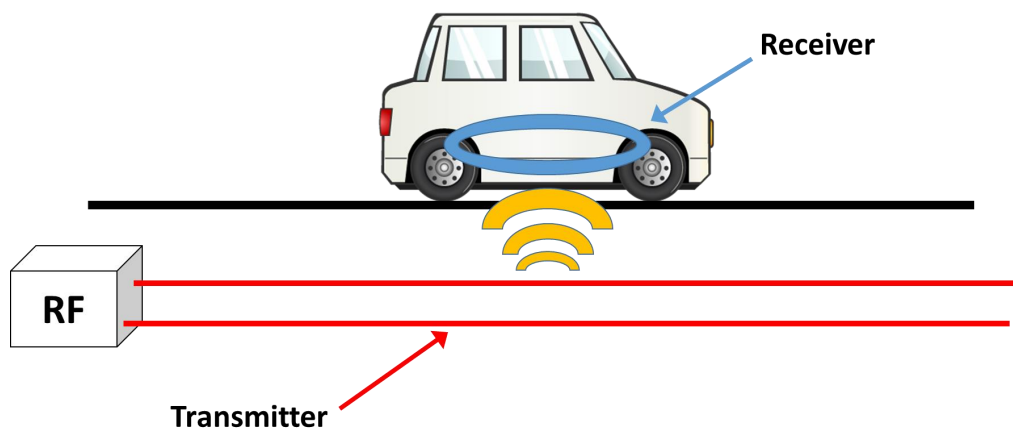


図 1 平行二線路方式

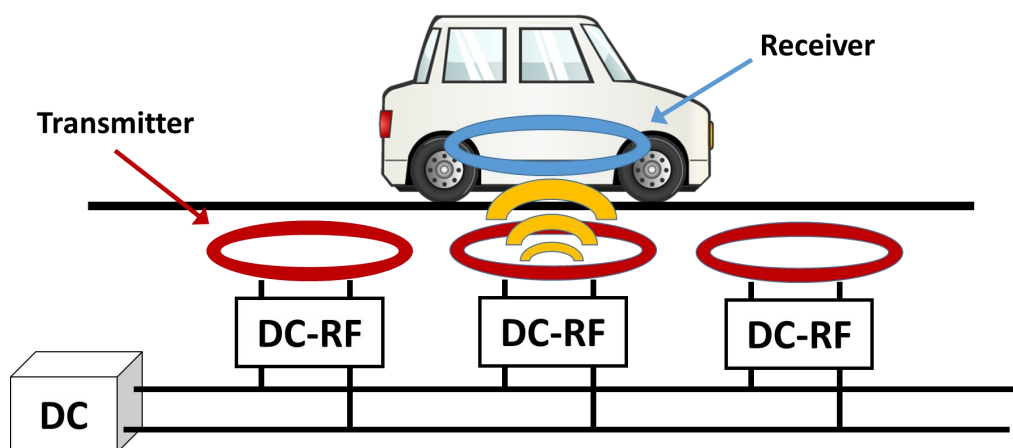


図 2 多数の小型コイルを並べる方式

1.2 研究目的

近年，送電側にコンデンサを挿入せずに受電側のみで送電側も含めた回路全体のインピーダンス補償をする受電側補償回路が提案されている [26]-[29]．受電側のみに補償回路を組み込むことで送電側の回路がシンプルにすることが可能であるほか，受電部と非結合時には送電側の電流が抑えられおり，いわばコイルを OFF 状態にすることが可能である．そこで，本研究では移動体向けワイヤレス給電の利便性向上を狙いとして，前節で述べた多数の小型のコイルを用いる手法に受電側補償回路を適用しセンサーを用いずにコイルの切り替えが可能な移動体向けワイヤレス給電システムを提案する．センサーを用いないことでシステムの簡潔化が見込まれるほか，センサー回路が不要になりコストの削減につながると期待できる．移動体向けワイヤレス給電において 1 対 1 型の給電方式では受電コイルが移動していくときに複数設置された送電コイルの境目において伝送効率が低下することが懸念される．そこで受電コイルを複数の送電コイルと同時に結合させることで送電コイルの境目における伝送効率の低下の抑制を図る．

1.3 コントリビューション

本研究では既存の 1 対 1 型の受電側補償回路を N 対 1 型に拡張する手法を確立し，提案手法の移動体向けワイヤレス給電へ応用・実現への寄与を示した．受電コイルと結合する複数の送電コイルを一つのコイルとみなすことで N 対 1 型の受電側補償回路の設計が容易に可能であることを示した．また，設計した N 対 1 型の受電側補償回路の有効性を計算機シミュレーション [30] および実機実験の結果を用いて確認した．

1.4 本稿の構成

本論文は以下の構成となっている．まず第 1 章では本研究の背景と目的を述べた．第 2 章では 1 対 1 型における受電側補償回路の設計方法について述べ，本研究の目的である N 対 1 型に拡張する設計方法を述べる．第 3 章では電磁界シミュ

レーションおよび実機実験を用いて 4 対 1 型における送電コイルを一系列に配置したときの特性評価について述べる．第 4 章では計算機シミュレーションを用いて送電コイルを二次元に配置したときの特性評価について述べる．第 5 章では計算機シミュレーションを用いて受電部が複数ある場合の特性評価について述べる．最後に第 6 章では，本研究の成果および今後の課題について述べる．

2. 受電側補償回路

本章では，本研究手法の受電側補償回路の原理を解説する．また，はじめに一般的な磁界共振方式を使った回路について紹介し，次に既存研究の1対1型の回路設計方法について紹介し，次にN対1型に拡張する方法について述べる．最後にN対1型の応用例について説明する．

2.1 磁界共振方式

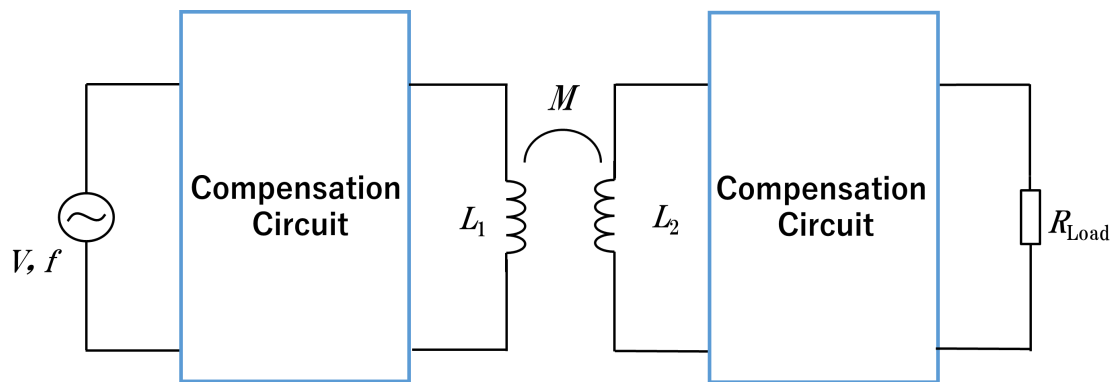


図 3 磁界共振方式の基本回路図

図3に磁界共振方式の基本回路図を示す．回路は交流電源と送電コイル L_1 と受電コイル L_2 ，送電側と受電側にそれぞれ組み込まれる補償回路で構成される．一般的な補償回路で挿入されるコンデンサの配置は図4に示す4通りが挙げられる．特に送電側と受電側の両方に直列にコンデンサを配置するS/S方式と送電側は直列で受電側は並列に配置するS/P方式が利用されており，S/S方式では出力が定電流になることやS/P方式では定電圧になることがわかっており，用途によって

使い分けられている．各素子のパラメータは送電側および受電側でそれぞれ LC 共振周波数の式 (1) を満たすように選定する．

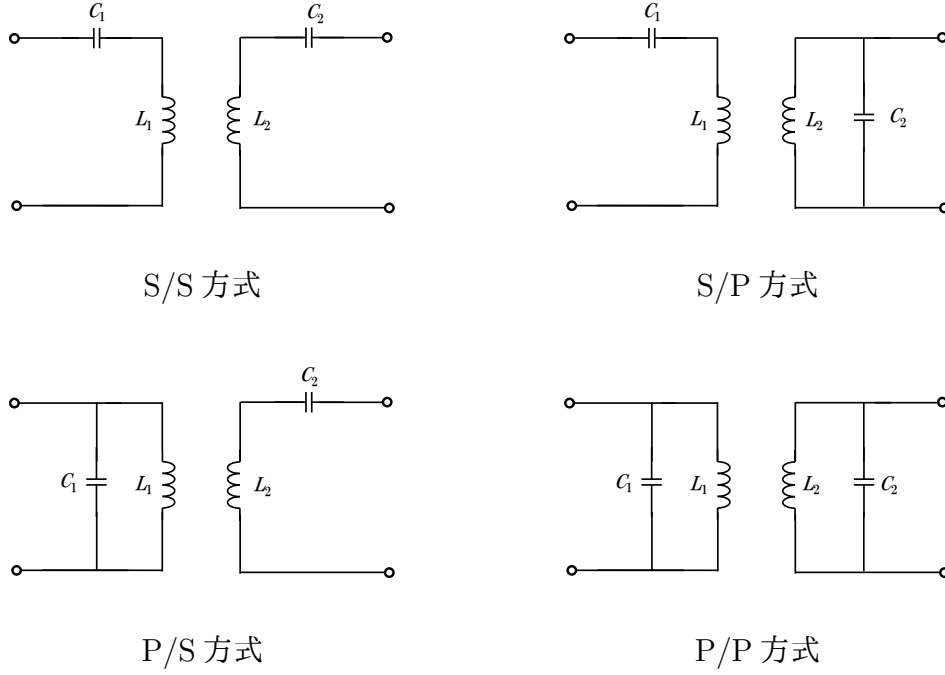


図 4 コンデンサの配置位置

$$\begin{aligned}
 f &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \\
 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

2.2 1対1型受電側補償回路

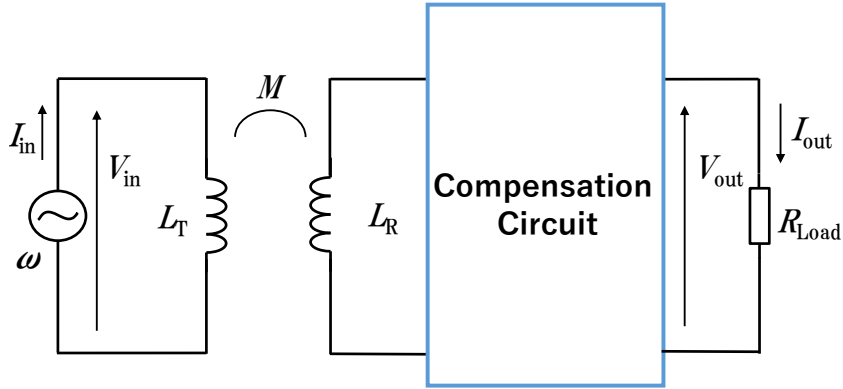


図 5 1対1型受電側補償回路

表 1 各パラメータの定義

パラメータ	定義	単位
V_{in}	コイル L_T にかかる電圧	V
I_{in}	コイル L_T に流れる電流	A
ω	電源の角周波数	rad/s
L_T	送電コイルの自己インダクタンス	μH
L_R	受電コイルの自己インダクタンス	μH
M	送受電コイル間の相互インダクタンス	μH
R_{Load}	負荷抵抗	μF
V_{out}	負荷抵抗にかかる電圧	V

1対1型の受電側補償回路ワイヤレス給電システムを回路図で表すと図5のようになる。各パラメータの定義を表1に示す。 V_{in} 、 I_{in} は送電側、 V_{out} 、 I_{out} は受電側の電圧・電流をそれぞれ表している。また、 L_T は送電コイル、 L_R は受電コイルのインダクタンスをそれぞれ表し、 M は送受電コイル間の相互インダクタン

スを表している．また，送受電コイル間の抵抗成分は空气中を伝搬していることから微小な値であると仮定し無視している．このとき，この1対1型のシステムはZ行列により以下の式(2)で表すことができる．

$$Z_1 = \begin{bmatrix} j\omega L_T & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_R \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(2)をF行列に変換すると次式のようになる．

$$F_1 = \frac{1}{j\omega M} \begin{bmatrix} j\omega L_T & -\omega^2 L_T L_R + \omega^2 M^2 \\ 1 & j\omega L_R \end{bmatrix} \quad (3)$$

F行列が単位行列になるとき入力電圧がそのまま出力電圧となるので，補償回路のF行列 F_2 と F_1 が接続したとき求められるF行列が単位行列になるような F_2 を求めると

$$F_2 = \begin{bmatrix} \frac{L_R}{M} & \frac{\omega^2 L_T L_R - \omega^2 M^2}{j\omega M} \\ -\frac{1}{j\omega M} & \frac{L_T}{M} \end{bmatrix} \quad (4)$$

となる．

ここで F_2 をZ行列 Z_2 に変換すると

$$Z_2 = \begin{bmatrix} -j\omega L_1 & -j\omega M \\ -j\omega M & -j\omega L_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

となる．つまり定電圧出力を得るためには補償する前段階のZ行列を打ち消す働きをする回路を構成すれば良いことがわかる．送電コイルと受電コイルが結合したときの回路は図6のようになる．

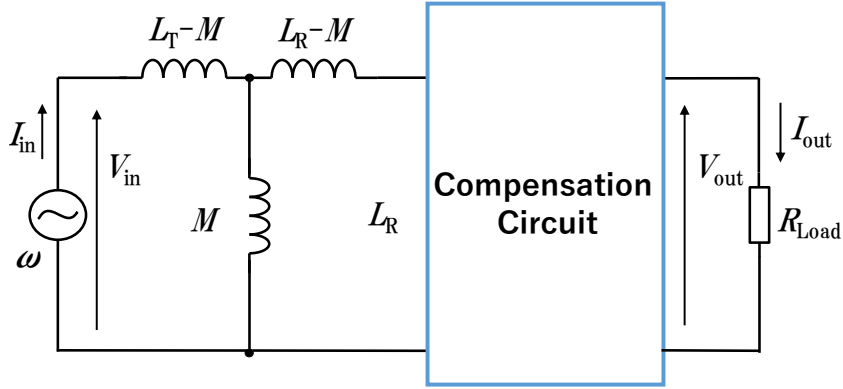


図 6 送受電コイルが結合した時の回路図

(5) 式が示す補償回路はそれぞれのインダクタンス成分を打ち消す共振条件となるキャパシタンスを含んだ図 7 のような回路となる．ここで C_1, C_2, C_3 の値は共振条件より式 (6), (7), (8) から求められる．

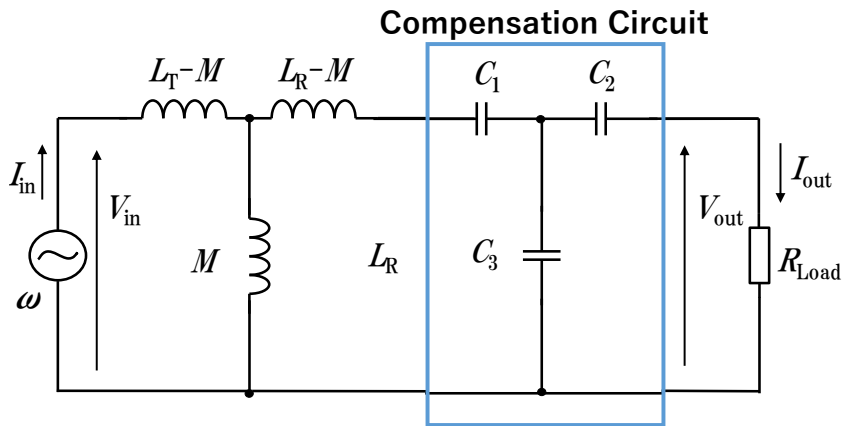


図 7 Z パラメータから導かれた受電側補償回路

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2(L_R - M)} \quad (6)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2(L_T - M)} \quad (7)$$

$$C_3 = \frac{1}{\omega^2 M} \quad (8)$$

2.3 N 対 1 型受電側補償回路

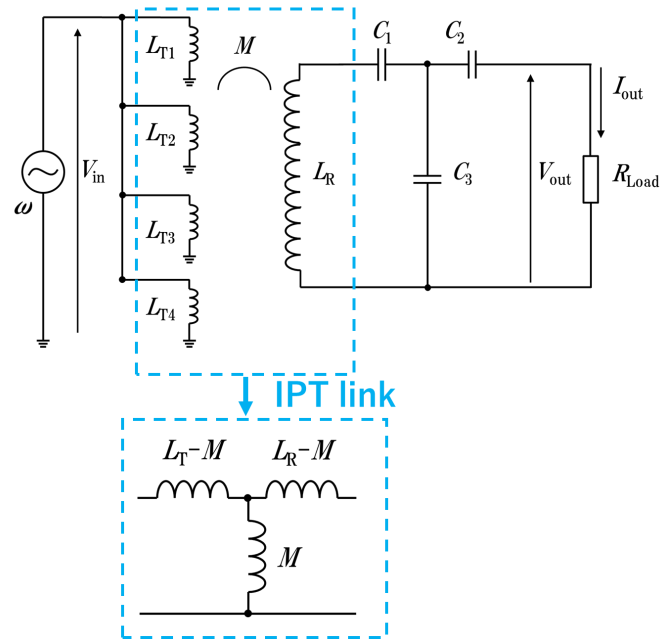


図 8 N 対 1 型受電側補償回路図

図 8 に多対 1 型のワイヤレス給電システムの回路図を示す．同図では 4 つの送電コイルが同一の電源に接続されており， $L_{T1}, L_{T2}, L_{T3}, L_{T4}$ は送電コイルのインダクタンスを示す．2.1 節と同様に各コイルのパラメータを定義する．今 4 つのコイルを覆う大きさの受電コイルがあるとき，送電コイルは一つのコイルとみなして等価回路に変換する．送電コイルを一つのコイルとみなすことでクロスカップリングの影響を考慮した回路設計が可能となる．送電コイルの合成インダクタン

スは L_T となり，この合成された送電コイルと受電コイル間のカップリングしたときの各パラメータより補償回路を設計する．実質的には1対1型の回路設計の方法と同一であるので補償回路の構造は1対1型と変わりはなくコンデンサの値も式 (6)，(7)，(8) を用いて求めることができる．

2.4 応用例

N 対 1 型の応用例を図 9 に示す．ここでは電気自動車や無人搬送車といった移動体への給電を想定する．複数の送電コイルがひとつの電源に接続されており，そのうち 4 つの送電コイルと移動体に設置された 1 つの受電コイルが結合した 4 対 1 型となっている．このとき，受電コイルに結合している送電コイルのリアクタンス成分は受電側補償回路によって打ち消されているため集中的に電流が流れる．したがって，入力電流 I_{in} は I_A, I_B, I_C および I_D の和におおよそ等しくなる．受電部が移動していく度に，逐次新たなコイルと結合し，一定の結合係数と伝送効率が維持可能となる．本手法では受電部への給電はインピーダンスの変化を利用して行われるのでセンサーが不要であり，送電部はコイルを電源に並列につなげるだけでよく，シンプルな構成で実現可能である．

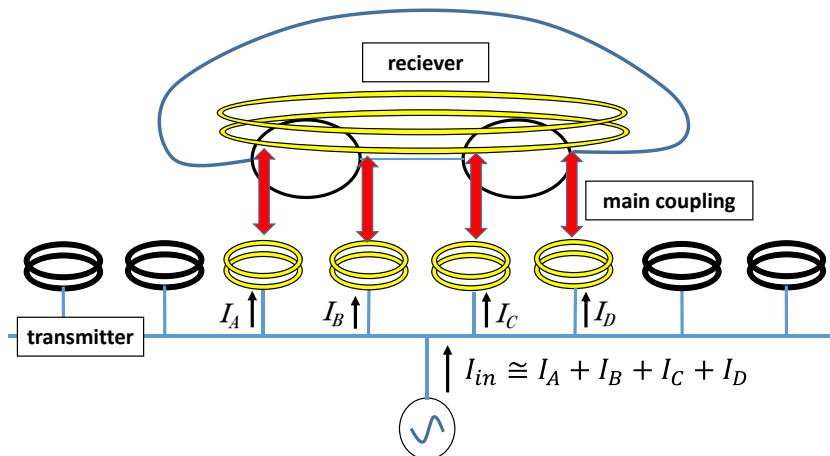


図 9 1 対 1 型受電側補償回路

3. 一次元配置における特性評価

本章では送電コイルを一行に並べたときの提案システムの実験評価を行う。シミュレーション結果および実機実験での検証結果について述べる。

3.1 シミュレーション

3.1.1 システム構成



図 10 一次元方向における 4 対 1 型シミュレーションモデル

図 10 にシミュレーションモデルを示す。本シミュレーションでは送電コイル 4 つと受電コイル 1 つの 4 対 1 型のシミュレーションモデルで解析を行った。表 2 にシミュレーションパラメータを示す。縦横 50cm 幅の銅で構成された正方形型のスパイラルコイルを一行に 5cm 間隔で配置した。送受電コイル間のエアギャップは 5cm であり結合係数は 0.47 となった。電源の周波数は 200kHz とした。はじめに図 11 に示ように送電コイルを 4 つのみ使用したモデルを用いて受電側補償回路設計を行い、入力インピーダンスおよび S パラメータから理論通りに回路が補償されているか確認した。図 12 に S_{11} および S_{21} の振幅を、図 13 に S_{21} の位相を示す。

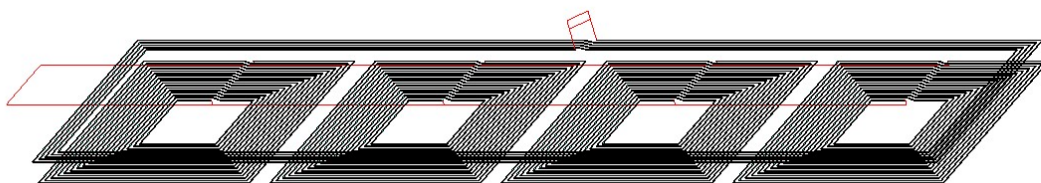


図 11 受電側補償回路の設計に用いた 4 対 1 型シミュレーションモデル

表 2 シミュレーションパラメータ

	Primary	Secondary
Coil inductance $L_{T,R}$	32.9 μH	94.6 μH
Coil size	50 x 50 cm	
Coil gap	5 cm	
coupling coefficient k	0.42	
Mutual inductance M	23.8 μH	
Capacitance C_1	69.4 nF	
Capacitance C_2	8.9 nF	
Capacitance C_3	26.5 nF	
Operating frequency	200 kHz	
Input voltage V_{in}	10 V	

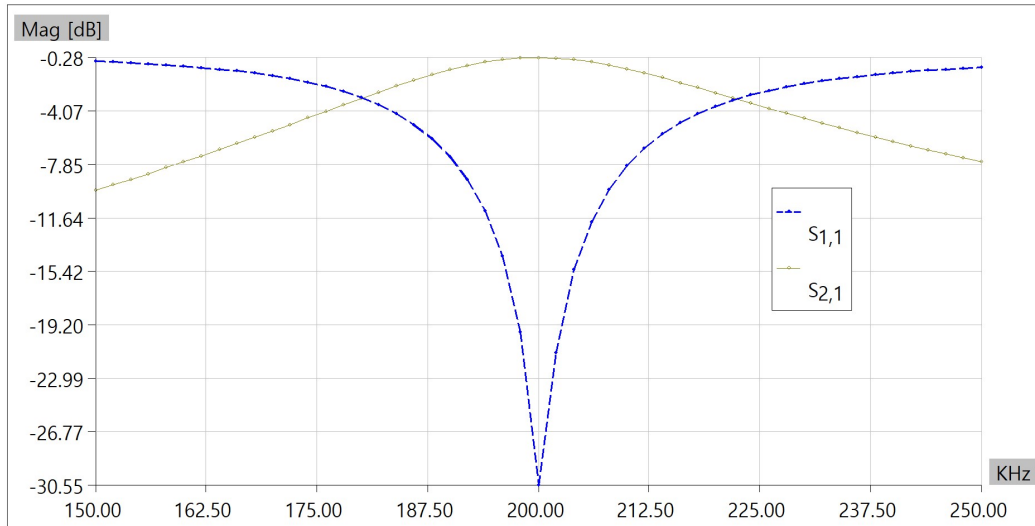


図 12 S_{11} および S_{21} の振幅

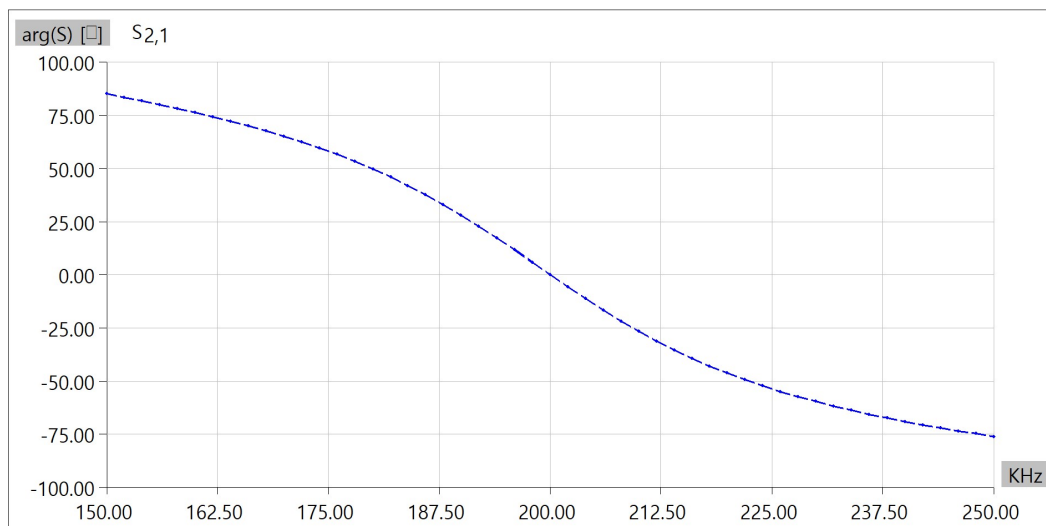


図 13 S_{21} の位相

負荷抵抗 50Ω を接続したときの入力インピーダンスを確認したところ，実部が 49.8Ω ，虚部が 2.9Ω であり，ほぼ負荷抵抗を直接見ていることが確認できた．図 12 から共振周波数の 200kHz で S_{11} は $-30.55[\text{dB}]$ ， S_{21} は $-0.28[\text{dB}]$ となり電力が反射されずに受電側に供給できていることが確認できた．図 13 から共振周波数の 200kHz では S_{21} の位相は $0.07[\text{deg}]$ となっており，ほぼ入力電圧と出力電圧は同位相であることが確認できた．上記から受電側で回路のリアクタンス成分が打ち消せていることが確認できた．次章より送電側にコイルを 2 つ追加して受電部を図 14 のように送電コイル上を 1 つのコイルの $1/4$ の長さ ($13.75[\text{cm}]$) ずつ移動させていったときの特性評価について述べる．

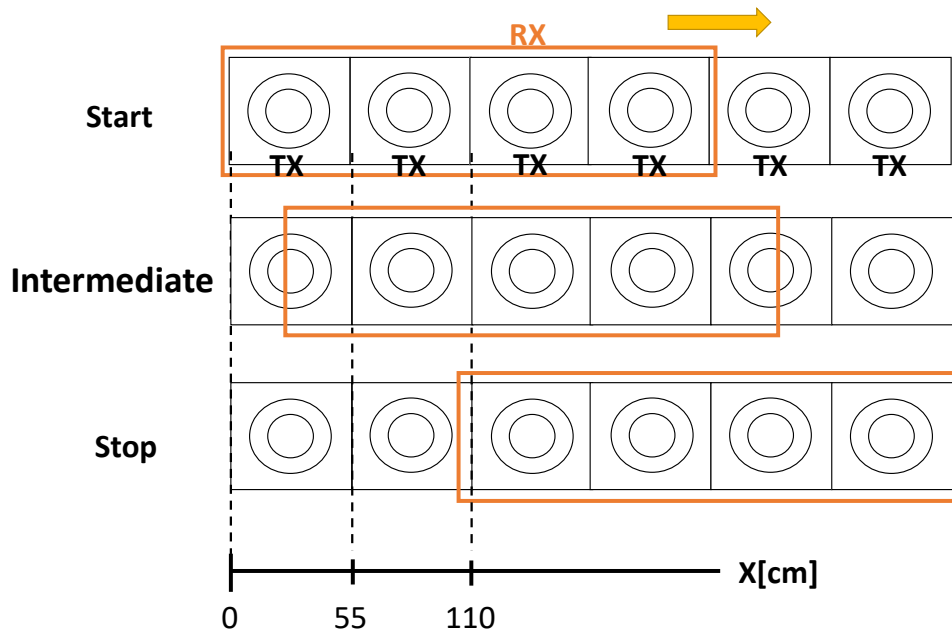


図 14 一次元配置の測定方法

3.1.2 定電圧特性

送電コイル上で受電部を移動させていった時の入出力電圧比を表すグラフを図 15 に示す．同図の直線は各プロット値を最小二乗法で求めた近似線である．受電コイルが 4 つ分の送電コイルの真上にあるとき ($x=0, 55, 110[\text{cm}]$) は入出力電圧比が 1 を下回り，受電コイルが送電コイルの境目にあるとき ($x=27.5, 82.5[\text{cm}]$)

では10%程度のずれが生じ，比率が1を超える数値となったが近似線ではおおよそ1となり安定した電圧が得られていることが確認できた．ずれが生じる要因として送電コイルの境目では結合係数が低下と，受電側補償回路の設計段階でひとつのコイルとみなした送電コイルの自己インダクタンス値が変動したことが考えられる．

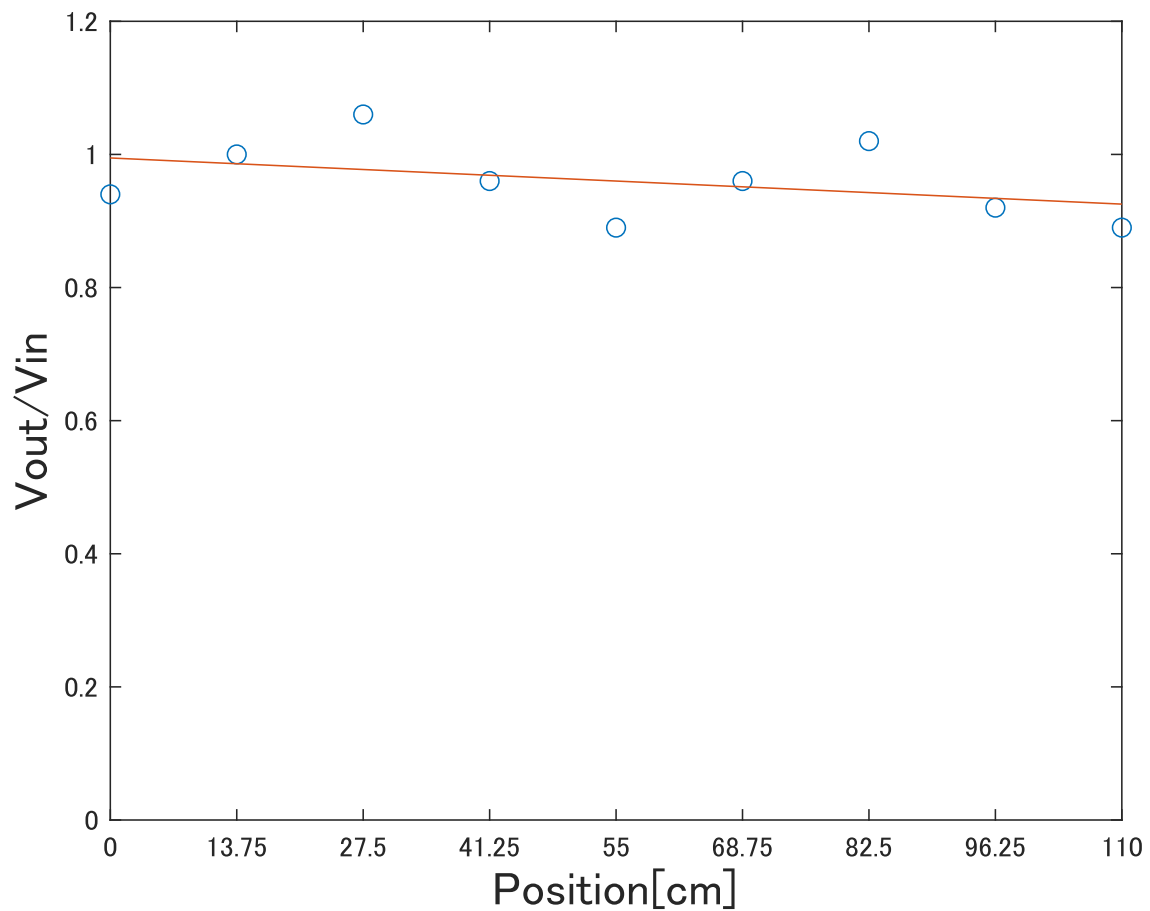


図 15 一次元配置の入出力電圧比

3.1.3 伝送効率

送電コイル上で受電部を移動させていった時の伝送効率を計測した．本シミュレーションで使用した電磁界解析シミュレーションソフト WIPL-D では電源の電圧値および電源から流れた電流値，そして負荷抵抗に流れた電流値が出力データ

として得られる．以上のデータより送電側および受電側で消費される電力 P_1, P_2 は式 (9),(10) によって求められる．ここで， V_1, I_1 は送電側， V_2, I_2 は受電側の電圧・電流をそれぞれ表しており，複素電力で表されている．伝送効率 η は送電側と受電側の消費電力の比である P_2/P_1 で求められる．図 16 にシミュレーションによって測定した伝送効率のグラフを示す．同図より伝送効率はポジションに関わらず 93% という高い効率で一定になっていることが確認できた．

$$P_1 = \frac{1}{2} Re\{V_1 \bar{I}_1\} \quad (9)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} R I_2 \bar{I}_2 \quad (10)$$

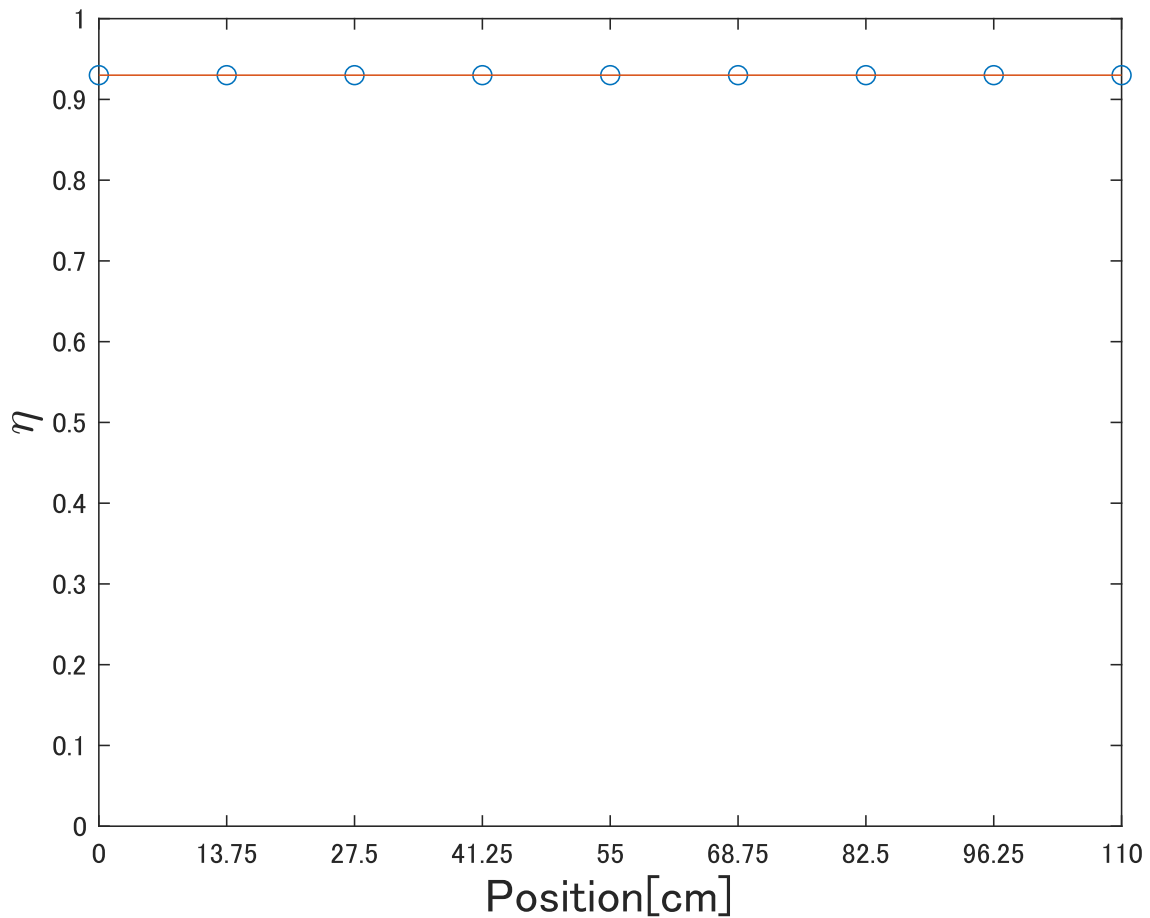


図 16 一次元配置における伝送効率

3.1.4 センサレススイッチング

本提案手法では移動体を送電コイル上を移動していくに従って送電コイルが切り替わっていくことを 2.4 節で説明した．ここでは，電磁界分布を確認し，コイルが切り替わっていく様子を視覚的に確認した．負荷抵抗は 10Ω とし受電コイルは 3.1.1 節の図 14 と同様の方法で移動させ測定した．図 17 に各ポジションごとの電磁界分布を示す．電磁界分布では磁界の絶対値を示しており，コイルに電流が流れた箇所に集中的に磁界エネルギーが発生する様子を表している．同図 (a) では左側の 4 つのコイルが結合しており磁界が大きくなっている．一方，受電コイルと結合していない残り 2 つのコイルでは磁界は小さくなっており，受電コイ

ルと結合していない送電コイルに流れる電流が抑えられていることがわかる。そして (a)~(i) に示すように受電部が移動して行くに従ってリアクタンス成分が打ち消された送電コイルに集中的に電流が流れ、磁界分布も同様に移動していく様子が確認できる。(i) では受電コイルが移動し終わったときであり、(a) の場合とは対照的に右側の 4 つの送電コイル上で大きな磁界が発生していることが確認できた。

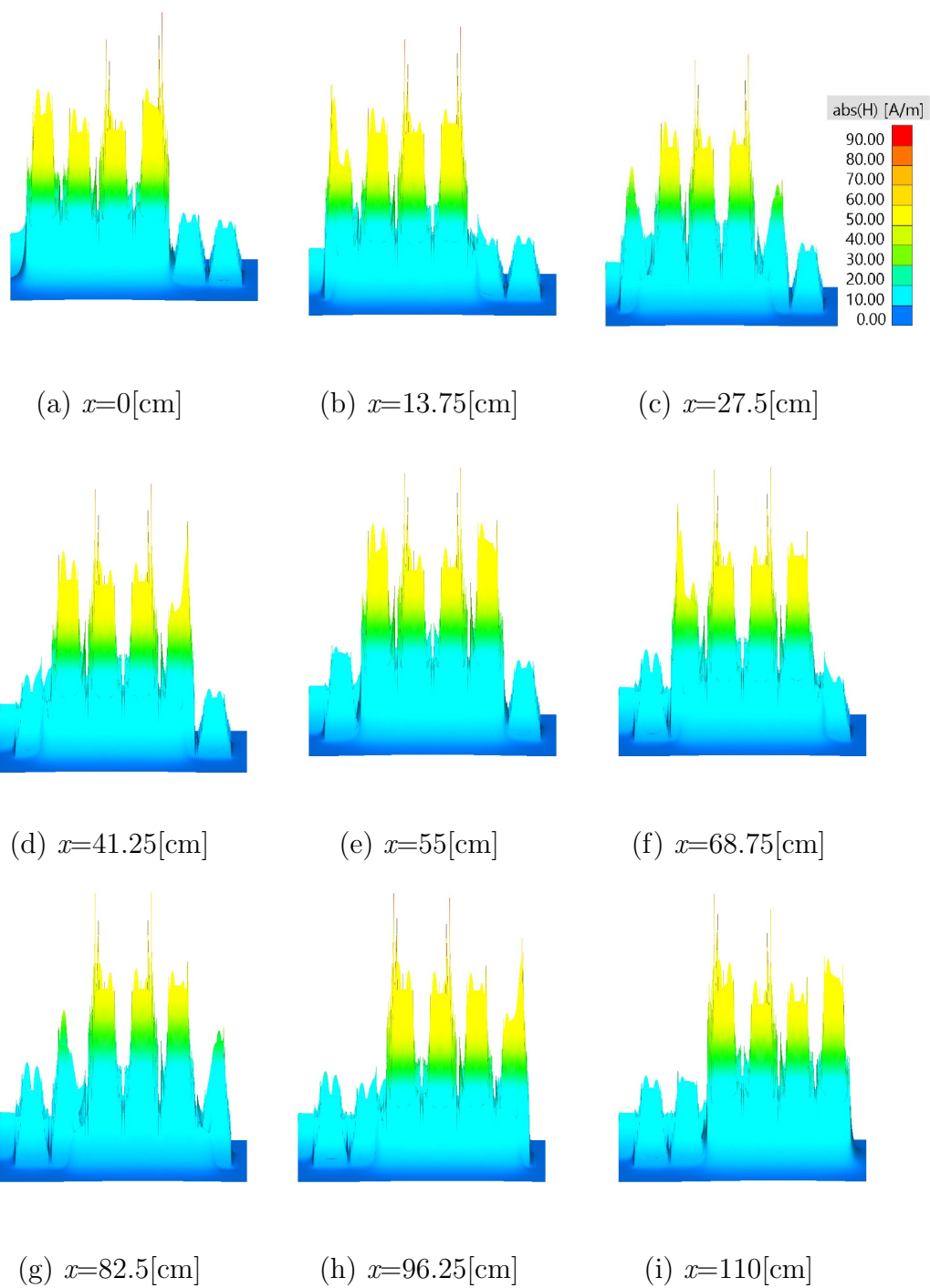


図 17 一次元配置における電磁界分布図

3.1.5 力率改善検証

電気工学において力率は重要なファクターとなっている．力率は1より小さく，実際に供給した電力よりも仕事の能率が劣る度合いを示す．力率 $P.F$ (power factor) は式 (11) で成り立つ．ここで P は有効電力， S は皮相電力， Q は無効電力である．

$$P.F = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (11)$$

本手法である送電コイルと受電コイルが結合したときの等価回路変換を行うと図 18 のようになる．ここで L_2 は L_{T5}, L_{T6} の合成インピーダンスである．本システムでは受電コイルと結合していない送電コイル分のリアクタンス成分 L_2 が残っているため力率が下がってしまう．そこで受電側で送電側に残ったリアクタンス成分を打ち消すような回路を構築することで力率の改善がされるか検証を行った．

回路全体を補償するために L_2 を打ち消すためのコンデンサ C_4 を受電側に挿入した．挿入したときの等価回路変換を図 19 に示す．コンデンサ C_4 が送電側に残った L_2 を打ち消すことで受電コイルと結合していない送電コイルのリアクタンス成分も補償される．

3.1.1 節で述べたシミュレーションモデルと新たにコンデンサを付け加えたモデルの力率を比較したグラフを図 20 に示す．また，図 21 には入出力電圧比と伝送効率をそれぞれ比較したグラフを示す．回路全体を補償していない場合の力率はおおよそ 0.7 付近であったのに対し，新たにコンデンサを挿入し回路全体を補償した場合ではおおよそ 0.9 付近となり力率の改善が確認できた．入出力電圧比が全体的に上昇し，10% 程のずれが生じた．伝送効率はほぼ変わらなかったがわずかに低下した．

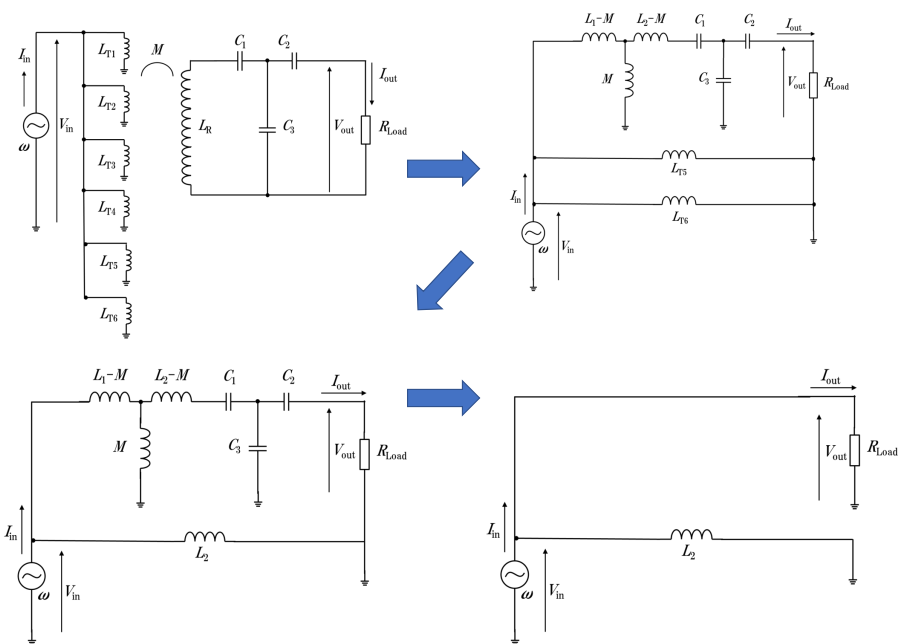


図 18 回路全体が補償されていない場合の等価回路変換

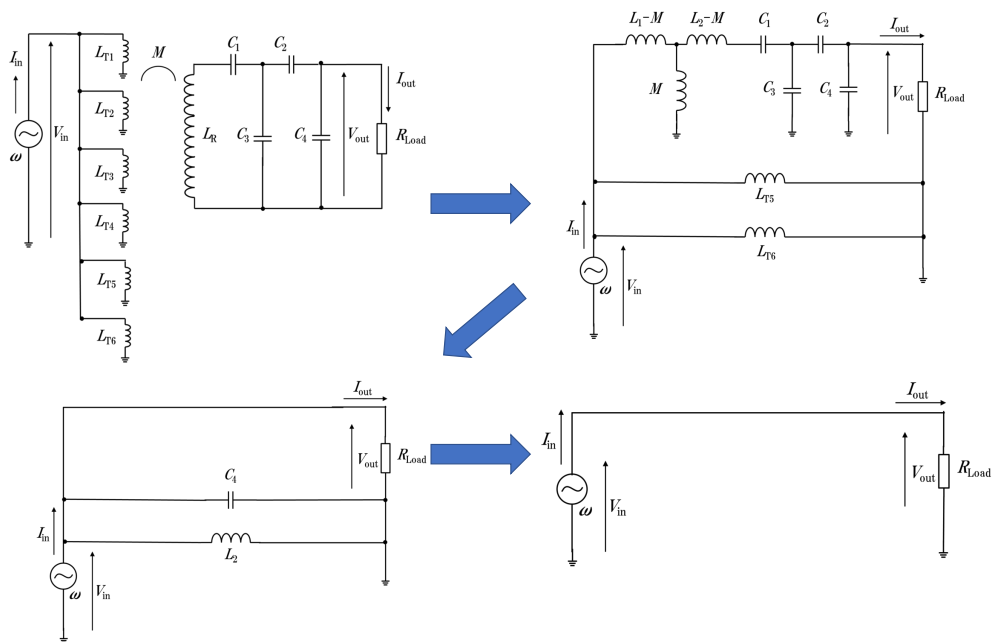


図 19 回路全体を補償したときの等価回路変換

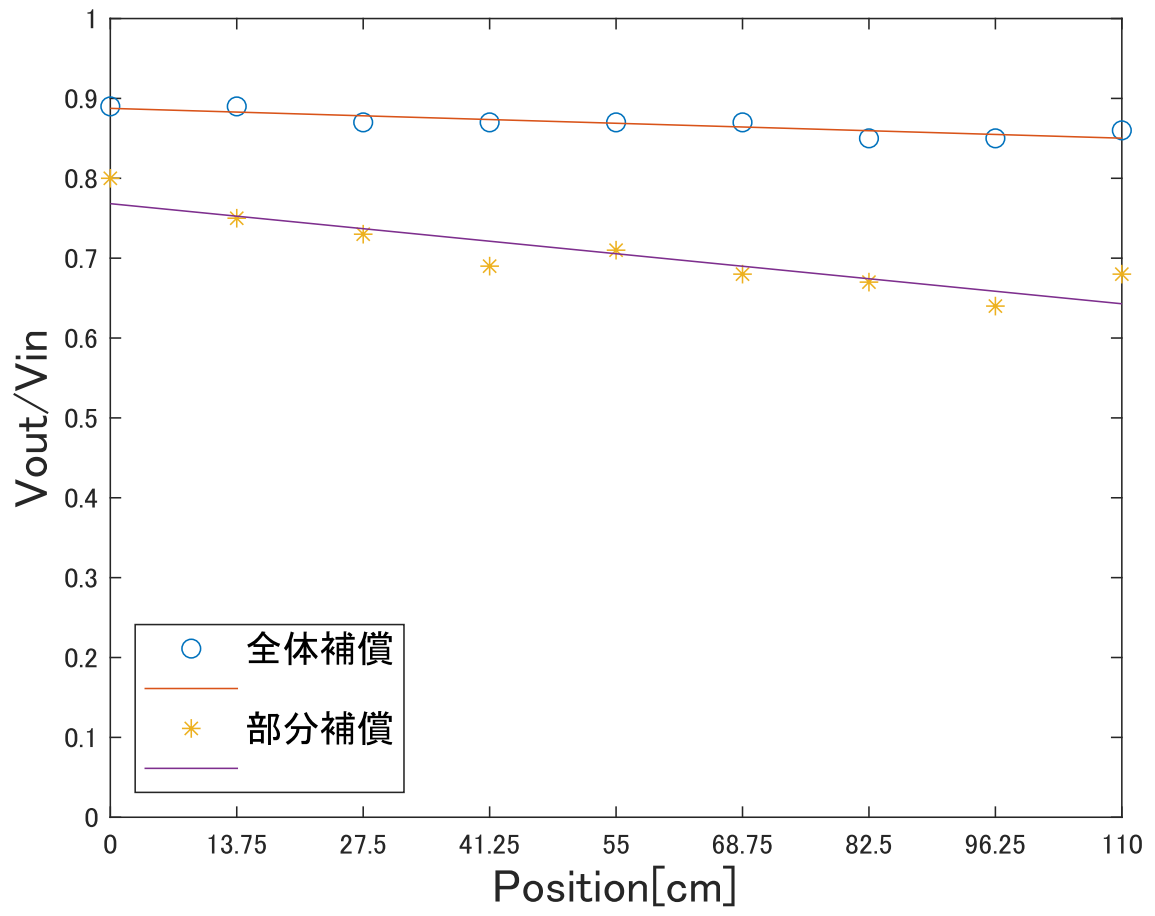
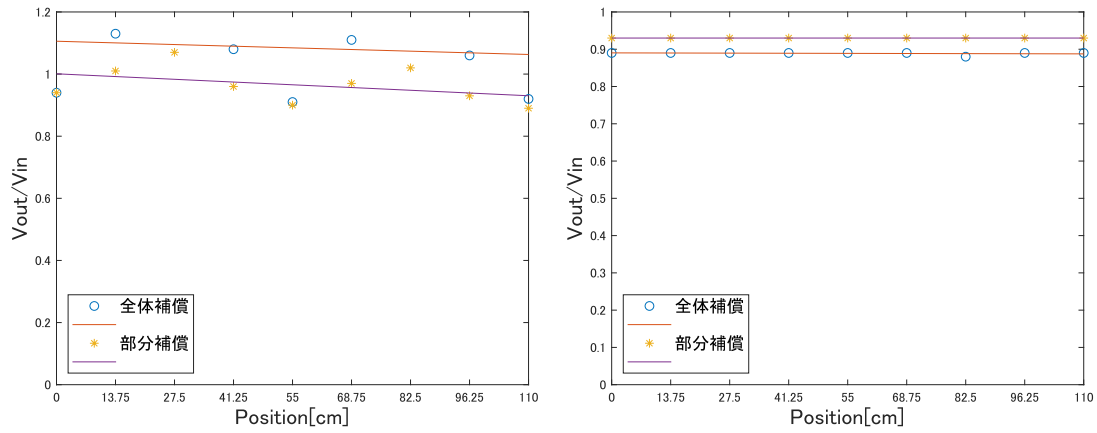


図 20 力率比較



(a) 入力出力電圧比の比較

(b) 伝送効率の比較

図 21 回路全体を補償した場合としていない場合の特性比較

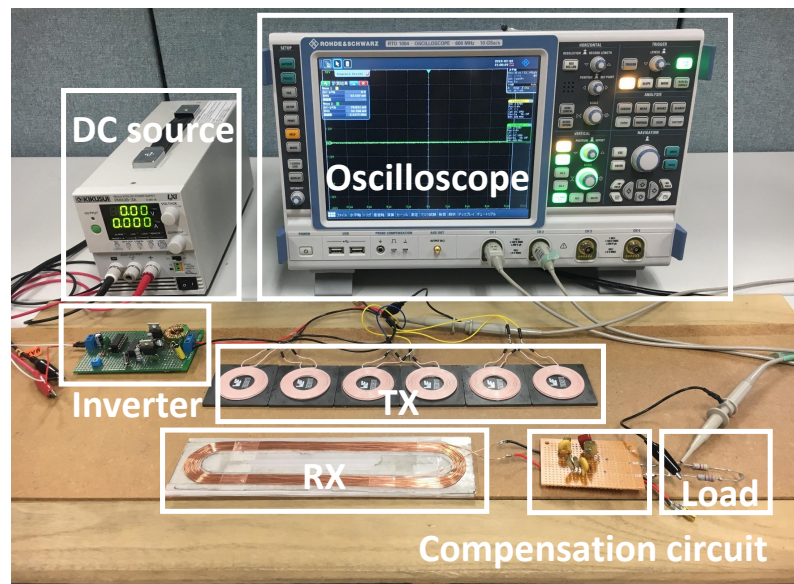
3.2 実機実験

シミュレーションの結果を踏まえて実機実験での定電圧特性の測定を行った。

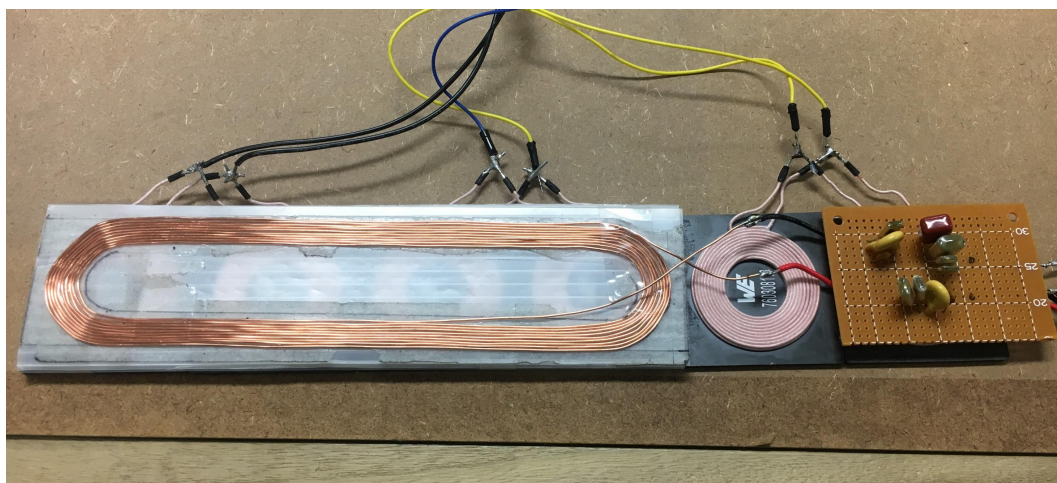
3.2.1 実機実験構成

図 22 に実験環境を示す。実験パラメータを表 3 に示す。実験環境は DC 電源と DC/AC インバータ、6 つの送電コイル、および 4 つ分の送電コイルを覆う受電部で構成されている。送電コイルはリッツ線 10 巻二層で構成されており断面の直径は 0.08mm である。受電コイルは断面の直径が 0.8mm の単線の 8 巻一層で構成されている。インバータの周波数は 200kHz に設定されている。オシロスコープはインバータから供給される入力電圧と負荷抵抗の両端電圧を測定している。一つの送電コイルの自己インダクタンスは $24.5\mu H$ であり、4 つ並列に繋がれたときの合成インダクタンスは $6.44\mu H$ となった。受電コイルの自己インダクタンスは $27.15\mu H$ であり、送電コイルとのエアギャップ 3mm において相互インダクタンスは $6.16\mu H$ となった。以上のパラメータより受電側補償回路で用いられるコンデンサの値は式 (6),(7),(8) より $C_1 = 29.5nF, C_3 = 2.26\mu F, C_3 = 102.7nF$ となる。受電部の負荷抵抗の値を変えてシミュレーションのときと同じ手順で図 23 の

ように受電部を送電コイル上を1つのコイルの1/4の長さ(13.25[mm])ずつ移動させていったときの入出力電圧比を測定した。



(a) 実験環境全体図



(b) 送電コイルおよび受電コイル結合時の様子

図 22 実機実験環境

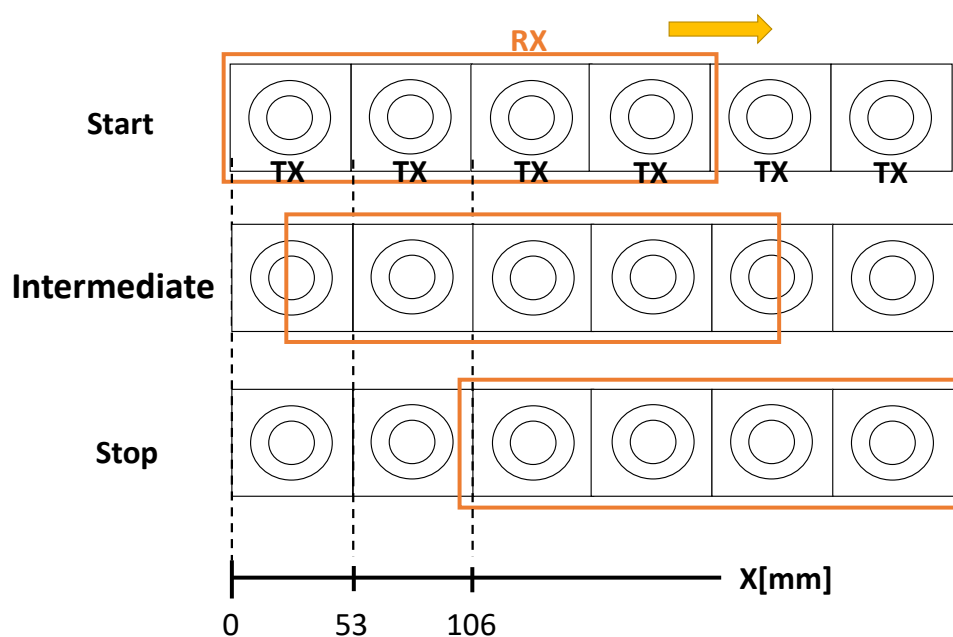


図 23 測定方法

表 3 実験パラメータ

	Primary	Secondary
Coil inductance $L_{T,R}$	6.44 μH	27.15 μH
Coil resistance	670 m Ω	1.03 Ω
Coil size	43 x 43 mm	
Coil gap	3.0 mm	
Mutual inductance M	6.16 μH	
Capacitance C_1	29.5 nF	
Capacitance C_2	2.26 μF	
Capacitance C_3	102.7 nF	
Operating frequency	200 kHz	
Input voltage V_{in}	7.0 V	

3.2.2 実験評価

受電部が移動していったときの結合係数の変化を計測した．結合係数 k は式 (17) より算出した．ここで， L_{open} は自己インダクタンスであり， L_{short} は短絡インダクタンスである．本測定法では送電コイルもしくは受電コイルのどちらから実測しても同じ値となる．今回は送電コイルを実測して結合係数を測定した．受電コイルを移動させていったときの結合係数の変化量を図 24 に示す．結合係数が極端に低下することなく，おおよそ 0.3 から 0.4 の間で収まっていることがわかった．

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{short}}{L_{open}}} \quad (12)$$

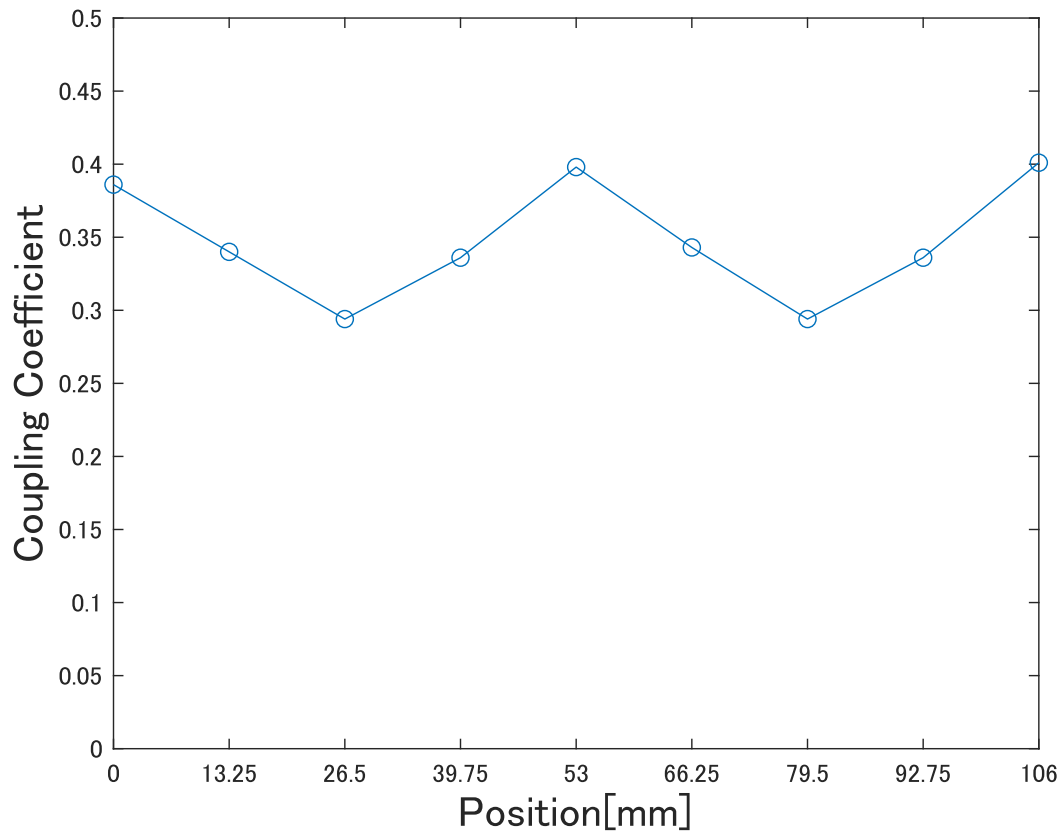


図 24 ポジションごとの結合係数

次に抵抗値ごとの測定した入力電圧と出力電圧の比を示すグラフを図 25 に示す。また図 26 には抵抗値 927Ω のときのオシロスコープで測定した入出力電圧波形を示す。入出力電圧比は抵抗の値に関わらずどのポジションでもほぼ 1 付近に集まって安定していることがわかった。オシロスコープで計測した入出力電圧波形はほぼ同一のものになっていおり、電源と負荷が直接繋がっているとみなせていることが確認できた。

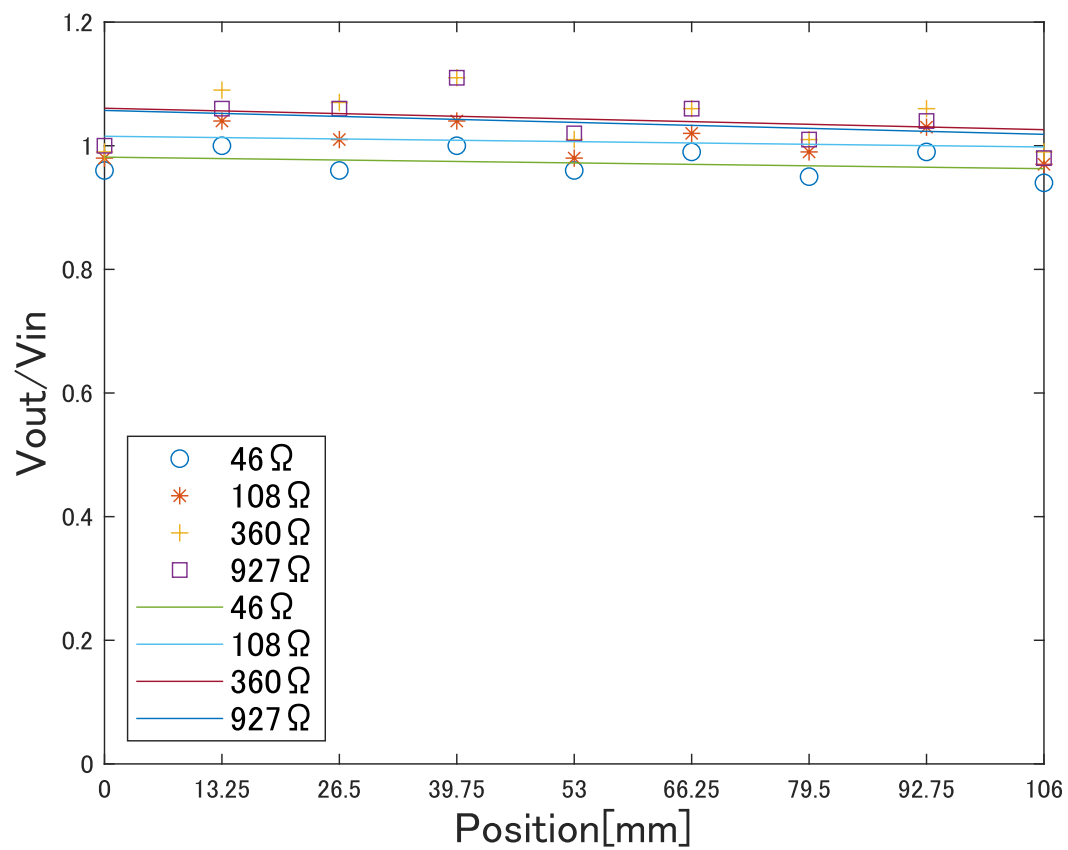


図 25 抵抗ごとの入出力電圧比

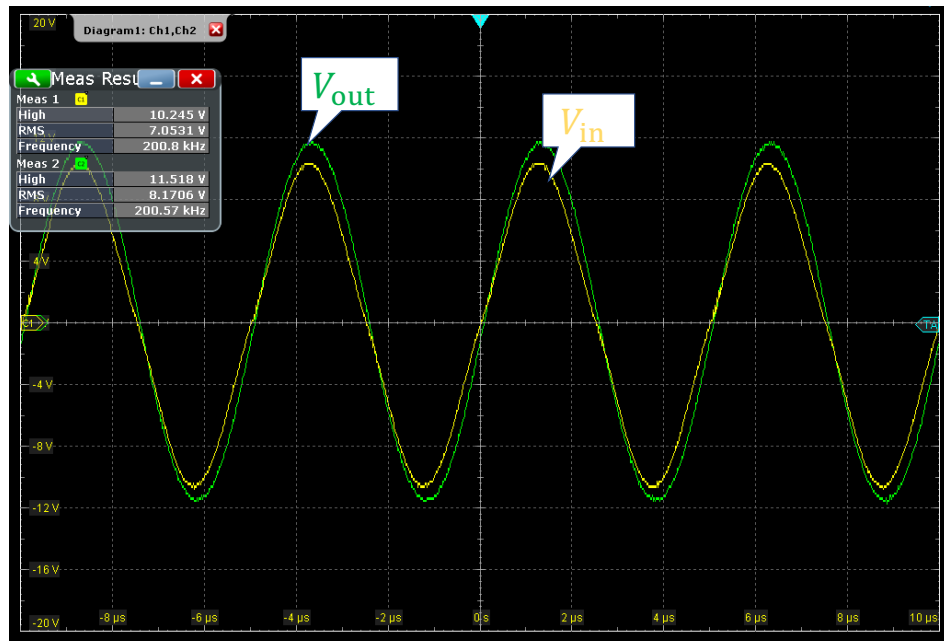


図 26 オシロスコープで計測した電圧波形

4. 二次元配置における定電圧特性および伝送効率評価

3章で示したシミュレーション結果から一次元に配置された送電コイル上であれば定電圧が得られることを確認した．本章ではより位置ずれに対するロバスト性を高めるため，送電コイルを二次元に配置したときの定電圧特性および伝送効率を計算機シミュレーションにより検証した結果について述べる．

4.1 システム構成

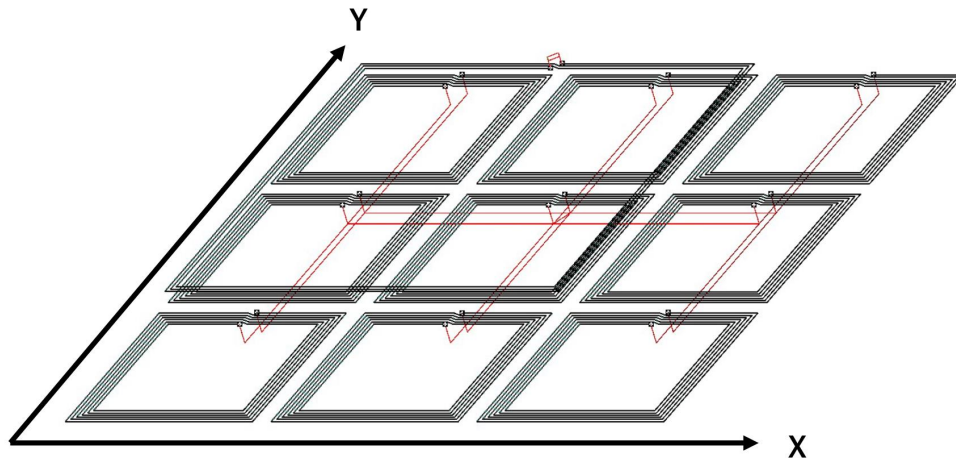


図 27 2次元型シミュレーションモデル

図 27 に本章で用いる二次元型シミュレーションモデルを示した．表 4 にシミュレーションパラメータを示す．9つのコイルを用意して， 3×3 の二次元配置にした．縦横 50cm 幅の動で構成され正方形型のスパイラルコイルを格子状に 5cm 間隔で配置した．送受電コイル間のエアギャップは 5cm であり結合係数は 0.46 となった．電源の周波数は 200kHz とした．送電コイル上を 1つのコイルの $1/4$ の長さ (13.75[cm]) ずつ走査し特性評価を行った．

表 4 シミュレーションパラメータ

	Primary	Secondary
Coil inductance $L_{T,R}$	8.7 μH	34.1 μH
Coil size	50 x 50 cm	
Coil gap	5 cm	
coupling coefficient k	0.46	
Mutual inductance M	8.0 μH	
Capacitance C_1	904.2 nF	
Capacitance C_2	24.3 nF	
Capacitance C_3	78.3 nF	
Operating frequency	200 kHz	
Input voltage V_{in}	10 V	

4.2 特性評価

図 28 に各ポジションごとの入出力電圧比を示す。受電コイルが送電コイル同士の境目になると一次元配置のときと同様に比率が 1 を超えるときがあるが、全体としておおよそ 1 付近に収まっている。しかし、前章の一次元配置の入出力電圧比ではポジションによっては $\pm 10\%$ 程度のずれであったが、二次元配置では $\pm 20\%$ 程度のずれが生じているポジションが存在した。この要因として二次元配置では受電コイルの送電コイルを覆う範囲において一次元配置よりも送電コイル間の境目の面積が増加し、より結合係数の低下と、受電コイルと結合する複数の送電コイルの合成インダクタンス値が変動したことが考えられる。図 29 にポジションごとの伝送効率を示す。伝送効率は受電部のポジションに関わらず一定となり、おおよそ 80% となった。

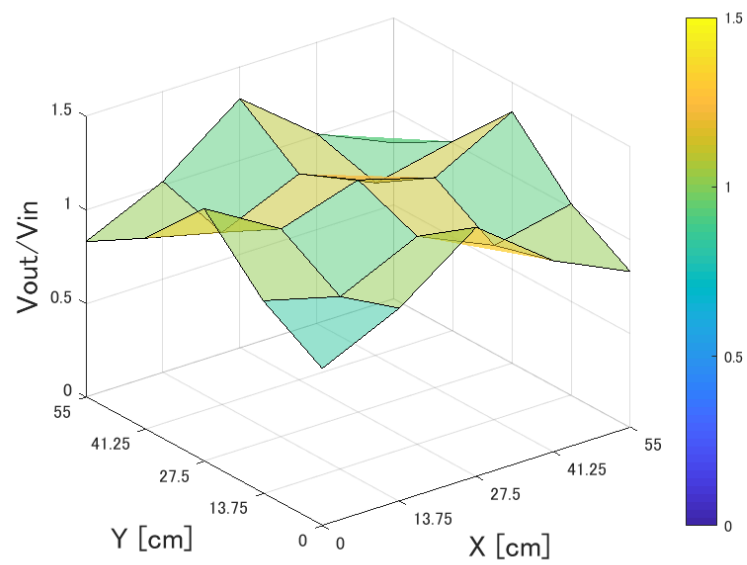


図 28 二次元型における入出力電圧比

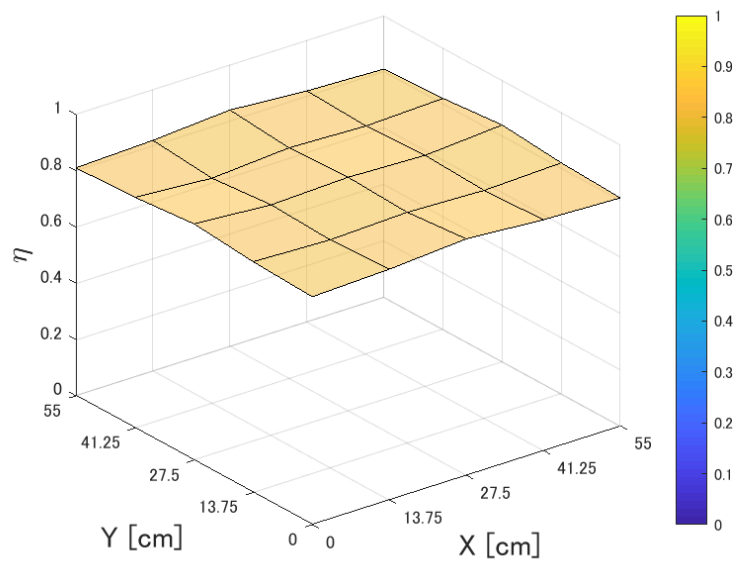


図 29 二次元型における伝送効率

5. 受電部が複数あるときのシステム評価

本章では，提案手法において受電部が複数ある場合の特性評価を計算機シミュレーションを用いて行う．そこで，受電部が2つある場合の定電圧特性および伝送効率を測定する．

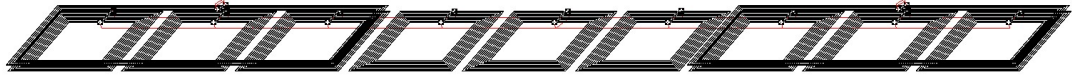


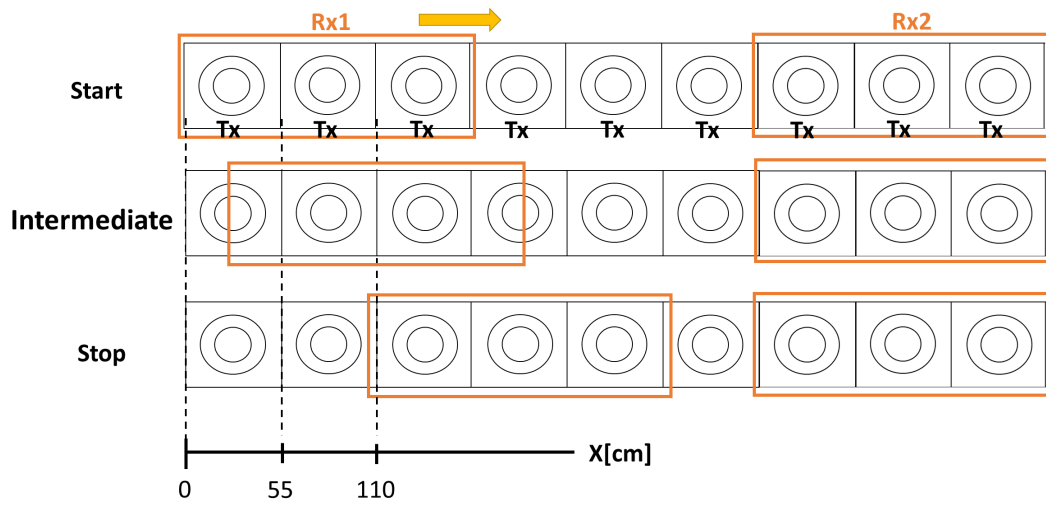
図 30 受電部が2つある場合のシミュレーションモデル

5.1 システム構成

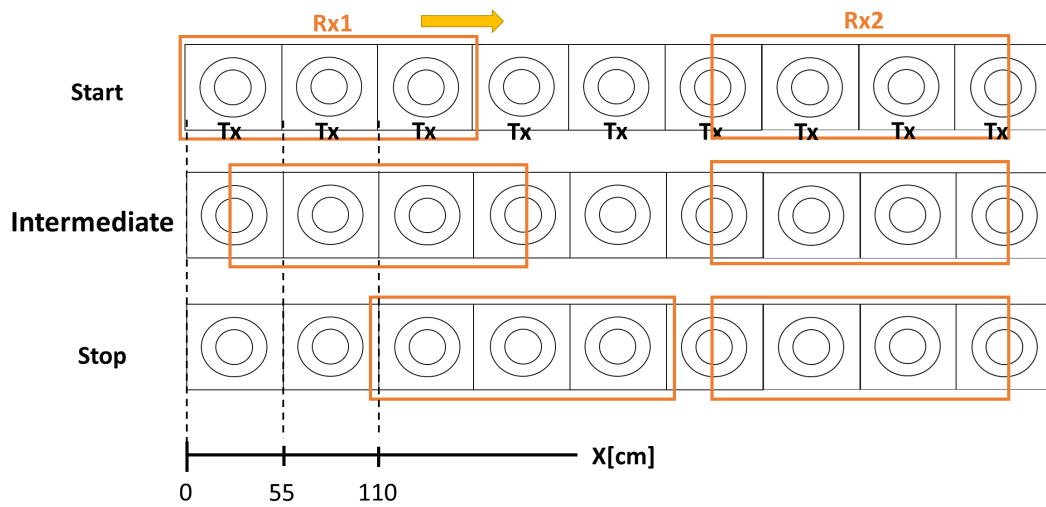
図 30 に受電部が2つあるときのシミュレーションモデルを示した．シミュレーションパラメータを表 5 に示す．9つの送電コイルと3つ分の送電コイルを覆う受電部 R_{x1}, R_{x2} で構成されている．2つの受電部は図 31 で示すように送電コイルの両側端に配置し， R_{x2} の位置を固定しながら R_{x1} を移動させたときの各受電部の入出力電圧比およびシステム全体での伝送効率を測定する．各受電部がそれぞれ独立していることを確かめるために R_{x2} の位置を3つの送電コイルと対向している位置 $x=330[\text{cm}]$ と送電コイルの境目である $x=302.5[\text{cm}]$ の2つのパターンでそれぞれ特性評価を行う．

表 5 シミュレーションパラメータ

	Primary	Secondary
Coil inductance $L_{T,R}$	23.7 μH	72.7 μH
Coil size	50 x 50 cm	
Coil gap	5 cm	
coupling coefficient k	0.53	
Mutual inductance M	22.2 μH	
Capacitance C_1	434.8 nF	
Capacitance C_2	12.5 nF	
Capacitance C_3	28.4 nF	
Operating frequency	200 kHz	
Input voltage V_{in}	10 V	



(a) R_{x2} が $x=330$ [cm] で固定されている場合

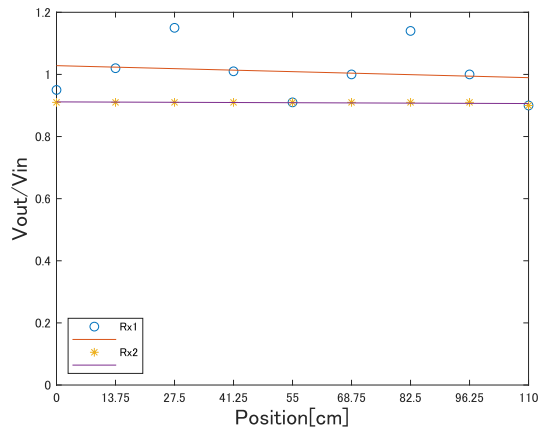


(b) R_{x2} が $x=302.5$ [cm] で固定されている場合

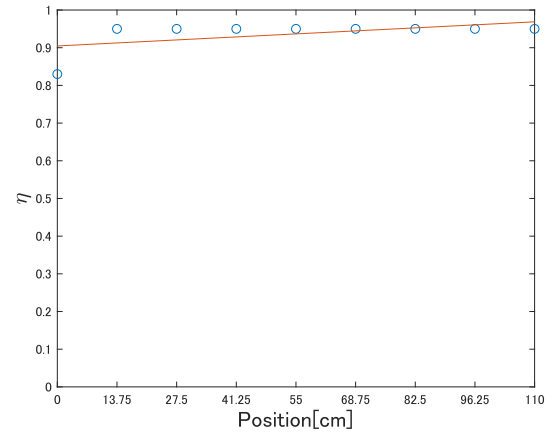
図 31 受電部を 2 つ用意した測定方法

5.2 特性評価

図 32 に R_{x2} が $x=330[\text{cm}]$ での入出力電圧比と伝送効率を示す．図 33 には R_{x2} が $x=302.5[\text{m}]$ での入出力電圧比と伝送効率を示す．ここでの伝送効率は電源が供給した電力 P_1 と各受電部が消費した電力の和 P_2 から P_2/P_1 で求めたものである．両図の (a) から R_{x1} は R_{x2} の位置に関わらず同様の入出力電圧比となり，また R_{x2} も常に一定の入出力電圧比となっていることから受電部は互いに独立していることが確認できた．したがって，伝送効率も一定になっていることがわかる．

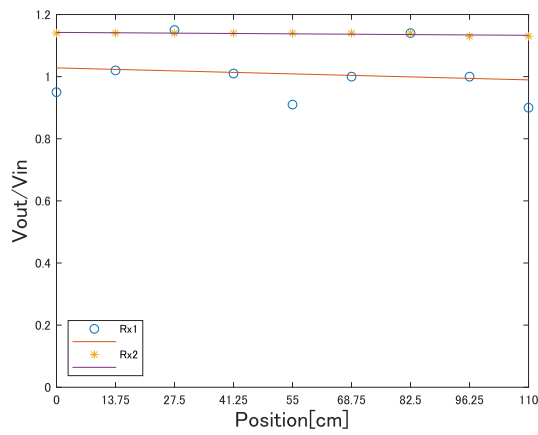


(a) 入出力電圧比

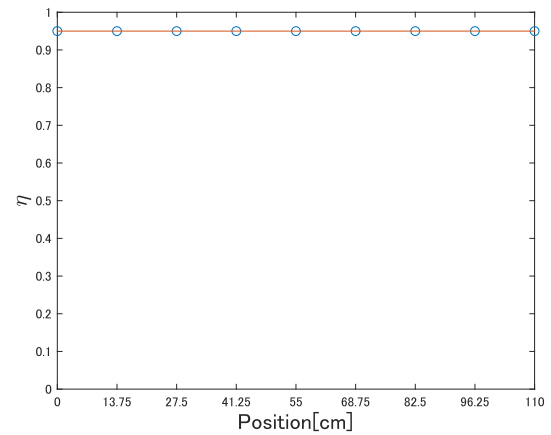


(b) 伝送効率

図 32 R_{x2} が $x=330$ [cm] での特性評価



(a) 入出力電圧比



(b) 伝送効率

図 33 R_{x2} が $x=302.5$ [cm] での特性評価

6. 総括

本稿では、受電側補償回路を複数送電コイルワイヤレス給電システムに適用し、計算機シミュレーションおよび実機実験でその有効性を確認した。

第2章では本研究の基盤となる受電側補償回路の原理について解説し、N対1型に拡張する設計方法について述べた。

第3章、第4章では一次元または二次元に配置された送電コイル上であれば提案手法がワイヤレス給電の問題点の一つである位置ずれによる伝送効率の低下を防ぎ、変動の少ない出力電圧が得られることを計算機シミュレーションおよび実機実験を用いて示した。ただし、給電ポジションによっては出力電圧が入力電圧に対して一次元配置では $\pm 10\%$ 程度、二次元配置では $\pm 20\%$ 程度のずれが生じた。このずれを低減する方法として送電コイルをより微細化し、受電コイルと結合するコイル数を増やす方法が考えられる。

第5章では提案手法において受電部が2つ存在する場合でも各受電部は独立し、変動の少ない出力電圧が得られることを計算機シミュレーションにより確認した。

本研究では計算機シミュレーションにおいては伝送効率を検証したが、実機実験での検証が出来ていないため今後行う必要がある。また、今回は理論検討の段階は理想環境である内部抵抗を無視した回路設計を行った。また、計算機シミュレーションでは外乱のない理想空間でのシミュレーションであったのと、シミュレーションソフトにレギュレーションが存在したため送電コイルの設置数に限りがあった。ワイヤレス給電において内部抵抗はさまざまな特性に影響を及ぼし送電コイルが増えていくほど内部抵抗の影響は大きくなると予想される。したがって、今後は内部抵抗の影響を考慮した理論解析と実環境に近づけたワイヤレス給電システムの検証を行う必要がある。

謝辞

本研究を進めるにあたり多くの方々にご指導とご協力を賜りました。ここに感謝の意を表します。

奈良先端科学技術大学院大学 ネットワークシステム学研究室 岡田 実 教授 には、本研究を進めるにあたり研究の全般に対するご指導，ご協力を頂きました。心より厚く御礼を申し上げます。

奈良先端科学技術大学院大学 情報セキュリティ工学研究室 林 優一 教授 には、学内発表の場において、本研究について丁寧なご教示を頂き、本論文の審査を引き受けてくださりました。心より感謝申し上げます。

奈良先端科学技術大学院大学 ネットワークシステム学研究室 東野 武史 准教授 には、本研究を進めるにあたり貴重なご指導，ご助言を頂きました。心より深く感謝申し上げます。

奈良先端科学技術大学院大学 ネットワークシステム学研究室 ズオンクアンタン 助教 には、本研究を進めるにあたり手法や理論のご指導，ご助言および研究の進め方など多大な御指導を賜りました。心より深く感謝申し上げます。

そして、ネットワークシステム学研究室の先輩，同期の方々には研究に対するご協力，ご助言を頂いたほか，公私ともにお世話になりました。心より感謝申し上げます。

参考文献

- [1] Yudai Hashimoto, Qiaowei Yuan, Takumi Aoki, "Drone Driven by Microwave," Proceedings of 2018 Asia-Pacific Microwave Conference, 2018.
- [2] S. Li and C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Application," IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol 3, pp. 4-17, no. 1, March. 2015.
- [3] Y. Ko and Y. Jang, "The Optimal System Design of the Online Electric Vehicle Utilizing Wireless Power Transmission Technology," IEEE Trans. Intell. Transp. Syst., vol 14, no. 3, pp. 1255-1265, Sept. 2013
- [4] V. T. Nguyen, S. H. Kang, J. H. Choi and C. W. Jung, "Magnetic resonance wireless power transfer using three-coil system with single planar receiver for laptop applications," IEEE Trans. Consum. Electron., vol. 61, no. 2, pp. 160-166, May. 2015.
- [5] V. T. Nguyen, S. H. Kang and C. W. Jung, "Efficiency optimization of WPT system with a planar receiver for mobile applications", WILEY Microwave and Optical Technology Letters, vol. 58, no. 8, pp. 1817-1819, Aug. 2016.
- [6] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S. J. Jeon and D. H. Cho, "Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 3, pp. 1179-1192, March. 2014.
- [7] Andre Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher and Marin Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," Science, Vol. 317, No. 5834, pp. 83-86, 2007.

- [8] Vo Quoc Trinh, Duong Quang Thang, Minoru Okada, “Efficiency Improvement for Three-coil Cooperative Inductive Power Transfer Systems,” Wireless Power Week 2019, 2019
- [9] T. Imura and Y. Hori, “Maximizing air gap and efficiency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and Neumann formula,” IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 58, No.10, pp.4746-4752, 2011.
- [10] Grant A. Covic, John T. Boys, “Inductive Power Transfer,” IEEE, Vol. 101, No. 6, pp.1276-1289, 2013.
- [11] 澤原 裕一, 石崎 俊雄, 栗井 郁雄, “新しい電界結合共振器の非接触給電用プレートリピータへの適用,” 電子情報通信学会論文誌 C, Vol. J98-C, No. 12, pp. 439-446, 2015.
- [12] Youngjin Park, Kwanho Kim, Donggi Youn, “Rectenna array design for receiving high power in beam type wireless power transmission,” Proceedings of 2018 Asia-Pacific Microwave Conference, 2018.
- [13] 大平 孝, “自動車タイヤを介するゼロギャップ走行中給電,” 信学技報, WPT2012-17, pp. 13-16, 2012.
- [14] Ali Ramezani, Mehdi Narimani, “A Dynamic Wireless Charging System with a Robust Output Voltage Respect To Misalignment,” Wireless Power Week 2019, 2019.
- [15] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. J, S. Jeon and D. Cho, “Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 3, pp. 1179-1192, 2014.
- [16] M. Mochizuki, Y. Okiyoneda, T. Sato and K. Yamamoto, “2kW WPT system prototyping for moving electric vehicle,” Proc. EVTeC & APE Japan 2014,

2014.

- [17] Katsuhiro Hata, Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori, “Charging Infrastructure Design for In-motion WPT Based on Sensorless Vehicle Detection System,” Wireless Power Week 2019, 2019.
- [18] 米山 直樹, 新井 宏之, “シート状導波路を用いた走行中給電システムにおける高効率かつ均一な伝送特性と損失詳細の検討,” 電子情報通信学会論文誌 B Vol. J96-B, No. 7, pp. 712–719, 2013.
- [19] Alex Pacini ,Alessandra Costanzo ,Samer Aldhafer, and Paul D. Mitcheson, “Load- and Position-Independent Moving MHz WPT System Based on GaN-Distributed Current Sources,” IEEE Trans.Microw.Theory Techn. VOL. 65, NO. 12, December 2017
- [20] O. C. Onar, J. M. Milner, S. L. Campell, C. Coomer, C. P. White and L. E. Seiber, “ A novel wireless power transfer for in-motion EV/PHEV charging,” 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013.
- [21] 成田 大輝, 古関 隆章, “複数送信コイルによる磁界共振結合を用いた非接触給電における高効率化,” 信学技報 WPT2015-26, Vol. 115, No. 82, pp. 31-36, 2015 年.
- [22] T. Higashino, M. Ziji, M. Okada, Y. Tatsuta, Y. Goto, Y. Tsuruda, and R. Tanaka, “ A new configuration of magnetic coupled power transfer using parallel line feeder,” IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), pp. 171-174, 2013.
- [23] Takuya Maekawa, Quang-Thang Duong, Takeshi Higashino and Minoru Okada, “ A Proposal of Electromagnetic Coupling for Parallel Line Fed Wireless Power Transfer,” Internatinal Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), 2015.

- [24] Quang-Thang Duong, Takuya Maekawa, Takeshi Higashino and Minoru Okada, “Dynamic charging using parallel line feeder with hybrid inductive-capacitive coupling and receiver-side load control,” *IEICE Electronics Express*, Vol. 12, No. 23, p20150854, 2015.
- [25] William-Fabrice Brou, Quang-Thang Duong and Minoru Okada, “Experimental Evaluation of Inductive Power Transfer System Using Multiple Concatenated Parallel-Line-Feeder Segments,” 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2016), 2016.
- [26] S. Isogai, Q. T. Duong and M. Okada, “Performance Evaluation of a Receiver-side Compensation Circuit for IPT Systems,” *IEICE Tech. Rep.*, vol. 118, no. 391, WPT2018-63, pp. 47-50, Jan 2019.
- [27] Shogo Isogai, Duong Quang Thang and Duong Quang Thang, “Impact of Internal Resistances on Performance of Receiver-side Compensation Circuit for Inductive Power Transfer Systems,” 2019 The International Workshop on Antenna Technology (iWAT 2109), 7 Mar. 2019
- [28] Shogo Isogai, Duong Quang Thang and Minoru Okada, “Receiver-side Compensation Circuits Based on T and Pi equivalent models for Constant Voltage IPT,” 16th IEEE Asia Pacific Wireless Communications Symposium 2019 (APWCS2019), 30 Aug. 2019
- [29] Shogo Isogai, Duong Quang Thang and Minoru Okada, “Protecting Effect Against Unauthorized Receiver in IPT System with Secondary-Side Compensation Circuit,” 2019 Asian Wireless Power Transfer Workshop (AWPT2019), 1 Nov. 2019
- [30] WIPL-D, “<https://www.wipl-d.com>”.

研究業績

1. Tatsuya Ohashi, Duong Quang Thang and Minoru Okada, “ A Study on Dynamic Charging Using Off-Resonant Coil Array With Receiver-side Compensation, ” Wireless Power Week 2019, 20 Jun. 2019
2. Tatsuya Ohashi, Duong Quang Thang and Minoru Okada, “ Simulation of Electromagnetic Field Distribution of Dynamic Inductive Power Transfer using Receiver-side Compensation Circuit, ” The first International workshop on Control, Communication, and Multimedia 2019, 7 Dec. 2019