

修士論文

大規模ワイヤレス給電システムの 解析モデルの提案と実験的検証

川端 康平

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11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。

川端 康平

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	(副指導教員，情報科学領域)

大規模ワイヤレス給電システムの 解析モデルの提案と実験的検証*

川端 康平

内容梗概

近年、多端末へ同時に送電を行うワイヤレス給電（WPT）技術が報告されている．単一の送電端末が複数の受電端末と結合する WPT においては、最大伝送効率を達成する端末側負荷抵抗を求める手法や端末への電力配分法等が報告されており、主に電磁界解析および等価回路解析が行われている．しかしながら給電エリアを広域化する目的で送電側結合器のサイズを拡張した際には、電圧・電流密度の分布が線路内で一様でなくなる場合があり、回路変換において分布定数回路としての扱いを考慮する必要がある．そこで本研究では新たに、大規模 WPT システムにおける等価回路変換の手法を提案する．送電側結合器として仮定した大規模な平行二線路が複数の受電端末と結合した状態を、集中定数回路と分布定数回路の組み合わせとして変換することで解析モデルの構築を行った．本論文では、実機実験により提案する回路変換手法の有用性を検証するとともに、解析した回路モデルを用いて大規模送電線上における受信電力の位置特性に関する検討を行った．

キーワード

ワイヤレス給電, 複数端末, 等価回路, 分布定数回路, 平行二線

*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 11 日.

A Proposal and Experimental Investigation of Analysis model for large-scale wireless power transfer system*

Kohei Kawabata

Abstract

Recently, technology of simultaneous wireless power transfer (WPT) for multiple receivers has reported. In WPT system which single transmitter feeds multiple receivers, optimum load impedance in receivers for maximizing power transmitting efficiency has analyzed, and power distribution method has also proposed. Electromagnetic field simulation and equivalent circuit analysis are employed in these researches. However, when the size of transmitter is enlarged in order to widen feeding area, circuit model is required to be also converted as distributed constant circuit because of uneven current density distribution in transmission line. Therefore, this research newly proposes an equivalent circuit for large-scale WPT system. We build circuit model for large parallel line feeder coupled with multiple receivers as combination of concentrated and distributed constant circuit. This thesis experimentally demonstrates proposed model. Furthermore, we investigate received power imbalance according to a receiver position in large transmitter using that model.

Keywords:

Wireless power transfer, Multiple receiver, Equivalent circuit, Distributed constant circuit, Parallel line feeder

*Master's Thesis, Graduate School of Science and Technology, Nara Institute of Science and Technology, March 11, 2020.

目 次

1. 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	3
1.3 本論文の構成	3
2. 集中定数回路における等価回路変換	4
2.1 単一受電側結合器	4
2.2 複数受電側結合器	6
2.3 小括	7
3. 大規模ワイヤレス給電における等価回路変換	8
3.1 分布定数回路	8
3.1.1 電信方程式	8
3.1.2 伝送特性方程式	10
3.1.3 入力インピーダンス	10
3.2 単一受電側結合器	11
3.3 複数受電側結合器	14
3.4 小括	17
4. ネットワークアナライザを用いた実験的検証	18
4.1 システム構成	18
4.2 オープン・ショート法	21
4.3 理論値と測定値の比較	22
4.3.1 単一受電側結合器	22
4.3.2 複数受電側結合器	23
4.4 小括	24
5. 伝送効率の位置特性	25
5.1 理論解析	25

5.1.1	F パラメータ導出	25
5.1.2	S パラメータへの変換	28
5.2	理論値と測定値の比較	29
5.3	小括	31
6.	結論	32
6.1	総括	32
6.2	今後の展望	32
	謝辞	34
	参考文献	35
	研究業績	39

目 次

1	複数同時無線給電システム	2
2	T 型等価回路変換	2
3	単一对単一型の等価回路変換	4
4	単一对複数型の等価回路変換	6
5	大規模ワイヤレス給電における等価回路変換モデル	8
6	線路の分布定数等価表示	9
7	伝送線路モデル	10
8	線路の入力インピーダンス	11
9	単一受電側結合器の等価回路変換 (1)	11
10	単一受電側結合器の等価回路変換 (2)	12
11	単一受電側結合器の等価回路変換 (3)	12
12	単一受電側結合器の等価回路変換 (4)	13
13	単一受電側結合器の等価回路変換 (5)	13
14	複数受電側結合器の等価回路変換 (1)	14
15	複数受電側結合器の等価回路変換 (2)	15
16	複数受電側結合器の等価回路変換 (3)	15
17	複数受電側結合器の等価回路変換 (4)	16
18	複数受電側結合器の等価回路変換 (5)	16
19	実験装置	19
20	単一受電側結合器の Z_{in}	23
21	複数受電側結合器の Z_{in}	24
22	等価回路変換手順	27
23	2 ポートネットワーク	28
24	伝送係数 S_{21} の位置特性	30

表 目 次

1	実験諸元	20
2	二次定数	21
3	単一受電側結合器の Z_{in}	22
4	複数受電側結合器の Z_{in}	23
5	S_{21} の位置特性	30

1. 序論

1.1 研究背景

近年，ワイヤレス給電に関する研究が盛んに行われており，スマートフォンをはじめとしたモバイル端末や電気自動車，産業用ロボットなど幅広い分野において活用が期待されている [1]-[7]．ワイヤレス給電は電氣的な接触をすることなく電力を伝送する技術であり，家電製品等の電源コードが不要となる利便性や，ショートおよび感電のリスクを排除できる安全性，配管内や体内など通常では給電が困難な場所にも送電が行える拡張性等，多くの利点があることから今後更なる発展が期待される研究分野である [8]-[14]．ワイヤレス給電には大きく分けて，電磁誘導方式，磁界結合方式，電界結合方式，電波方式の4つの方式が存在しており，特にコイル同士の共鳴を利用して電力伝送を行う磁界結合方式は伝送距離および伝送効率の観点から多くの製品や機器で採用されている．

ワイヤレス給電技術の中でも，単一の送電端末から複数の受電端末へ同時に給電を行う SIMO (Single Input Multiple Output) ワイヤレス給電システムはそのアプリケーションの実用性から近年大きな注目を集めている．将来的な活用例としては，街中や道路において大規模に作られた給電エリア内での多数の移動端末に対する同時給電が想定されており，ユーザが立ち入るだけで端末へ充電を行えるスペースの実現が期待できる．SIMO ワイヤレス給電システムに関する研究では，最大伝送効率を達成する受電端末側負荷抵抗を求める手法 [15, 16] や，複数の受電端末へ任意の電力を配分する手法 [17, 18] などがこれまでに報告されている．これらのようなワイヤレス給電の研究において回路特性を解析する際には，主に等価回路変換という手法が用いられている [19, 20]．図2に示すように，ワイヤレス給電における等価回路変換ではコイル同士の磁氣的な結合をT型等価回路に置き換えることで電気回路としての解析を可能にしている [21]．

Simultaneous wireless power transfer

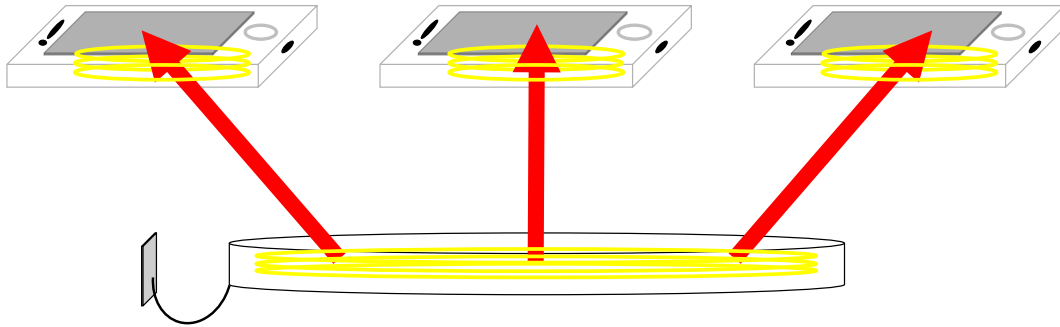


図 1 複数同時無線給電システム

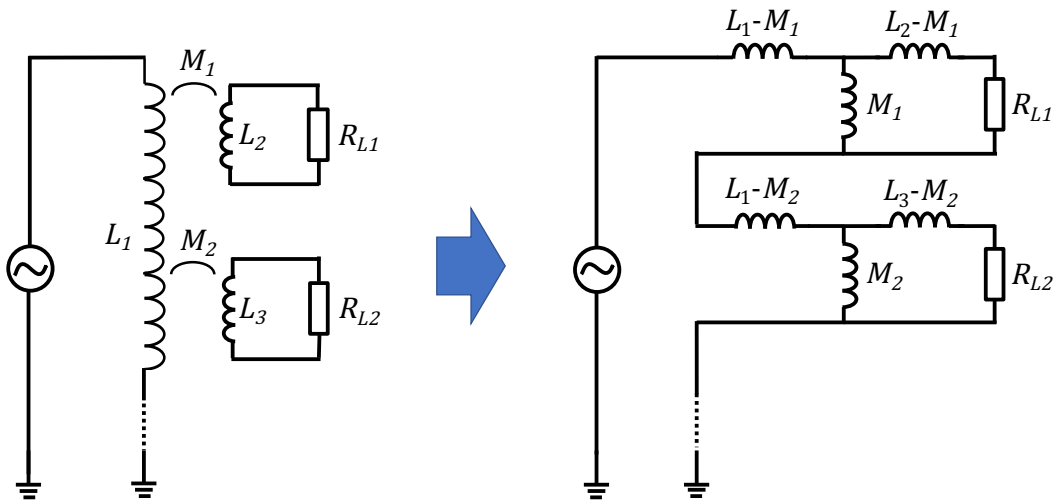


図 2 T 型等価回路変換

1.2 研究目的

本論文では、大規模送電端末が複数の受電端末と結合した際の同時ワイヤレス給電システムにおける理論解析および実験による検証を目的とする。複数端末に向けたワイヤレス給電システムにおいては端末が広い範囲を移動するシーンが想定されるため、給電エリアの広域化が要求される。しかしながら、拡張した結合器の線路長に対して使用する高周波電源の波長の長さが十分に短く、電圧・電流密度の分布が結合器の全体にわたって一様でなくなる場合、分布定数回路としての扱いを考慮する必要がある、単純な等価回路変換を行うことができなくなる。そこで本研究では、大規模な送電側結合器として平行二線路を仮定し、複数の受電コイルと結合する場合の理論回路モデルの構築を行い、実験による検証を行う。実験において評価を行うパラメータには入力インピーダンスを用いる。入力インピーダンスはワイヤレス給電の研究において重要なパラメータであり、インピーダンスマッチングによる最大伝送効率の達成等に用いられている [22]-[24]。

また、電圧・電流密度が線路内で一様でないことによる受信電力の位置特性を確かめるため、提案した等価回路モデルにおいて任意の点に受電端末を配置した際の伝送係数に関する理論解析を行い、実験環境において検証を行う。

1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。

まず第1章では研究の背景と目的について述べた。第2章では、集中定数回路における等価回路変換について説明する。第3章では大規模送電端末が単一受電端末および複数受電端末端のそれぞれと結合する場合について分布定数回路としての扱いを考慮した等価回路変換の手法を説明し、入力インピーダンスの理論式について述べる。第4章では実機実験によって、第3章で提案した理論の有用性を検証する。第5章では伝送される電力の位置特性に焦点を当て、線路内の任意点における伝送係数について述べる。最後に第6章では本論文を総括するとともに、今後の課題について考察する。

2. 集中定数回路における等価回路変換

本章では，ワイヤレス給電の回路解析における等価回路変換の手法について解説する．等価回路変換とは，コイル同士が磁氣的に結合した回路において回路方程式を満たすような電気回路に置き換えることで電圧・電流等の解析を可能にする手法であり，C.P.Steinmetz によって提案された T 型等価回路が一般的に用いられている [25]．この等価回路変換は通常，送電側および受電側の結合器が集中定数回路であるという仮定のもとで用いられる手法であり，分布定数回路としての扱いが必要となる大規模な結合器を仮定したケースはこれまで報告されていない．そこで本章ではまず，これまで提案されてきた集中定数回路における等価回路変換の手法について，受電側結合器が単一の場合と複数の場合それぞれを例にとって説明する．

2.1 単一受電側結合器

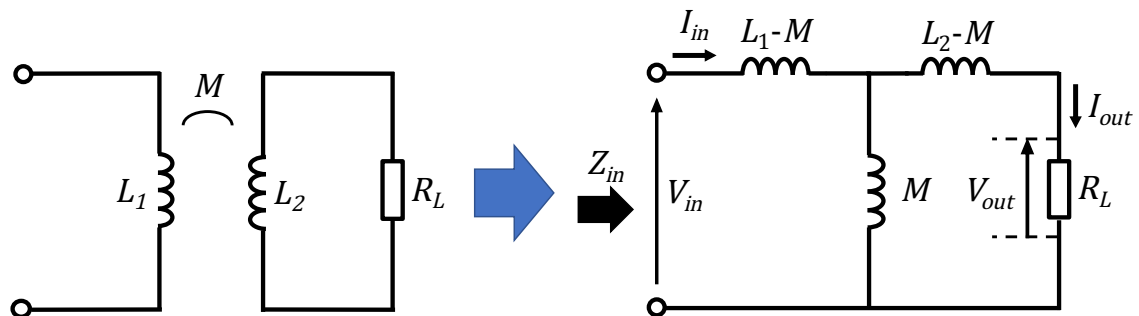


図 3 単一对単一型の等価回路変換

単一对単一型ワイヤレス給電の集中定数回路における T 型等価回路変換を図 3 に示す． L_1 ， L_2 は送電側結合器，受電側結合器の自己インダクタンス， M は結合器間の相互インダクタンス， R_L は受電器の抵抗成分をそれぞれ表している．このとき，この回路の入力側からみたインピーダンス Z_{in} は

$$\begin{aligned}
Z_{in} &= j\omega(L_1 - M) + \frac{j\omega M(R_L + j\omega(L_2 - M))}{j\omega M + (R_L + j\omega(L_2 - M))} \\
&= j\omega L_1 + \frac{(\omega M)^2}{R_L + j\omega L_2}
\end{aligned} \tag{1}$$

となる．

また，入力電圧 Z_{in} ，入力電流 I_{in} と受電器抵抗にかかる出力電圧 V_{out} ，出力電流 I_{out} の関係は F パラメータにより，

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} &= [F] \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 1 & j\omega(L_1 - M) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega M} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j\omega(L_2 - M) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} \frac{L_1}{M} & \frac{j\omega(L_1 L_2 - M^2)}{M} \\ \frac{1}{j\omega M} & \frac{L_2}{M} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{2}$$

と表すことができる．

2.2 複数受電側結合器

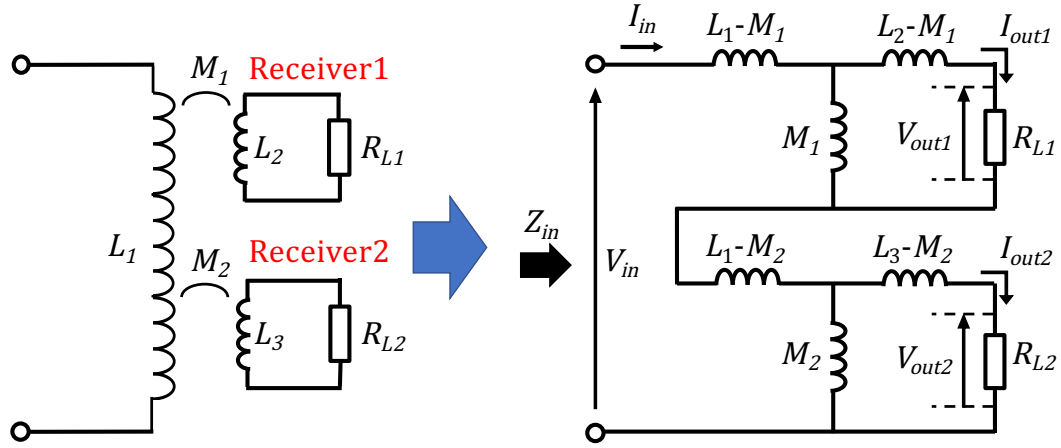


図 4 単一对複数型の等価回路変換

図 4 に単一对複数型ワイヤレス給電における等価回路変換のモデルを示す．このモデルでは単一の送電側結合器が受電側結合器 1 および 2 と結合しており，受電側結合器同士の間における結合は無視できると仮定している． L_1 は送電側結合器， L_2 ， L_3 はそれぞれ受電側結合器 1，2 の自己インダクタンスである．また， M_1 ， M_2 はそれぞれ送電側結合器と受電側結合器 1 および受電側結合器 2 との間の相互インダクタンス， R_{L1} ， R_{L2} は受電側結合器 1，2 の抵抗成分をそれぞれ表している．このとき，入力インピーダンス Z_{in} は，

$$Z_{in} = j\omega(L_1 - M_1) + \frac{j\omega M_1(R_{L1} + j\omega(L_2 - M_1))}{j\omega M_1 + (R_{L1} + j\omega(L_2 - M_1))} + j\omega(L_1 - M_2) + \frac{j\omega M_2(R_{L2} + j\omega(L_3 - M_2))}{j\omega M_2 + (R_{L2} + j\omega(L_3 - M_2))} \quad (3)$$

$$= 2j\omega L_1 + \frac{(\omega M_1)^2}{R_{L1} + j\omega L_2} + \frac{(\omega M_2)^2}{R_{L2} + j\omega L_3}$$

となる．

また，入力電圧 Z_{in} ，入力電流 I_{in} と受電側結合器 1 の負荷抵抗にかかる出力電圧 V_{out1} ，出力電流 I_{out1} の関係は F パラメータにより，

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} &= [F] \begin{pmatrix} V_{out1} \\ I_{out1} \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 1 & j\omega(2L_1 - M_1) + \frac{(j\omega M_2)^2}{R_{L2} + j\omega L_3} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega M_1} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j\omega(L_2 - M_1) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out1} \\ I_{out1} \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} \frac{2L_1 R_{L2} + j\omega(2L_1 L_3 - M_2^2)}{M_1(R_{L2} + j\omega L_3)} & \frac{\omega^2(L_3 M_1^2 - 2L_1 L_2 L_3 + L_2 M_2^2) + j\omega R_{L2}(L_1 L_2 - M_1^2)}{M_1(R_{L2} + j\omega L_3)} \\ \frac{1}{j\omega M_1} & \frac{L_2}{M_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out1} \\ I_{out1} \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{4}$$

と表すことができる。

2.3 小括

本章ではワイヤレス給電における等価回路について、集中定数回路であるという仮定のもとで単一对単一型および単一对複数型それぞれの変換手法を示した。また、変換された回路における入力インピーダンスおよび、電流・電圧の入力-出力の理論式について説明した。

3. 大規模ワイヤレス給電における等価回路変換

本章では，送電側結合器に大規模平行二線を仮定し，結合状態を分布定数と集中定数の組み合わせとした等価回路変換の手法について述べる．このとき，受電側結合器が単一の場合と複数の場合それぞれを例にとって解説する．評価には結合状態における回路の入力インピーダンスを用いる．

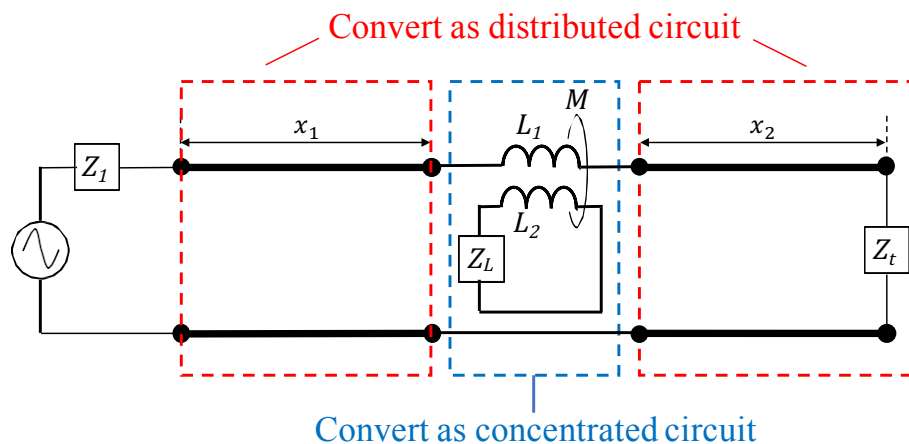


図 5 大規模ワイヤレス給電における等価回路変換モデル

図 5 に大規模ワイヤレス給電における等価回路変換のモデルを示す．高周波電源の波長よりも大きな送電線を用いる場合には，回路変換において分布定数回路としての取り扱いを考慮しなければならない．そこで提案する手法では，送電側結合器のうち受電器と結合する範囲を集中定数回路，それ以外の範囲を分布定数回路として終端側から順に変換を行うことで等価回路を求める．

3.1 分布定数回路

3.1.1 電信方程式

高周波の電源を使用する場合，対象とする電磁波の波長が線路長に対して十分に短くなると，線路上で電磁波の減衰や位相回転が無視できなくなり，図 6 に示すような分布定数回路を考慮しなければならなくなる．

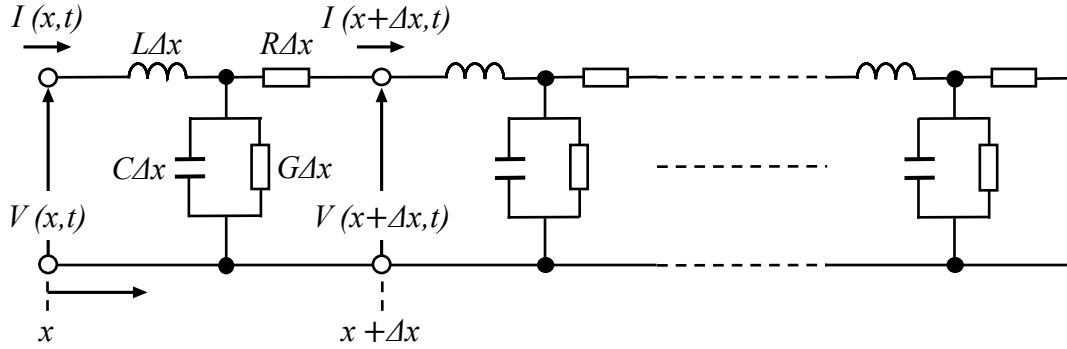


図 6 線路の分布定数等価表示

図のような一様な伝送線路の微小部分において，単位長あたりインピーダンス Z_s を $Z_s = R + j\omega L$ ，単位長あたりアドミタンス Y_p を $Y_p = G + j\omega C$ とし，キルヒホッフの第一法則を適用すると，

$$I(x) - Y_p \Delta x V(x) - I(x + \Delta x) = 0 \quad (5)$$

また，同様にキルヒホッフの第二法則を適用すると，

$$V(x) - Z_s \Delta x I(x) - V(x + \Delta x) = 0 \quad (6)$$

という式が得られる．式 (5)，式 (6) を変形し， $\Delta x \rightarrow 0$ とすると，

$$\frac{dV(x)}{dx} = -Z_s I(x) \quad (7)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -Y_p V(x) \quad (8)$$

となる．この式 (7)，式 (8) を電信方程式といい，分布定数回路における伝送線路の基本的な関係を表している．

3.1.2 伝送特性方程式

図7に負荷 Z_t で終端された伝送線路のモデルを示す．この回路における入力側の電圧 V_{in} ，電流 I_{in} と負荷の電圧 V_t ， I_t の間には以下の等式が成り立つ．

$$\begin{cases} V_{in} = V_t \cosh(\gamma l) + Z_0 I_t \sinh(\gamma l) \\ I_{in} = \frac{1}{Z_0} V_t \cosh(\gamma l) + I_t \sinh(\gamma l) \end{cases} \quad (9)$$

ここで Z_0 は線路の電圧と電流の比である特性インピーダンス， γ は線路を伝搬する波動の特性を表す伝搬定数である．

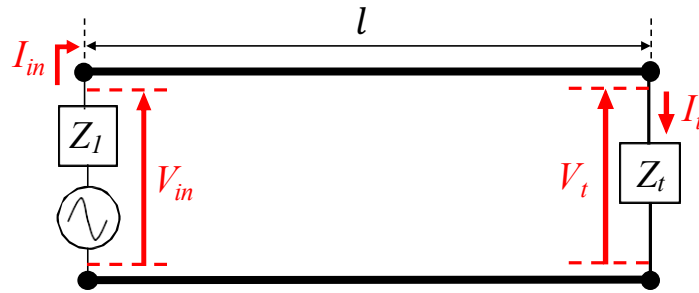


図 7 伝送線路モデル

3.1.3 入力インピーダンス

伝送線路においては，線路の電圧・電流が場所によって変化するため，インピーダンスも位置によって異なる値をとる．図8に示すような，長さ l の線路に終端負荷 Z_t を接続した回路の入力インピーダンス Z_{in} は，

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_t + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_t \tanh(\gamma l)} \quad (10)$$

という式で表される．

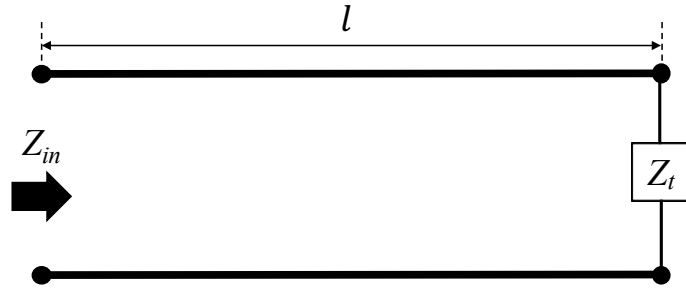


図 8 線路の入力インピーダンス

3.2 単一受電側結合器

図 9 に大規模な送電線が単一の受電端末と結合した回路のモデルを示す． L_1 ， L_2 は送電側結合器，受電側結合器の自己インダクタンス， M_1 は結合器間の相互インダクタンス， Z_t' ， Z_{L1} ， Z_1 は送電線終端インピーダンス，受電端末インピーダンス，電源インピーダンスをそれぞれ表している．

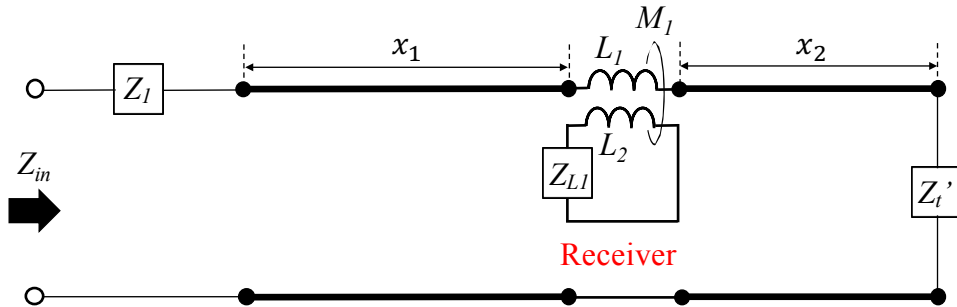


図 9 単一受電側結合器の等価回路変換 (1)

図 9 から変換した等価回路モデルを図 10 に示す．送電線の終端から受電端末までの線路長 x_2 [m] の範囲について，分布定数回路として式 (10) に従って変換を行うとインピーダンス Z_{x2} は，

$$Z_{x2} = Z_0 \cdot \frac{Z_t' + Z_0 \tanh(\gamma x_2)}{Z_0 + Z_t' \tanh(\gamma x_2)} \quad (11)$$

と求められる．

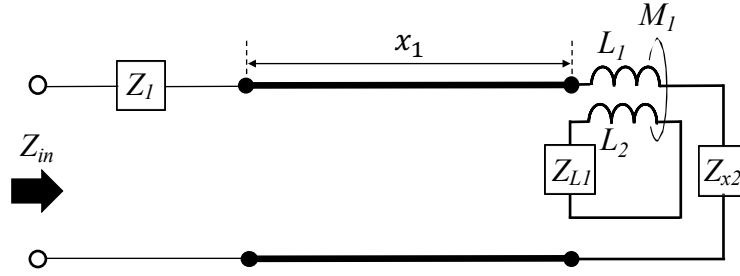


図 10 単一受電側結合器の等価回路変換 (2)

図 10 の回路における送電線と受電端末の結合を変換したものを図 11 に示す．ここではコイル同士の結合について，第 2 章で述べた集中定数回路としての変換手法により T 型等価回路に置き換えている．

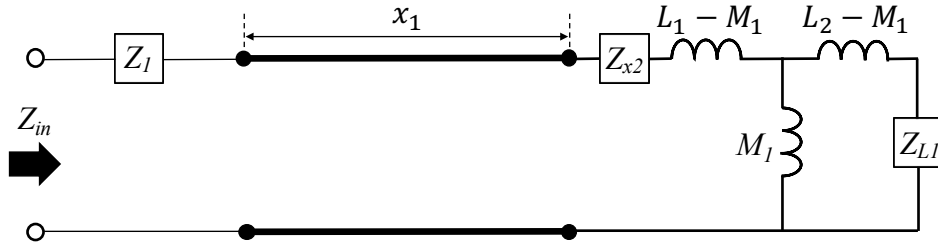


図 11 単一受電側結合器の等価回路変換 (3)

T 型等価回路として変換された図 11 の回路における各素子を 1 つのインピーダンス Z_t にまとめると，

$$\begin{aligned}
 Z_t &= Z_{x2} + j\omega(L_1 - M_1) + \frac{j\omega M_1(Z_{L1} + j\omega(L_2 - M_1))}{j\omega M_1 + (Z_{L1} + j\omega(L_2 - M_1))} \\
 &= Z_{x2} + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_1)^2}{Z_{L1} + j\omega L_2}
 \end{aligned} \tag{12}$$

となり，図 12 のように送電線の終端インピーダンスとしてみなすことができる．

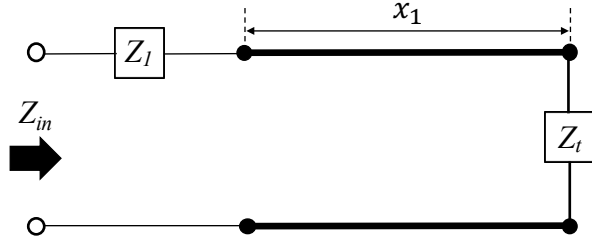


図 12 単一受電側結合器の等価回路変換 (4)

図 12 の回路において式 (10) を適用すると，終端インピーダンス Z_t を含んだ線路のインピーダンス Z_{x1} は，

$$Z_{x1} = Z_0 \cdot \frac{Z_t + Z_0 \tanh(\gamma x_1)}{Z_0 + Z_t \tanh(\gamma x_1)} \quad (13)$$

となり，式 (13) に式 (11) および式 (12) を代入すると，

$$Z_{x1} = Z_0 \cdot \frac{Z_0 \cdot \frac{Z'_t + Z_0 \tanh(\gamma x_2)}{Z_0 + Z'_t \tanh(\gamma x_2)} + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_1)^2}{Z_{L1} + j\omega L_2} + Z_0 \tanh(\gamma x_1)}{Z_0 + \left(Z_0 \cdot \frac{Z'_t + Z_0 \tanh(\gamma x_2)}{Z_0 + Z'_t \tanh(\gamma x_2)} + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_1)^2}{Z_{L1} + j\omega L_2} \right) \tanh(\gamma x_1)} \quad (14)$$

と求められる．

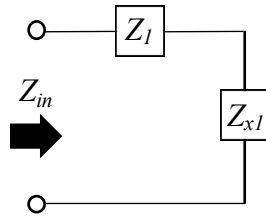


図 13 単一受電側結合器の等価回路変換 (5)

よって，入力インピーダンス Z_{in} は，

$$\begin{aligned}
Z_{in} &= Z_1 + Z_{x1} \\
&= Z_1 + Z_0 \cdot \frac{Z'_t + Z_0 \tanh(\gamma x_2)}{Z_0 + Z'_t \tanh(\gamma x_2)} + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_1)^2}{Z_{L1} + j\omega L_2} + Z_0 \tanh(\gamma x_1) \quad (15) \\
&\quad Z_0 + \left(Z_0 \cdot \frac{Z'_t + Z_0 \tanh(\gamma x_2)}{Z_0 + Z'_t \tanh(\gamma x_2)} + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_1)^2}{Z_{L1} + j\omega L_2} \right) \tanh(\gamma x_1)
\end{aligned}$$

と求められる。

3.3 複数受電側結合器

図 14 に大規模な送電線が二個の受電端末と結合した回路のモデルを示す。 L_1 , L_3 は送電側結合器, L_2 , L_4 は受電端末 1 および受電端末 2 の自己インダクタンスを, M_1 , M_2 は送電線と受電端末 1 ならびに受電端末 2 との間の相互インダクタンスを表し, Z'_t , Z_{L1} , Z_1 は送電線終端インピーダンス, 受電端末インピーダンス, 電源インピーダンスをそれぞれ表している。

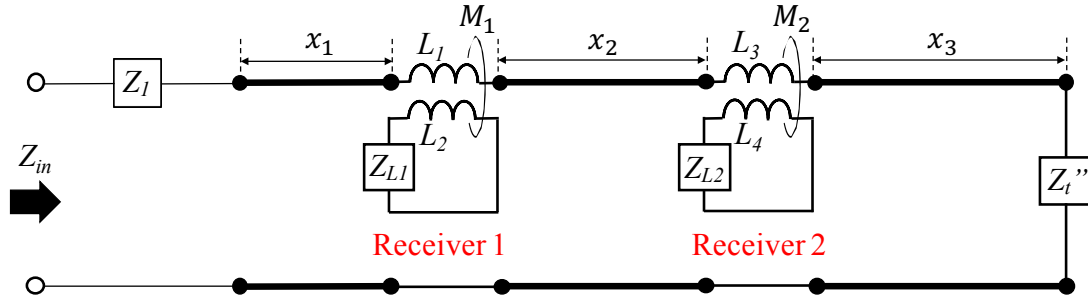


図 14 複数受電側結合器の等価回路変換 (1)

図 14 から変換した等価回路モデルを図 15 に示す。送電線の終端から受電端末までの線路長 x_3 [m] の範囲を, 分布定数回路として変換を行うとインピーダンス Z_{x3} は,

$$Z_{x3} = Z_0 \cdot \frac{Z'_t + Z_0 \tanh(\gamma x_3)}{Z_0 + Z'_t \tanh(\gamma x_3)} \quad (16)$$

と求められる．

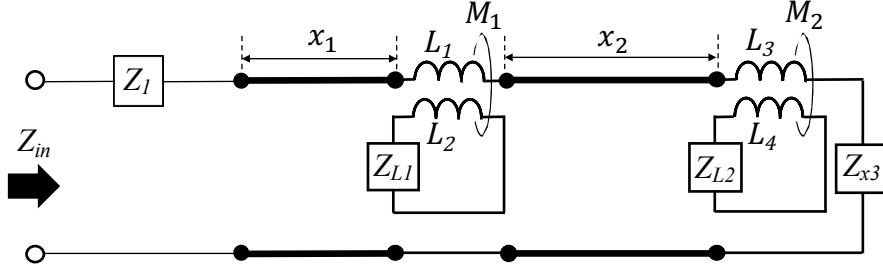


図 15 複数受電側結合器の等価回路変換 (2)

図 15 の回路における送電線と受電端末 2 の結合を T 型等価回路に変換したものが図 16 である．

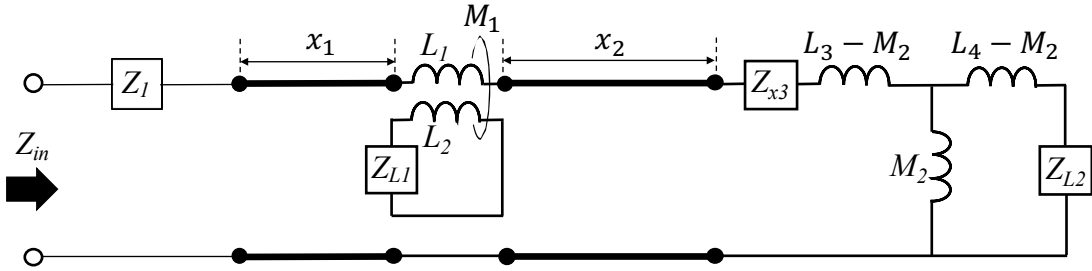


図 16 複数受電側結合器の等価回路変換 (3)

T 型等価回路として変換された図 11 の回路における各素子を 1 つのインピーダンス Z'_t にまとめると，

$$\begin{aligned} Z'_t &= Z_{x3} + j\omega(L_3 - M_2) + \frac{j\omega M_2(Z_{L2} + j\omega(L_4 - M_2))}{j\omega M_2 + (Z_{L2} + j\omega(L_4 - M_2))} \\ &= Z_{x3} + j\omega L_3 + \frac{(\omega M_2)^2}{Z_{L2} + j\omega L_4} \end{aligned} \quad (17)$$

となり，図 12 のように送電線の終端インピーダンスとしてみなすことができる．

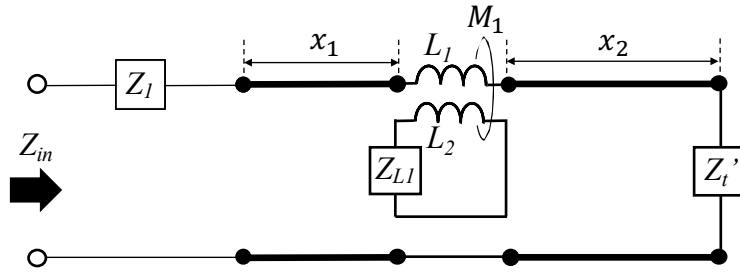


図 17 複数受電側結合器の等価回路変換 (4)

図 17 の回路は第 3.2 章の図 9 と等しいため式 (11)-式 (15) を適用できることから,

$$\begin{aligned}
 Z_{in} &= Z_l + Z_{x1} \\
 &= Z_l + Z_0 \cdot \frac{Z_t' + Z_0 \tanh(\gamma x_2)}{Z_0 + Z_t' \tanh(\gamma x_2)} + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_1)^2}{Z_{L1} + j\omega L_2} + Z_0 \tanh(\gamma x_1) \quad (18) \\
 &\quad Z_0 + \left(Z_0 \cdot \frac{Z_t' + Z_0 \tanh(\gamma x_2)}{Z_0 + Z_t' \tanh(\gamma x_2)} + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_1)^2}{Z_{L1} + j\omega L_2} \right) \tanh(\gamma x_1)
 \end{aligned}$$

の式の Z_t' に式 (17) を代入することで入力インピーダンス Z_{in} を求めることができる.

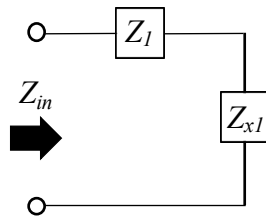


図 18 複数受電側結合器の等価回路変換 (5)

3.4 小括

本章では，送電側結合器に大規模な送電線を用いた場合の等価回路変換の手法について述べた．使用する高周波電源の波長に対して送電線の長さが十分に短いものとなる際には，等価回路を分布定数回路と集中定数回路の組み合わせとして構築することで回路変換を行うことができる．この手法は受電端末が単数のときだけでなく複数端末に拡張した際にも適用することができ， N 個の端末と結合している場合には分布定数回路としての伝送線路のインピーダンス変換と，集中定数回路としてのコイル同士の T 型回路変換という 2 つの変換工程を N 回繰り返すことで入力インピーダンスの理論式が得られることが確かめられた．

4. ネットワークアナライザを用いた実験的検証

本章では，第3章で解説した大規模ワイヤレス給電における等価回路について理論解析の有効性を確認するため，ベクトルネットワークアナライザを利用した実験的検証を実施した結果について述べる．評価には結合状態における回路の入力インピーダンスを用い，受電端末位置による入力インピーダンスの変動についても検証を行う．

4.1 システム構成

図19に本研究で用いる実験装置を，表1に実験の諸元を示す．実験で用いる送電線および受電端末には銅箔テープを使用しており，コネクタとしてSMAコネクタを接続している．送電側結合器の自己インダクタンス L_1 , L_3 ，受電側結合器の自己インダクタンス L_2 , L_4 および，結合時の受電器インダクタンス $L_{2\text{short}}$, $L_{4\text{short}}$ はベクトルネットワークアナライザを使用して測定した値である．また，受電端末インピーダンス Z_{L1} , Z_{L2} の値はLCRメータを使用して測定を行った．結合係数 k_1 , k_2 および相互インダクタンス M_1 , M_2 は $L_1 \sim L_4$ および $L_{2\text{short}}$, $L_{4\text{short}}$ の値を用いて，

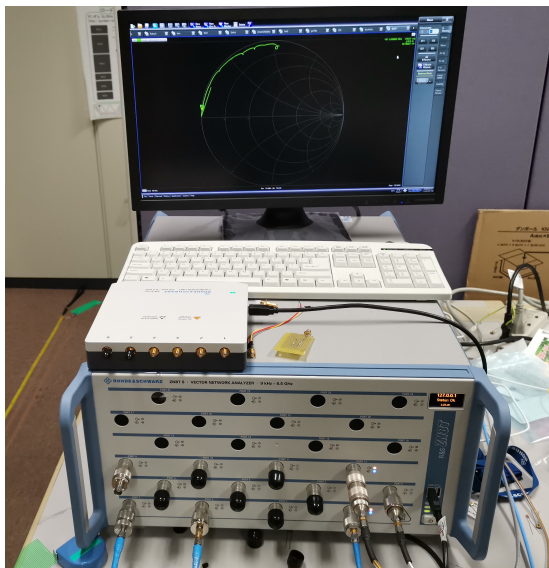
$$k_1 = \sqrt{1 - \frac{L_{2\text{short}}}{L_2}} \quad (19)$$

$$k_2 = \sqrt{1 - \frac{L_{4\text{short}}}{L_4}} \quad (20)$$

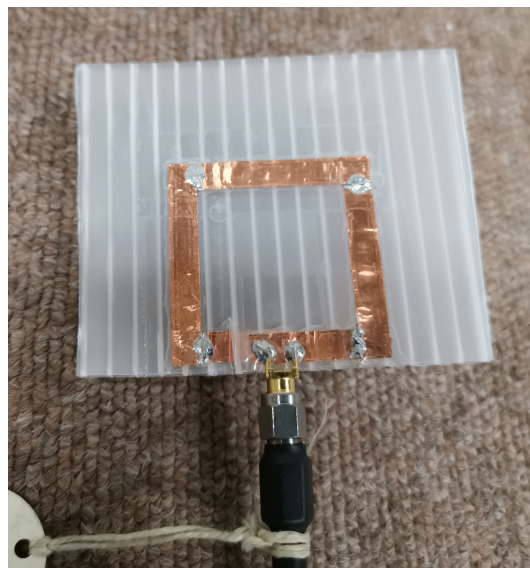
$$M_1 = k_1 \sqrt{L_1 L_2} \quad (21)$$

$$M_2 = k_2 \sqrt{L_3 L_4} \quad (22)$$

という式から求められる．第3章の図9および図14における終端インピーダンス Z'_t , Z''_t はショートしており， 0Ω である．



(a) ベクトルネットワークアナライザ



(b) 受電側結合器



(c) 送電側結合器

図 19 実験装置

表 1 実験諸元

Parameter		Value
周波数	f	20.0 MHz
送電側結合器自己インダクタンス	L_1	80.8 nH
	L_3	80.8 nH
受電側結合器自己インダクタンス	L_2	75.8 nH
	L_4	75.3 nH
結合時の受電器インダクタンス	$L_{2\text{short}}$	70.0 nH
	$L_{4\text{short}}$	69.8 nH
結合係数	k_1	0.2766
	k_2	0.2703
相互インダクタンス	M_1	21.6 nH
	M_2	21.1 nH
受電端末インピーダンス	Z_{L1}	2.30 Ω
	Z_{L2}	2.20 Ω
電源インピーダンス	Z_1	1.0 Ω
送電線終端インピーダンス	Z'_t, Z''_t	0 Ω (Short)
受電器の長手方向長さ		50.0 mm
送電線幅		6.0 mm
送電線長	l	3.05 m
送電線間の間隔		30.0 mm

4.2 オープン・ショート法

理論値の導出に必要なパラメータである特性インピーダンス Z_0 および伝搬定数 γ について，オープン・ショート法を用いて値を求める．オープン・ショート法は，伝送線路の終端をショートにした場合のインピーダンス Z_{short} およびオープンにした場合のインピーダンス Z_{open} の値によって二次定数を求める手法である． Z_0 および γ は次式，

$$Z_0 = \sqrt{Z_{\text{short}} \cdot Z_{\text{open}}} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \tanh(\gamma l) &= \sqrt{\frac{Z_{\text{short}}}{Z_{\text{open}}}} \\ \Leftrightarrow \gamma &= \frac{\tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_{\text{short}}}{Z_{\text{open}}}}}{l} \end{aligned} \quad (24)$$

によって計算される．測定値 Z_{short} ， Z_{open} および，式 (23)，式 (24) から導出された値 Z_0 ， γ を表 2 に示す．

表 2 二次定数

Parameter		Value
入力インピーダンス（終端ショート時）	Z_{short}	$(117.1 + 750.4i) \Omega$
入力インピーダンス（終端オープン時）	Z_{open}	$(5.7 - 76.6i) \Omega$
特性インピーダンス	Z_0	$(241.3 - 9.7i) \Omega$
伝搬定数	γ	$0.0108 + 0.4146i$

4.3 理論値と測定値の比較

4.3.1 単一受電側結合器

第3章で求めた理論式に表1および表2のパラメータを代入した入力インピーダンスの理論値とネットワークアナライザによる実際の測定値について、単一受電側結合器の場合を表3に示す。値は第3.2章における端末位置 x_2 を 0 m から $\frac{1}{5}\lambda$ m まで $\frac{1}{30}\lambda$ m ずつ変化させたときのインピーダンスを測定した。ここで波長 λ は 15.0 m である。

表 3 単一受電側結合器の Z_{in}

$x_1[m]$	$x_2[m]$	Z_{in} (Theory) [Ω]	Z_{in} (Experiment) [Ω]
$\frac{1}{5}\lambda$	0	$125.3 + 805.1i$	$135.2 + 808.3i$
$\frac{1}{6}\lambda$	$\frac{1}{30}\lambda$	$123.8 + 799.3i$	$130.8 + 806.3i$
$\frac{2}{15}\lambda$	$\frac{1}{15}\lambda$	$120.1 + 785.2i$	$123.8 + 798.3i$
$\frac{1}{10}\lambda$	$\frac{1}{10}\lambda$	$115.3 + 765.9i$	$119.1 + 773.7i$
$\frac{1}{15}\lambda$	$\frac{2}{15}\lambda$	$110.3 + 744.9i$	$111.2 + 762.1i$
$\frac{1}{30}\lambda$	$\frac{1}{6}\lambda$	$106.3 + 725.6i$	$102.0 + 741.0i$
0	$\frac{1}{5}\lambda$	$103.7 + 710.9i$	$98.1 + 727.6i$

表3の値について、特性インピーダンスによって正規化しスミスチャート上にプロットしたものを図20に示す。図より、青線でプロットされた理論値および赤線の測定値について両者の値は概ね一致しており、提案手法が実験環境においても適用可能であることが確かめられた。また、理論値、測定値ともに入力インピーダンスの値が位置によって変動していることから、大規模ワイヤレス給電においては受電端末の位置より回路のインピーダンス値を推定してインピーダンスマッチングを行う必要性があると考えられる。

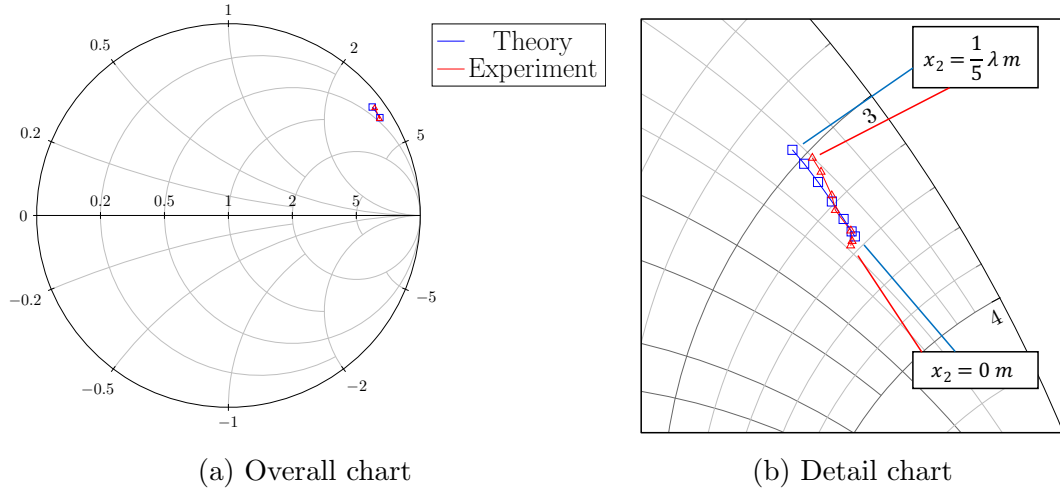


図 20 単一受電側結合器の Z_{in}

4.3.2 複数受電側結合器

次に、複数受電端末と結合した場合の入力インピーダンスの理論値および測定値を表 3 に示す。値は第 3.3 章における受電端末 2 を $x_3 = 0\text{ m}$ の位置で固定し、受電端末 1 を $x_2 = 0\text{ m} \sim \frac{1}{5}\lambda\text{ m}$ の間で $\frac{1}{30}\lambda\text{ m}$ ずつ変化させたときのインピーダンスを測定した。

表 4 複数受電側結合器の Z_{in}

$x_1[m]$	$x_2[m]$	$x_3[m]$	Z_{in} (Theory) $[\Omega]$	Z_{in} (Experiment) $[\Omega]$
$\frac{1}{5}\lambda$	0	0	$134.8 + 867.6i$	$141.5 + 845.7i$
$\frac{1}{6}\lambda$	$\frac{1}{30}\lambda$		$132.6 + 858.8i$	$138.2 + 832.5i$
$\frac{2}{15}\lambda$	$\frac{1}{15}\lambda$		$128.1 + 841.2i$	$132.3 + 821.5i$
$\frac{1}{10}\lambda$	$\frac{1}{10}\lambda$		$122.4 + 818.4i$	$120.5 + 803.6i$
$\frac{1}{15}\lambda$	$\frac{2}{15}\lambda$		$116.9 + 794.6i$	$111.6 + 782.7i$
$\frac{1}{30}\lambda$	$\frac{1}{6}\lambda$		$112.5 + 773.5i$	$104.2 + 762.8i$
0	$\frac{1}{5}\lambda$		$110.1 + 759.3i$	$101.4 + 748.2i$

表4の値を特性インピーダンスによって正規化し，スミスチャート上にプロットしたものを図21に示す．図より，端末の数を複数に拡張した際にも理論値と測定値は概ね近い値をとっており，複数端末における等価回路変換の手法が実環境において有用であることが確かめられた．また， x_2 が0 mに近付くほど値の誤差が大きくなっていることから，受電端末同士が接近した際には影響を及ぼし合っており，その点を考慮しなければならないと考えられる．

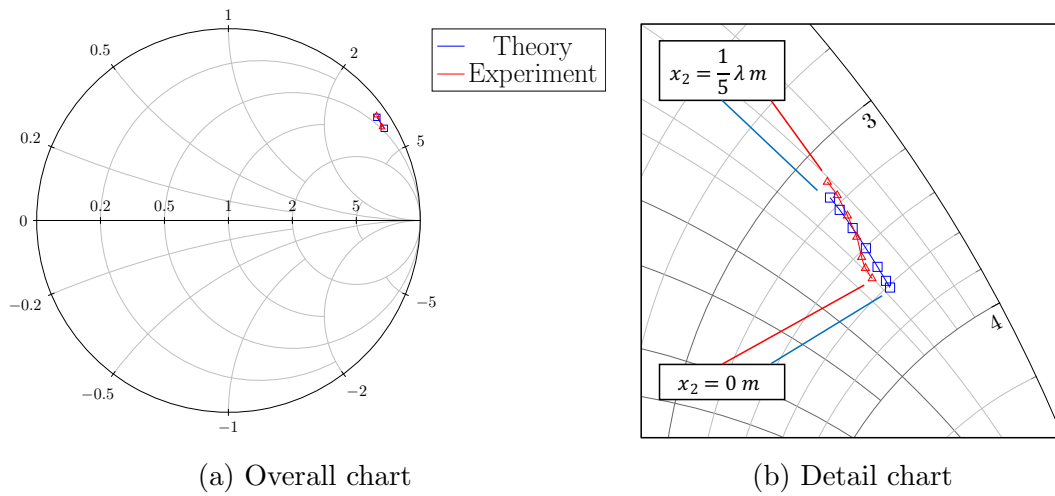


図 21 複数受電側結合器の Z_{in}

4.4 小括

本章では，大規模ワイヤレス給電システムにおける等価回路について実機による検証を行った．結合状態における入力インピーダンスの値に焦点を当て，第3章で行った理論解析によって導出した理論値と，実際の環境においてベクトルネットワークアナライザを使用して測定した値を比較し検討を進めた．実験結果より，測定値が概ね理論値と一致していることから提案手法が実環境においても有用であることが確かめられた．また，複数端末の実験においても測定値は理論値に近い値をとっており，提案する理論が複数端末に拡張した際にも適用できることを示した．

5. 伝送効率の位置特性

本章では、大規模ワイヤレス給電システムにおける伝送効率の位置特性について検討を行う。送電側結合機の線路長が波長に対して十分に短い場合、電圧・電流密度が線路内で一様でなくなるため、受信する電力が線路内の位置によって変動すると考えられる。そこで、第3章で提案した等価回路モデルを用いて、端末の位置による伝送係数 $|S_{21}|$ の理論解析を行う。また、実機実験により実環境における理論の有用性を確かめる。

5.1 理論解析

5.1.1 F パラメータ導出

第3章で述べた等価回路変換の手順を再度、図22に示す。図22(c)において受電端末負荷にかかる電圧 V_{out} および電流 I_{out} は、 V_t , I_t を用いて、

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} V_t \\ I_t \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & Z_{x2} + j\omega(L_1 - M_1) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega M_1} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j\omega(L_2 - M_1) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \frac{Z_{x2} + j\omega L_1}{j\omega M_1} & \frac{Z_{x2}L_2 + j\omega(L_1L_2 - M_1^2)}{M_1} \\ \frac{1}{j\omega M_1} & \frac{L_2}{M_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (25)$$

と表すことができる。ここで Z_{x2} は、

$$Z_{x2} = Z_0 \cdot \frac{Z'_t + Z_0 \tanh(\gamma x_2)}{Z_0 + Z'_t \tanh(\gamma x_2)} \quad (26)$$

である。また、図22(d)において伝送線路の特性方程式である式(9)を用いると、

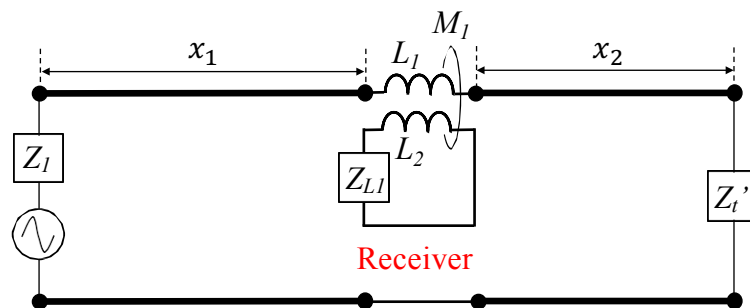
$$\begin{pmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma x_1) & Z_0 \sinh(\gamma x_1) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma x_1) & \cosh(\gamma x_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_t \\ I_t \end{pmatrix} \quad (27)$$

と表わせるため、式 (25)，式 (27) より，

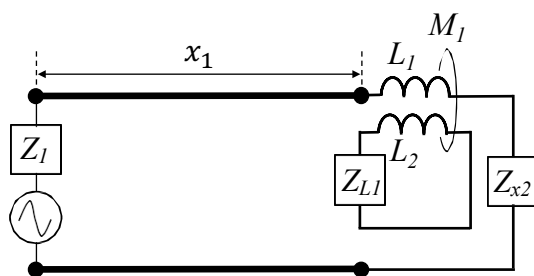
$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cosh(\gamma x_1) & Z_0 \sinh(\gamma x_1) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma x_1) & \cosh(\gamma x_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_t \\ I_t \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} \cosh(\gamma x_1) & Z_0 \sinh(\gamma x_1) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma x_1) & \cosh(\gamma x_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{Z_{x2} + j\omega L_1}{j\omega M_1} & \frac{Z_{x2}L_2 + j\omega(L_1L_2 - M_1^2)}{M_1} \\ \frac{1}{j\omega M_1} & \frac{L_2}{M_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \quad (28) \\
&= \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \\
&= [F] \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

$$\begin{cases} A = \frac{Z_{x2} + j\omega L_1}{j\omega M_1} \cosh(\gamma x_1) + \frac{Z_0}{j\omega M_1} \sinh(\gamma x_1) \\ B = \frac{Z_{x2}L_2 + j\omega(L_1L_2 - M_1^2)}{M_1} \cosh(\gamma x_1) + \frac{Z_0L_2}{M_1} \sinh(\gamma x_1) \\ C = \frac{1}{j\omega M_1} \cosh(\gamma x_1) + \frac{Z_{x2} + j\omega L_1}{j\omega M_1 Z_0} \sinh(\gamma x_1) \\ D = \frac{L_2}{M_1} \cosh(\gamma x_1) + \frac{Z_{x2}L_2 + j\omega(L_1L_2 - M_1^2)}{M_1 Z_0} \sinh(\gamma x_1) \end{cases} \quad (29)$$

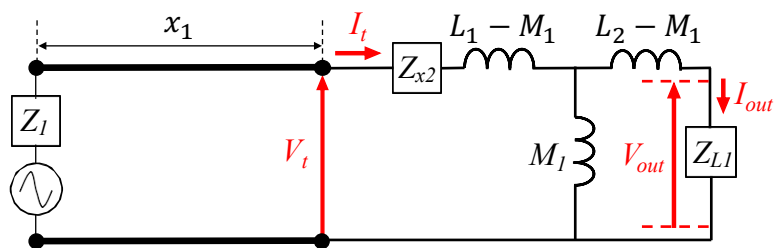
となり，結合状態における回路の F パラメータを求めることができる．



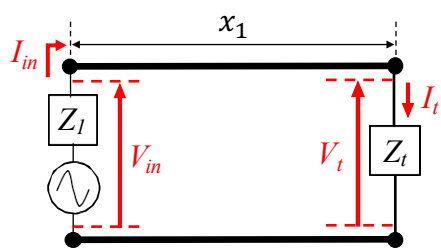
(a) 等価回路変換 (1)



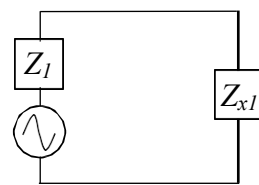
(b) 等価回路変換 (2)



(c) 等価回路変換 (3)



(d) 等価回路変換 (4)



(e) 等価回路変換 (5)

図 22 等価回路変換手順

5.1.2 S パラメータへの変換

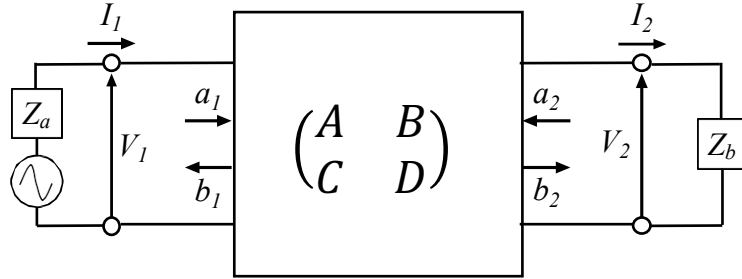


図 23 2 ポートネットワーク

図 23 のような 2 ポートネットワークにおける F パラメータは以下のように表される.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = [F] \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (30)$$

また, 入射波 a_1 , a_2 と反射波 b_1 , b_2 を考えると S パラメータは以下の式で表される.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (31)$$

このとき, S パラメータ S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} は F パラメータの成分 A , B , C , D および, 入力側と出力側に接続されているインピーダンス Z_a , Z_b を用いて,

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{AZ_b + B - CZ_a Z_b - DZ_a}{AZ_b + B + CZ_a Z_b + DZ_a} \\ S_{12} = \frac{2\sqrt{Z_a Z_b}}{AZ_b + B + CZ_a Z_b + DZ_a} \\ S_{21} = \frac{2(AD - BC)\sqrt{Z_a Z_b}}{AZ_b + B + CZ_a Z_b + DZ_a} \\ S_{22} = \frac{-AZ_b + B - CZ_a Z_b + DZ_a}{AZ_b + B + CZ_a Z_b + DZ_a} \end{cases} \quad (32)$$

と表すことができる.

5.2 理論値と測定値の比較

式(29), 式(32)を用いて理論値を導出する. 本研究における Z_a , Z_b は $Z_a = Z_1$, $Z_b = Z_{L1}$ であり, $x_1 = x_2 = \frac{1}{10}\lambda$ m の場合を例にとって表 1, 表 2 のパラメータを代入すると,

$$\begin{cases} A &= 281 - 35.0i \\ B &= 334 + 2680i \\ C &= 0.0937 + 0.383i \\ D &= -3.64 + 0.893i \end{cases} \quad (33)$$

となるため, S_{21} はデシベル値に変換して,

$$10 \log |S_{21}| = -29.38[\text{dB}] \quad (34)$$

と求められる.

端末位置 x_2 を 0 m から $\frac{1}{5}\lambda$ m まで $\frac{1}{30}\lambda$ m ずつ変化させたときの S_{21} について, 同様にして算出した理論値とネットワークアナライザによって実際に測定した値を表 5 に示す. なお, システム構成については第 4.1 章と同じであり, 実験諸元および二次定数は表 1, 表 2 の値を用いる.

表 5 の結果をグラフ化したものを図 24 に示す. 図より, 理論値と測定値のグラフは測定範囲内で概ね一致しており, 構築した等価回路モデルが電圧・電流の理論解析においても有用であることが確かめられた. また, 伝送係数 S_{21} が位置 x_2 に伴って変動しており, 大規模送電線上では受信する電力が位置に依存することが確認された.

表 5 S_{21} の位置特性

$x_1[m]$	$x_2[m]$	$10 \log S_{21} $ (Theory) [dB]	$10 \log S_{21} $ (Experiment) [dB]
$\frac{1}{5}\lambda$	0	-27.44	-27.33
$\frac{1}{6}\lambda$	$\frac{1}{30}\lambda$	-28.45	-28.34
$\frac{2}{15}\lambda$	$\frac{1}{15}\lambda$	-29.06	-29.07
$\frac{1}{10}\lambda$	$\frac{1}{10}\lambda$	-29.38	-29.34
$\frac{1}{15}\lambda$	$\frac{2}{15}\lambda$	-29.47	-29.58
$\frac{1}{30}\lambda$	$\frac{1}{6}\lambda$	-29.37	-29.57
0	$\frac{1}{5}\lambda$	-29.08	-29.28

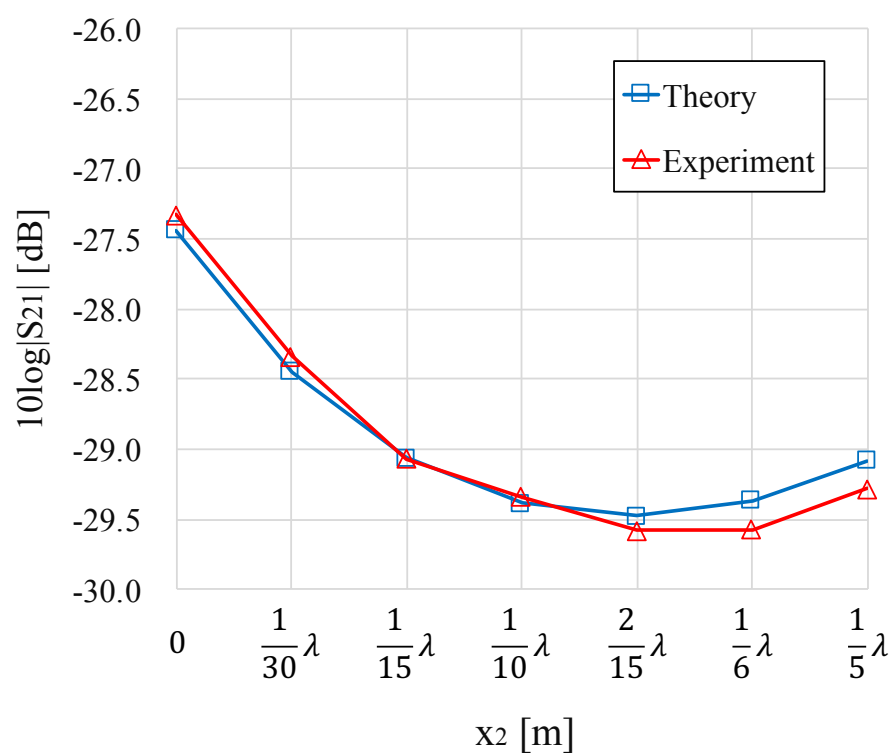


図 24 伝送係数 S_{21} の位置特性

5.3 小括

本章では，大規模な平行二線路を送電側結合器として用いた際の伝送係数 S_{21} の位置特性について述べた．理論解析においては，提案する等価回路モデルから F パラメータを導出し，これを S パラメータへ変換することで伝送係数 S_{21} の導出ができることを説明した．実験結果は提案する理論が実環境において有用であることを示しており，受信する電力が大規模送電端末上の位置に伴って変動することが確かめられた．

6. 結論

6.1 総括

本論文では、大規模ワイヤレス給電システムにおける等価回路の検証を目的として、理論解析を行い実機実験によって理論の有用性を確かめた。従来から用いられている単純な T 型等価回路変換の手法は送電結合器のサイズが波長よりも十分に大きい場合には適用できないため、集中定数回路と分布定数回路の組み合わせとして等価回路を構築する手法を新たに提案した。

第 4 章で示したように、実機実験による入力インピーダンスの測定値が第 3 章で導出した理論値と合致することから、提案する等価回路モデルが実環境においても適用できることが確認された。また、受電端末の位置によって結合した回路の入力インピーダンスが変動するという結果が得られたことから、回路の各素子のパラメータおよび端末位置が明らかであるとき、入力インピーダンスの値が推定できインピーダンスマッチングを行うことができると考察される。

また第 5 章では、大規模送電端末上において受信電力が受電端末の位置によって変動することを確認した。理論解析においては、提案する等価回路モデルを用いて電圧・電流に関する理論式を構築し、S パラメータを導出した。そして、実験による検証で理論の有用性を示し、大規模ワイヤレス給電システムにおける伝送係数 S_{21} の位置依存性を明らかにした。また、導出した伝送係数の理論式より、送電線の終端インピーダンスを変化させることで電力ピーク位置のコントロールができるのではないかと考えられる。

6.2 今後の展望

本研究では、提案する等価回路モデルについて実験による検証を行ったが、これには測定環境による誤差が生まれていたと考えられる。そこで今後は正確な測定値を得るため、電波暗室等の周囲の影響が少ない環境での検証や、シミュレーションソフトによる理想環境での検証を行う必要がある。

また本研究においては、送電側結合器の長手方向長さを $\frac{1}{5}\lambda$ m に設定したため、

送電線長が1波長を超えるようなケースにおいて理論が有用であるかは確認できていない．そこで今後は，波長長さに対してより大きな送電端末を用いるか，より高い周波数を用いた検証を行う必要があると考えられる．

謝辞

本研究に取り組むにあたり，平素より多大な御助言や御教授をくださり，貴重な研究の機会を与えていただいた本学先端科学技術研究科 岡田実 教授に心より感謝の意を示します．

副指導教員として，ゼミナール等において的確な御助言や御指導いただいた本学先端科学技術研究科 林優一 教授に厚く御礼申し上げます．

日頃の研究活動から論文執筆に至るまで，多大なご助言を賜りました本学先端科学技術研究科 東野武史 准教授に深く感謝の意を表します．

専門的な視点から様々な御助言，御指導いただいた本学先端科学技術研究科 Duong Quang Thang 助教に深く感謝いたします．

最後に，研究生活において数々の御助力，御助言，御支援をいただきましたネットワークシステム学研究室の皆様，著者の生活の支えとなりました家族や友人に心より深く感謝の意を表し，厚く御礼を申し上げます．

参考文献

- [1] E. Waffenschmidt, “Wireless Power for Mobile Devices,” IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 1–9, Oct. 2011.
- [2] K. Kobayashi, N. Yoshida, Y. Kamiya, Y. Daisho, and S. Takahashi, “Development of a non-contact rapid charging inductive power supply system for electric-driven vehicles,” IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp.1–6, Sept. 2010.
- [3] G. A. Covic and J. T. Boys, “Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 1, no. 1, pp. 28–41, Mar. 2013.
- [4] S. Li and C. C. Mi, “Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Application,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, Mar. 2015.
- [5] Y. H. Sohn, B. H. Choi, E. S. Lee, G. C. Lim, G. Cho and C. T. Rim, “General Unified Analyses of Two-Capacitor Inductive Power Transfer Systems: Equivalence of Current-Source SS and SP Compensations,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 11, pp. 6030–6045, Nov. 2015.
- [6] S. Y. R. Hui, W. Zhong and C. K. Lee, “A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 9, pp. 4500–4511, Sept. 2014.
- [7] C.K. Lee, W.X. Zhong and S.Y.R. Hui, “Recent progress in mid-range wireless power transfer,” 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 3819–3824, Sept. 2012.
- [8] I. Mayordomo, T. Dräger, P. Spies, J. Bernhard and A. Pflaum, “An Overview of Technical Challenges and Advances of Inductive Wireless Power

- Transmission,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1302–1311, June 2013.
- [9] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis and C. Cecati, “Wireless Power Transfer —An Overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1044–1058, Feb. 2019.
 - [10] G. A. Covic and J. T. Boys, “Inductive Power Transfer,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1276–1289, June 2013.
 - [11] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim and Z. Han, “Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 1413–1452, Secondquarter 2016.
 - [12] S. Ulukus et al., “Energy harvesting wireless communications: A review of recent advances,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 33, no. 3, pp. 360–381, Mar. 2015.
 - [13] J. Park, D. Kim, K. Hwang, H. H. Park, S. Il Kwak, J. H. Kwon and S. Ahn, “A Resonant Reactive Shielding for Planar Wireless Power Transfer System in Smartphone Application,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 59, No. 2, pp. 695–703, 2017.
 - [14] T.Imura, H.Okabe, T.Uchida, Y.Hori, “Study of magnetic and electric coupling for contactless power Transfer using equivalent circuits : Wireless power transfer via electromagnetic coupling at resonance, ” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol.130, No.1, pp. 84-92, Jan. 2010.
 - [15] Q. T. Duong and M. Okada, “Maximum efficiency formulation for inductive power transfer with multiple receivers,” *IEICE Electronics Express*, vol. 13, no. 22, pp. 1–10, Nov. 2016.

- [16] S. Kim, S. Hwang, S. Kim, and B. Lee, "Investigation of Single-Input Multiple-Output Wireless Power Transfer Systems Based on Optimization of Receiver Loads for Maximum Efficiencies," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 18, no. 3, pp. 145–153, July 2018.
- [17] K. Lee and D. H. Cho, "Analysis of Wireless Power Transfer for Adjustable Power Distribution among Multiple Receivers," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 950–953, Jan. 2015.
- [18] G. Kim, S. Boo, S. Kim, and B. Lee, "Control of Power Distribution for Multiple Receivers in SIMO Wireless Power Transfer System," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 18, no. 4, pp. 221–230, Oct. 2018.
- [19] S. Cheon, Y. H. Kim, S. Y. Kang, M. L. Lee, J. M. Lee, and T. Zyung, "Circuit-Model-Based Analysis of a Wireless Energy-Transfer System via Coupled Magnetic Resonances," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2906–2914, July. 2011.
- [20] Y. Otomo, Y. Sato, S. Fujita and H. Igarashi, "Synthesis of Equivalent Circuit of Wireless Power Transfer Device Using Homogenization-Based FEM," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 3, pp. 1–5, Mar. 2018.
- [21] T.Higashino, Z.Ma, M.Okada, Y.Tatsuta, Y.Goto, Y.Tsuruda and R.Tanaka, "A New Configuration of Magnetic Coupled Power Transfer using Parallel Line Feeder," 2013 IEEE Wireless Power Transfer, pp. 171–174, May 2013.
- [22] C. Liao, J. Li, and S. Li, "Design of LCC impedance matching circuit for wireless power transfer system under rectifier load," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 2, no. 3, pp. 237–245, Sept. 2017.
- [23] K. Song, C. Zhu, K. E. Koh, T. Imura, and Y. Hori, "Wireless power transfer for running EV powering using multi-parallel segmented rails," 2015 IEEE

PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power, pp. 1–6, June 2015.

- [24] D. Cui, T. Imura, and Y. Hori, “Cross coupling cancellation for all frequencies in multiple-receiver wireless power transfer systems,” 2016 International Symposium on Antennas and Propagation, pp.48–49, Oct. 2016.
- [25] F. de Leon, A. Farazmand and P. Joseph, “Comparing the T and π Equivalent Circuits for the Calculation of Transformer Inrush Currents,” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, no. 4, pp. 2390–2398, Oct. 2012.

研究業績

1. 川端 康平, 東野 武史, 岡田 実, “ 平行二線路 WPT システムにおける複数同時給電の実験的検証,” 信学技報, vol.1, no.1, pp1-1, 2019.10.2
2. Kohei Kawabata, Takeshi Higashino and Minoru Okada, “ An experimental investigation of equivalent circuit for large scale WPT system with multiple receivers,” 2019 Asian Wireless Power Transfer Workshop, vol.1, no.1, pp1-4, 31 Oct. 2019.
3. Kohei Kawabata, Takeshi Higashino and Minoru Okada, “ Analytic Model for SIMO-type Wireless Power Transmission System Using Large Scale Parallel Line Feeder,” The first International workshop on Control, Communication, and Multimedia 2019, vol.1, no.1, pp47, 7 Dec. 2019.