

# —修士論文—

複数送電コイルを有する走行中非接触給電  
システムの特性解析と送電側電圧電流情報  
による効率最大化制御

Characteristic Analysis and Efficiency Maximization  
by using Transmitter-side Voltage/Current Information  
for Multiple-Transmitter Dynamic Wireless Power Transfer

平成 28 年 2 月 4 日 提出

指導教員: 古関 隆章 教授

東京大学 大学院工学系研究科

電気系工学専攻 修士課程

学籍番号 37-146473

成田 大輝

# 内容梗概

非接触給電システムは、配線が困難、あるいはその煩雑性を取り除きたい場面における給電手法として期待され、研究開発が行われてきた。

その一例として、置くだけで充電が可能な携帯電話が実用化され、さらなる応用として、駐車するだけで充電可能、あるいは走行中に給電することで大容量の電池を搭載することなく航続距離を延長する電気自動車、といった研究がおこなわれている。

2007年にマサチューセッツ工科大学 (MIT) より発表された磁界共振結合方式では、伝送距離が長い場合や、相互インダクタンスが変動するような状況においても、高効率を維持することが可能であり、走行中給電システムへの応用が期待されている。

走行中給電システムへの応用において、送電側を大きな1つの長縦方向距離のもののみとすると、受電側がない場所に送電側の高周波電流を流すこととなり、銅損に伴う損失の増加や、漏洩電磁界による周囲への影響が発生する。そこで、受電側が存在する場所にのみ電流を流すことを可能とする、送電側を複数のものへ分割し、そのうちいくつかを並列して利用するシステムについて検討を行う。

磁界共振結合方式において、複数の送電コイルがある場合、送電側の電圧が同一の場合、結合が弱いほど電流や電力が流れやすくなり、結合が強いほど電流や電力が流れにくくなる特性がある。そのため、主に低効率となる結合が弱い送電コイルから電力を送電するようになるため、送電側の電圧比を操作しなければ、高効率を得ることは不可能である。

本研究では、複数の送受電コイルが存在するシステムを、単一送受電コイルのシステムとして計算する手法や、それを利用した効率の最大化条件を導出した。複数受電コイルが存在する場合、すべての負荷インピーダンスが等しいこと、また複数送電-単一受電システムにおいて、送電側の電圧比を相互インダクタンス比とすると、最大伝送効率となることを理論的に示した。

そして、走行中給電システムへの応用を考慮に入れ、複数送電-単一受電システムにおける伝送効率や受電電力の、送電側電圧比や負荷抵抗値との関係について、数値計算及び実験において検証を行った。その結果、2送電-1受電の非接触給電システムにおいて、電圧比の伝送効率へ与える影響が強いこと、負荷インピーダンスが高い場合においてその影響が緩和されることを示した。

さらに、複数送電-単一受電システムにおける効率最大化制御法として、位置センサや相互インダクタンス値の情報を利用しない、送電側の電圧・電流情報を利用した電圧比の制御法を提案し、受電側が静止している場合、及び動いている場合について、回路計算による検証を行った。その結果、受電コイル固定時は、数回程度の計算で送電側の電圧比が相互インダクタンス比へ、また受電コイルが低速で移動している、すなわち計算する場面ごとの相互インダクタンス変動が小さい場合については、送電側電圧比を相互インダクタンス比へ追従させることが可能となることを示した。

# 目次

<b>1 序論</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景	1
1.1.1 非接触給電について	1
1.1.2 電気自動車への非接触給電の利点	1
1.1.3 走行中給電における単一送電-受電方式の課題	2
1.1.4 複数対複数 WPT についての先行研究	2
1.1.5 先行研究の課題	3
1.2 提案手法の概説	3
1.3 本稿の構成	3
<b>2 非接触給電技術</b>	<b>4</b>
2.1 本章の概要	4
2.2 非接触給電の研究の歴史	4
2.2.1 テスラの全世界への非接触給電の構想	4
2.2.2 宇宙太陽光発電のマイクロ波送電	4
2.2.3 アメリカでの電気自動車への応用の構想	4
2.2.4 電磁誘導型非接触給電システムの発展	5
2.2.5 磁界共振結合方式の登場	5
2.3 非接触給電の種類とその研究例	5
2.3.1 磁界型(近傍界)	5
2.3.2 電界型(近傍界)	8
2.3.3 マイクロ波(遠方界)	8
2.4 近年の非接触給電の交通システムへの応用研究例	8
2.4.1 韓国における KAIST の電気自動車への応用例	8
2.4.2 規格化	8
2.4.3 英国の道路への敷設計画	9
2.5 本章のまとめ	9
<b>3 複数送電-複数受電システムの解析法</b>	<b>10</b>
3.1 単一送電-単一受電非接触給電	10
3.1.1 伝送効率最大条件	10

3.1.2	磁界共振結合方式の諸特性	11
3.2	複数送電-複数受電型における定性的な議論	11
3.3	複数送電-複数受電モデルの理論解析	13
3.3.1	複数送電-複数受電モデルの回路図と回路方程式	13
3.3.2	伝送効率の式と単一送電-単一受電モデルへの変換式	15
3.4	伝送効率最大化条件	16
3.4.1	負荷抵抗値に求められる条件	16
3.4.2	最大効率のために必要な送電側電圧比の条件	16
3.4.3	最大効率のための負荷抵抗値	17
3.5	本章のまとめ	17
<b>4.2</b>	<b>送電-1 受電モデルにおける諸特性の解析</b>	<b>18</b>
4.1	2 送電-1 受電型 WPT	18
4.2	2 送電-1 受電モデルにおける効率最大化条件	18
4.3	数値解析による検証	19
4.3.1	数値解析の条件	19
4.3.2	数値解析結果	19
4.3.3	等価的な相互インダクタンス及び負荷抵抗値を利用した考察	20
4.4	実験による検証	22
4.4.1	実験条件	22
4.4.2	実験結果	25
4.4.3	数値解析との結果の差異に関する諸検討	30
4.5	本章のまとめ	30
<b>5</b>	<b>複数送電-単一受電モデルの走行中給電へ向けた制御法</b>	<b>31</b>
5.1	アドミタンス平衡法の原理	31
5.1.1	相互インダクタンスを利用しない制御手法の必要性	31
5.1.2	効率最大条件からずれる場合の動作	32
5.1.3	アドミタンスの平衡化による効率最大化	33
5.2	数値解析による提案法の検証	33
5.2.1	解析条件	33
5.2.2	相互インダクタンス計測時の条件	34
5.2.3	相互インダクタンス一定時の特性	36
5.2.4	相互インダクタンス変動時の特性	36
5.3	本章のまとめ	40
<b>6</b>	<b>結論</b>	<b>41</b>
6.1	本研究の成果	41
6.1.1	複数送電-複数受電型 WPT システムの解析法	41
6.1.2	2 送電-1 受電モデルの特性解析	41
6.1.3	複数送電-単一受電モデル	41

6.2 今後の展望 . . . . .	42
謝辞	43
参考文献	44
A 途中計算式	47
A.1 等価的な相互インダクタンス値・負荷抵抗値の計算 . . . . .	47
B その他の解析例	48
B.1 1 送電-2 受電モデルについて . . . . .	48
B.2 3 相交流を用いるシステム . . . . .	48

# 目 次

1	電気自動車へのワイヤレス電力伝送の利点 . . . . .	2
2	Multiple Transmitter WPT Concept . . . . .	3
3	Circuit Diagram of 3 Magnetic WPT Method . . . . .	6
4	WPT circuit diagram . . . . .	10
5	MRC-WPT(1TX-1RX) characteristics by sweeping $R_L$ and $L_m$ . . . . .	12
6	Multiple Transmitter/Receiver WPT circuit diagram . . . . .	14
7	TX and RX layout for 2TX-1RX model . . . . .	19
8	Circuit Diagram for 2TX-1RX model . . . . .	20
9	2TX-1RX WPT calculation result . . . . .	21
10	2TX-1RX calculation result (Power) . . . . .	22
11	2TX-1RX $\sqrt{L_m^2}$ calculation result . . . . .	23
12	2TX-1RX experimental equipment (FG) circuit diagram . . . . .	24
13	2TX-1RX experimental equipment (FG) overall . . . . .	24
14	Picture of Inverter for 2TX-1RX WPT experiment . . . . .	25
15	Inverter Unit Circuit Diagram . . . . .	26
16	2TX-1RX experimental equipment (Inverter) Circuit Diagram . . . . .	27
17	2TX-1RX experimental result (using Function Generator) . . . . .	28
18	2TX-1RX experiment result (using Inverter) . . . . .	29
19	TX/RX coil picture . . . . .	35
20	Multiple TXs and RX Layout Condition . . . . .	35
21	Mutual Inductance Value . . . . .	36
22	Voltage/Current Amplitude, Power, Efficiency Changing( $X=0$ cm, fixed) . . . . .	37
23	Voltage/Current Amplitude, Power, Efficiency Changing(0.1 cm/step) . . . . .	38
24	Voltage/Current Amplitude, Power, Efficiency Changing(0.5 cm/step) . . . . .	39
25	1 row - 3 phase WPT system . . . . .	49

# 表 目 次

1	Global Classification of WPT . . . . .	5
2	Classification of Magnetic Type WPT . . . . .	6
3	WPT Standards . . . . .	9
4	Definition of Symbols . . . . .	13
5	Internal resistance and TX voltage value . . . . .	19
6	Mutual inductance value for 2TX-1RX calculation . . . . .	20
7	Equipment Name . . . . .	27
8	Circuit Constant Value . . . . .	27
9	2TX-1RX experiment inverter voltage (85 kHz) . . . . .	28
10	Mutual inductance value of 2TX-1RX experiment using inverter . . . . .	28
11	Condition of Numerical Verification of Multiple TX Single RX WPT System . . . . .	34

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 研究背景

#### 1.1.1 非接触給電について

非接触給電 (Wireless Power Transfer, WPT) は、送電装置と受電装置間で接点及び配線を不要とする技術で、従来配線が困難であった場面及び場所における給電手法として期待されている。

その応用例として、まず、置くだけで充電が可能なモバイル機器、水回りのような接点を用いることが困難な場所での利用を想定した電動歯ブラシの給電装置、ある程度の位置ずれがあっても給電及び通信を行うことが出来る、特に交通機関における電子運賃清算に用いられる RFID カード、といった、小型のものがある。

さらに、マサチューセッツ工科大学 (MIT) による磁界共振結合方式 [1] の発表以降、長伝送距離で位置ずれに強い [2] 非接触給電の方式が研究されていった。そして、駐車している間の充電、あるいは走行中の給電が可能な電気自動車 [3, 4] や電気鉄道 [5] といった大電力用途の利用も考えられている。

#### 1.1.2 電気自動車への非接触給電の利点

電気自動車の充電方法として、従来は系統間との変電装置から、ケーブル及びプラグを利用するものが用いられていた。しかし、充電するたびにわざわざプラグを接続する煩わしさ、接点が存在することによる、特に雨天時の短絡や感電の危険性が、利用者側にとっての負担となっていた。さらに、停車時のみ給電が可能であることから、混雑時は高速道路などにおいて、充電場所を待つための渋滞が発生しており、今後電気自動車の導入を増やしていく上で、さらに大きな問題となることが予想される。

ところで、電気鉄道においては、走行中の給電は、架線や第三軌条による饋電が既に行われている。しかし、電気自動車は車両ごとに高さの幅があり、横方向の位置ずれが大きく、さらに歩行者の存在や景観の問題から、それらのシステムを適用するのは現実的ではない。

そのため、電気自動車におけるこのような問題の解決策の一つとして、Fig. 1 のように、接点や配線を必要とせず、さらには移動しながらでも給電することが可能な、非接触給電方式が検討されてきた。



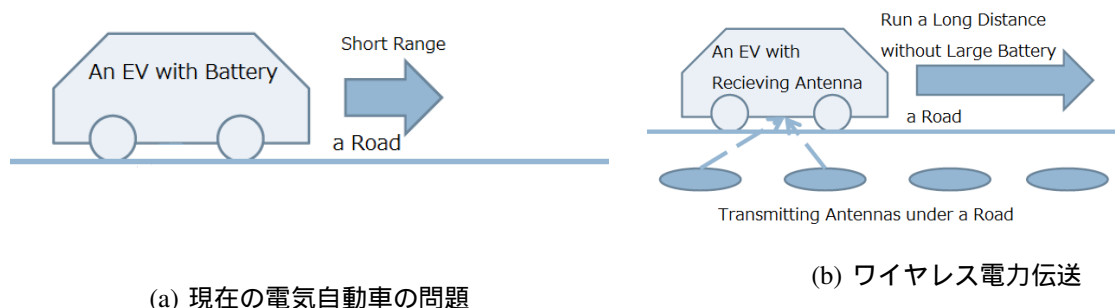


Fig. 1: 電気自動車へのワイヤレス電力伝送の利点

### 1.1.3 走行中給電における単一送電-受電方式の課題

走行中給電においては、従来から検討されているものとして、送電側は長縦方向距離として、そのいずれの場所でも高効率に必要な電力を給電するものがある。しかし、非接触給電では一般的に数 10 kHz–数 10 MHz の高周波を用いるため、交流電流の流れるコイルや配線は、不要な電磁界を最小限とするためには、最低限の長さとする方が望ましい。そのため、受電側がすぐ近くに存在する場所のみに高周波電流が流れる方が望ましい。

### 1.1.4 複数対複数 WPT についての先行研究

効率的な走行中給電へ向けた複数対 1 型 WPT、及びその他の複数対複数 WPT については様々な研究がおこなわれてきた。

#### 複数送電システム

文献 [6] では、複数送電コイルが存在する際の、最大伝送効率の導出法、及びそれを用いたいくつかのシステムにおける最大伝送効率の比較が述べられている。また、文献 [7] では、複数送電コイルが存在する際の最大伝送効率について、結合モード理論及び等価回路理論から導出が行われている。

#### 複数受電システム

文献 [9] では、複数の受電コイルを利用することにより、システム全体の伝送効率が上昇することが述べられている。また、文献 [8] では、複数受電システムにおいて、伝送効率を最大とするための負荷インピーダンスの条件について述べられている。

その他、複数受電システムの例として、負荷選択に関するものがある。文献 [11] では、複数負荷への給電において、給電先負荷の選択の最適化手法について述べられている。文献 [10] では、異なる共振周波数の受電コイルを利用し、周波数によって給電先を変える複数負荷のシステムについて述べられている。

#### 複数送受電システム及び送電コイル同士・受電コイル同士の間での干渉

文献 [12] では、並列に接続された複数送電及び複数受電システムにおいて、その複数存在する送電コイル同士の間、あるいは受電コイル同士の間での結合により、共振周波数が変化する特性を持つことが述

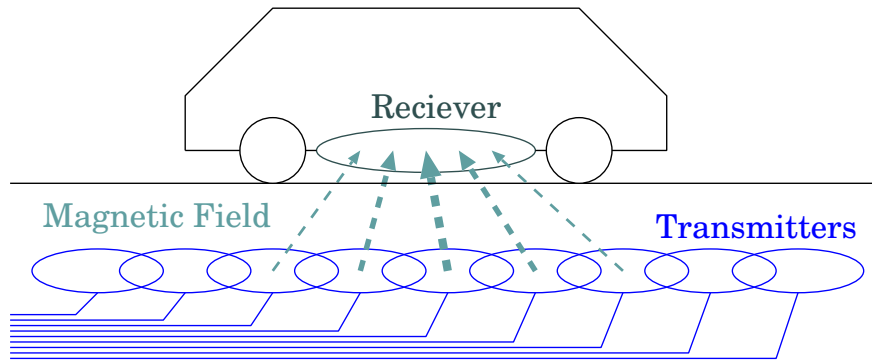


Fig. 2: Multiple Transmitter WPT Concept

べられている．その対策手法として，利用する周波数を少しずらすことが検討されている．文献 [13] では，複数の送電コイルや受電コイルを利用する際に発生する送電間や受電間のクロスカップリングの影響をなくすための手法について検討が行われている．

また，本研究の起点となった，複数送受電システムの一例として，3 相交流を利用した非接触給電システム [14] といった研究もある．

### 1.1.5 先行研究の課題

従来行われてきた研究は，基本的に送電側及び受電側が 1 つしか存在しないものとしておこなわれてきた．また，複数の送電側や受電側が存在するものについては，それがどのような 1 対 1 型のシステムに対応するのか，といった観点で論じられてはいなかった．そのため，1 対 1 型における様々な知見を複数対複数へ応用することが困難であった．

## 1.2 提案手法の概説

本研究においては，まず複数対複数型の非接触給電システムを，等価的に 1 対 1 型のシステムとみなすための手法として，等価的な負荷インピーダンス及び等価的な相互インダクタンスの概念を導入する．そして，そのシステムにおいて効率を最大とするための条件を述べる．

さらに，走行中給電への応用を考慮に入れ，Fig. 2 に示すような複数送電単一受電モデルにおける，効率を最大とするための，送電側の電圧電流情報を利用した，送電側電圧比制御手法を提案する．

## 1.3 本稿の構成

まず本章で序論を述べ，第 2 章で非接触給電の研究の一般的な説明を行う．第 3 章において，複数対複数型非接触給電システムの解析法及び効率最大化条件を述べる．第 4 章では，2 送電-1 受電モデルにおける諸特性に関する数値解析や実験結果を述べる．第 5 章では，走行中給電へ向けた複数送電-1 受電モデルにおける効率最大化のための制御法に関する理論及び数値解析の結果を述べる．第 6 章において，結論及び今後の展望を述べる．

## 第 2 章

# 非接触給電技術

### 2.1 本章の概要

本章では，非接触給電システムという概念のはじまり，及びその分類について述べていく．さらに，近年の交通システムへの応用の例や規格化についても述べる．

### 2.2 非接触給電の研究の歴史

#### 2.2.1 テスラの全世界への非接触給電の構想

非接触給電システムという概念の始まりは，エジソンの白熱電球の発明のあった 1900 年代初頭までさかのぼることとなる．この時代に交流送電を提案し，それを普及させようとした Nikola Tesla は，交流送電の延長として，無線で電力を送ることを提案した．1900 年に無線給電の実験のための “Wardenclyffe Tower” を建設し，特許を取得 [15] したが，経済的な問題から，実現には至らなかった．しかし，この無線で給電するというアイデアは，後に様々なアプリケーションの要求によって再び検討されることとなった．

#### 2.2.2 宇宙太陽光発電のマイクロ波送電

1960 年代に，天候の制約のない宇宙で太陽光発電を行い，それを地上へマイクロ波を用いて送電を行う，という検討が始まった．この過程において，GHz 帯を利用した近接/遠方両者に対応した電力伝送技術が発展していった [16] ．

#### 2.2.3 アメリカでの電気自動車への応用の構想

ところで，磁界を使って電気自動車へ給電を行うという検討も続けられた．その一例として，アメリカでは 1977 年に道路表面に埋め込んだ電源線から電気自動車への給電を行う，という特許 [17] が取得されている．しかしながら，正確な理由は不明だが，これも実用へは至らなかった．

Tab. 1: Global Classification of WPT

Name	Magnetic Type	Electric Type	Microwave Type	Laser Type
Using field to transfer energy	Magnetic field	Electric field	Electromagnetic Wave	Photon
Approval air-gap	1 cm–1 m	0.1 cm	> 1 km	> 1 km
Transferable power	–several 10 kW	–several kW	–several kW	–several kW
Transfer efficiency	50–90 %	20–90 %	–50 %	< 50 %

## 2.2.4 電磁誘導型非接触給電システムの発展

その後も伝送距離が数 cm クラスのものについては、様々な検討がされていった。その一例として、昭和飛行機工業と早稲田大学のチームによる電磁誘導式ワイヤレス給電システム [18] が研究されていた。

## 2.2.5 磁界共振結合方式の登場

2007 年に MIT より磁界共振結合方式が発表され、数 m クラスの給電が磁界を利用したものでも可能であることが知られることとなった [1]。すると、それまでの数 cm オーダーの給電から、数 10cm オーダーのものも検討することが可能となったことにより、走行中給電への応用の可能性も検討されるようになった。

## 2.3 非接触給電の種類とその研究例

非接触給電 (Wireless Power Trasfer) を「金属やそのほか電氣的接点の接触なく (Wireless, Contactless)」、すなわち電子などの物質の移動を伴わず「電力、またはエネルギーを伝送 (Power Transfer)」する技術として定義する。すると、その電力やエネルギーを伝送するために利用する場の種類により、まず近傍界の電磁界を利用する「磁界型」「電界型」、遠方界の電磁界を利用する「電磁波型 (マイクロ波型)」、光を利用する「レーザー型」などに分類される [19]。さらに視野を広げれば、太陽から地球の植物や大気及び海洋などへの光や熱エネルギーの伝送も、広義の非接触給電と言え、WPT の応用のエネルギーハーベスティングの概念は、それを生活空間と小型デバイスに置き換えたものとも言える。利用する場合ごとの WPT の種類を Tab. 1 へ、さらにその中で磁界を用いるものについて、回路の種類別の分類を Tab. 2 へ示す。

### 2.3.1 磁界型 (近傍界)

非接触給電技術としては、もっとも古く、Tesla の時代から研究されていた技術である。初期はコイルのみを利用する方式であったが、コンデンサを入れることによる無効電力補償、あるいは共振状態とすることにより、さらなる効率向上が行われていった。Tab. 2 及び Fig. 3 に示す回路図のように、補償コンデンサの有無、及びその入れ方により、さらに区別を行っていく。

Tab. 2: Classification of Magnetic Type WPT

Name	Inductive (N/N)	Inductive (S/P)	Inductive (S/S) Magnetic Resonant Coupling
Compensation Capacitor (TX(primary)-side)	none	series	parallel
Compensation Capacitor (RX(secondary)-side)	none	series	series
Reactive Power on nominal operation	<i>exist</i>	none	none
Reactive Power on not nominal operation	exist	exist	none
Required coupling coefficient $k = \frac{L_m}{\sqrt{L_T L_R}}$	$> 0.99$	$> 0.5$	$> 0.05$
Approval air-gap	1 mm	20 cm	1 m
Robustness for mutual inductance changing	none	none	Robust

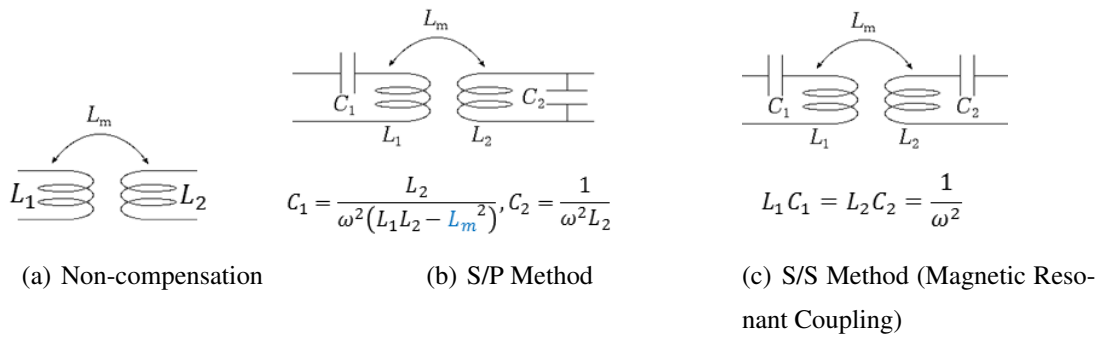


Fig. 3: Circuit Diagram of 3 Magnetic WPT Method

## コンデンサなし

初期のころから行われていた方式であり，変圧器そのものである．一次側と二次側の電圧電流の関係式，および伝送効率，内部抵抗（1 次側:  $R_T$ , 2 次側:  $R_R$ ）を考慮に入れると，式 (2-1)–(2-4) で表される．インダクタンスが十分大きく，結合係数がほぼ 1 となる場合，すなわち  $L_m^2 \approx L_R L_T \gg R_L, R_R, R_T$  の場合にのみ，高い電力伝送効率を得ることが可能である．一方で，結合係数が低下すると，急激に効率の低下，及び無効電力の増加が発生する．そのため，高い結合係数が必要で，かつ変化しないことが要求されることから，鉄損が生じることになるとしても，鉄心を用いる必要がある．

$$\frac{V_T}{I_T} = \frac{\omega^2 L_m^2 (R_L + R_R)}{(R_L + R_R)^2 + \omega^2 L_R^2} + R_T - j \frac{\omega^3 L_R (L_T L_R - L_m^2)}{(R_L + R_R)^2 + \omega^2 L_R^2} \approx \frac{L_m^2}{L_R^2} R_L \quad (2-1)$$

$$\frac{V_R}{I_T} = \frac{\omega^2 L_m L_R R_L + j \omega L_m R_L (R_L + R_R)}{(R_L + R_R)^2 + \omega^2 L_R^2} \approx \frac{L_m}{L_R} R_L \quad (2-2)$$

$$\frac{I_R}{I_T} = \frac{\omega^2 L_m L_R + j \omega L_m (R_L + R_R)}{(R_L + R_R)^2 + \omega^2 L_R^2} \approx \frac{L_m}{L_R} \quad (2-3)$$

$$\eta = \frac{V_R I_R^*}{V_T I_T^*} = \frac{1}{1 + \frac{R_R \omega^2 L_m + \omega^2 R_T L_R^2 + R_T (R_L + R_R)^2}{\omega^2 L_m^2 R_L}} \quad (2-4)$$

## コンデンサあり (S/P)

磁界共振結合方式が登場する前は主流の方式であった．一次側に直列に，二次側に並列にコンデンサを入れることで無効電力の補償を行うことにより，伝送効率改善及び伝送電力の増加を図っている．なお，一次側・二次側電圧の関係は，内部抵抗値が無視できる場合は，コンデンサがない場合と同様の式となる．

ただし，式 (2-5) に示すように，補償に用いるコンデンサの容量がある動作点の相互インダクタンスの値によって決まる．そのため，ある動作点から相互インダクタンスがずれてしまうと，無効電力の発生，効率の低下が発生してしまう．また，相互インダクタンスが低すぎる ( $k < 0.1$ ) 場合，コイルの内部抵抗の影響が無視できなくなり，伝送可能な電力や効率も低下してしまう．そのため，静止時の，短距離（～10 cm）の伝送の場合や，走行中でも相互インダクタンス変動が十分小さい形状においてのみ，研究がおこなわれてきた．

$$C_T = \frac{L_R}{\omega^2 (L_T L_R - L_m^2)}, C_R = \frac{1}{\omega^2 L_R} \quad (2-5)$$

## コンデンサあり (S/S)，磁界共振結合

MIT による磁界共振結合方式が発表されて以降，従来の S/P 方式に代わって，現在に至るまで主流となっている方式である．一次側，二次側の両者に直列にコンデンサを入れ，共振状態とすることにより，無効電力の補償及び伝送効率の改善が行われている．相互インダクタンスの値はこれらのコンデンサの値に影響しないため，相互インダクタンス変動時もそのほかの回路の素子値がそのままでも，効率を維持することが可能である．さらに，低い相互インダクタンス時の伝送効率低下や，伝送可能電力の低下も小さい．

そのため，現在は中距離（数 10 cm クラス）の走行中給電の方式として主流に研究がすすめられている．

### 2.3.2 電界型(近傍界)

磁界を用いるもののみでなく，電界を用いるものについても研究がすすめられている [20]．

この方式では，地中の導電体の網と，タイヤの中にあるスチールベルトによって構成される極板間をコンデンサとして用いて電力の伝送を行っている．誘電体として作用する舗装とタイヤの間の隙間が十分小さい場合，高効率に給電が可能である．コイルの設置よりも敷設コストは小さいが，一方で電源の周波数が MHz 帯以上であることが必要など，課題もある．

### 2.3.3 マイクロ波(遠方界)

電磁波を利用するものとして，マイクロ波方式も，1960 年代から研究がすすめられていた．宇宙太陽光発電の送電手段として始まり，さらに電気自動車への給電などといった研究もおこなわれている．

## 2.4 近年の非接触給電の交通システムへの応用研究例

近年，WPT を交通システムへ応用しようという研究事例が，国際的に多く存在し，規格化がすすめられ，さらに政策として主要道路に敷設しようとする計画もある．本節では，その一部を紹介する．

### 2.4.1 韓国における KAIST の電気自動車への応用例

韓国では，Korea Advanced Institute of Science and Technology(KAIST) 電気自動車への応用の研究がおこなわれている [21]．地中に埋め込んだ電源線を利用して磁界を発生させ，それを車上コイルと鎖交させることにより給電を行うシステムである．周囲に十分なシールドや遮蔽構造を設けることにより，電磁界強度を防護指針の値などよりも低いものとすることによって，公共の場への設置を可能とした．その設置のデモンストレーションが 2012 年に行われるなど，実用へ向けた研究が進んでいる．

### 2.4.2 規格化

電気自動車の弱点である，充電の煩わしさや感電の危険性といった問題を克服するため，充電をより行いやすくする方式として，非接触給電技術の規格化がおこなわれてきた [22]．電気自動車向け非接触給電技術の代表的なものを Tab. 3 へ示す．

この中で，特に電気自動車関連で近年検討が進められているものについて，簡単に紹介する．

SAE J2954 は電気自動車向けの静止時非接触給電の規格で，1) 異物検知，磁界強度，バッテリー容量，温度環境，電氣的衝撃への安全性，2) 充電の種類，通信，他機種間での互換性，充電位置などの互換性などについて定めている．検討されている電力のクラスとして，WPT1: 3.7kW, WPT2: 7.7kW, WPT3: 22kW, WPT4: 200 kW が検討されている [23]．

BWF の規格では，利用シーン 1) 家庭における近接 WPT，利用シーン 2) 50W 未満，数 m クラスの WPT，利用シーン 3) 最大数 kW, 数 10cm クラスの WPT，利用シーン 4) 最大数 10 kW，30 cm クラスの WPT，利用シーン 5) マイクロ波があり，特に 3 および 4 が小型～普通自動車への WPT として利用され

Tab. 3: WPT Standards

Standard Code	Title	Publish Date
ISO 19363	Electrically propelled road vehicles – Magnetic field wireless power transfer – Safety and interoperability requirements	WIP
IEC 61980-1	Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 1: General requirements	2015-07-24
ISO/IEC 15118-1:2013	Road vehicles    Vehicle to grid communication interface Part 1: General information and use-case definition	2013
SAE J2954	Wireless Charging of Electric and Plug-in Hybrid Vehicles	WIP
SAE 2836/6	Use Cases for Wireless Charging Communication for Plug-in Electric Vehicles	2013-5-3
SAE J2931/6	Signaling Communication for Wirelessly Charged Electric Vehicles	2015-8-27
SAE J1773	SAE Electric Vehicle Inductively Coupled Charging	2014-6-5
UL 2750	Connecting to Electric Vehicle Infrastructure	2013
BWF (Japan)	Guidelines for the use of wireless power transmission/transfer technologies	2013

abbreviation meanings:

ISO: The International Organization for Standardization

IEC: The International Electrotechnical Commission

SAE: Society of Automotive Engineers

UL: Underwriters Laboratories

BWF: Broadband Wireless Forum

WIP: works in progress

るものとして考慮されている [24]。なお，現状では 50W 未満のものにのみ規定があり，大電力用については検討中の段階である。

### 2.4.3 英国の道路への敷設計画

英国では，国策として主要道路への敷設を行う計画が，2015 年 8 月に発表された [25]。磁界共振結合方式を用いて，地中に埋め込んだコイルより 20 cm 程度の電力伝送を行うことで，航続距離の大幅な延長を図っている。

## 2.5 本章のまとめ

本章では，非接触給電システムの技術面の歴史，及びその交通システムへの応用例などを紹介した。静止時の給電については規格化などが進む一方，走行中給電についてはまだ規格化は進んではいない状態ではあるが，各国で実用化へ向けた研究や導入の動きがあることを述べた。



## 第 3 章

# 複数送電-複数受電システムの解析法

### 3.1 単一送電-単一受電非接触給電

#### 3.1.1 伝送効率最大条件

Fig. 4 の等価回路の元で，単一送電-単一受電型の非接触給電を考える．文献 [19] より，電圧比  $V_R/V_T$ ，電流比  $I_R/I_T$ ，伝送効率  $\eta$ ，電源からみたインピーダンス  $Z_T$  は，式 (3-1)–(3-4) のように表される．なお，式中の各変数・定数は，Tab. 4 に基づき，簡略化のため，以降，送電側を TX，受電側を RX と表記する．

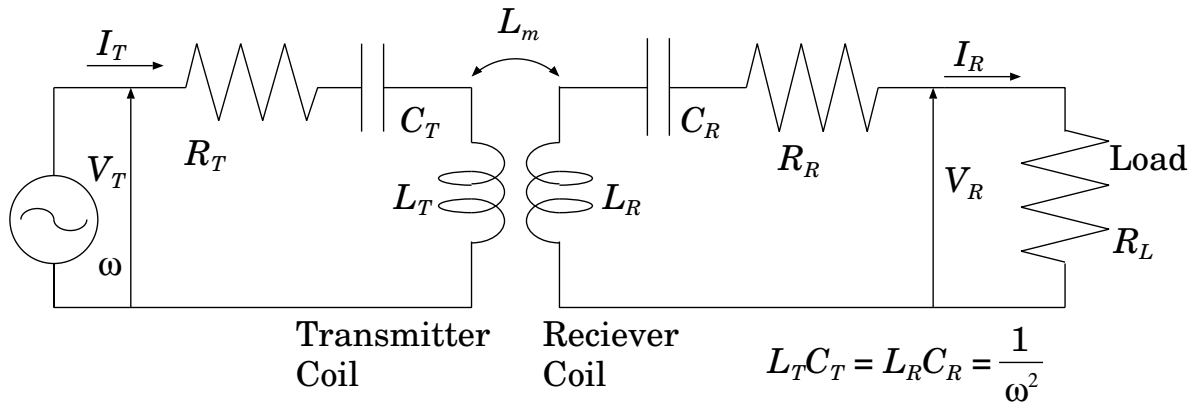


Fig. 4: WPT circuit diagram

$$\frac{V_R}{V_T} = \frac{j\omega L_m R_L}{R_L (R_R + R_L) + \omega^2 L_m^2} \quad (3-1)$$

$$\frac{I_R}{I_T} = \frac{j\omega L_m}{R_R + R_L} \quad (3-2)$$

$$\eta = \frac{R_L \omega^2 L_m^2}{(R_T (R_R + R_L) + \omega^2 L_m^2) (R_R + R_L)} \quad (3-3)$$

$$Z_T = \frac{V_1}{I_1} = R_T + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_R + R_L} \quad (3-4)$$

$$R_{L,\eta\max} = \sqrt{\frac{R_R}{R_T} \omega^2 L_m^2 + R_R^2} \quad (3-5)$$

### 3.1.2 磁界共振結合方式の諸特性

単一送電-単一受電型の磁界共振結合方式にみられる諸特性について説明する。

電源から見たインピーダンスに着目すると、一次側及び二次側の抵抗が無視できる場合、負荷インピーダンスに対して反比例的な特性がある。また相互インダクタンスの増加により電源から見たインピーダンスは上昇するが、これは結合が強い場合において、電源側において電流が流れにくくなる事を示す。特に、相互インダクタンスが低い領域や、無負荷時においては、電源側から見た場合低インピーダンスとなり、定電圧動作では電流が大きくなり、電源側において過電流となりうる。

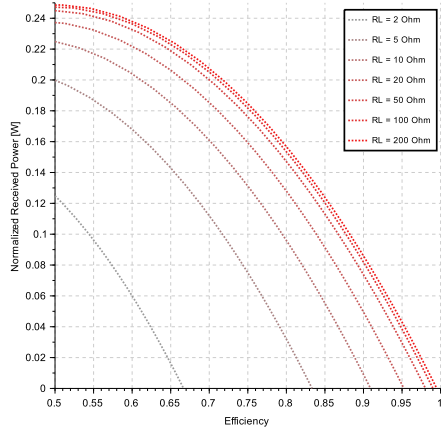
さらに、設計上重要な要素となる、ある送電側電圧時の受電電力と効率の関係について、Fig. 5 へ示す。なお、Tab. 4 の条件の元、計算を行っている。

まず、負荷抵抗値  $R_L$  によって伝送効率は変動するが、式 (3-5) に示す負荷抵抗値となる場合、最大伝送効率となる。負荷抵抗値が変わらない条件においては、相互インダクタンスが増加すると、伝送効率は上昇するが受電電力が低下する。また、負荷抵抗値が変わると、ある抵抗値  $R_{L,\eta\max}$  時に最大効率となり、それより低い抵抗値では受電電力が効率とともに低下、高い抵抗値では受電電力が上昇するが効率が低下、となる。そして、相互インダクタンス増加時において、抵抗値を少し高くすることにより、同一効率でより大きな電力、あるいはより高効率に同じ電力を伝送することが可能となる。

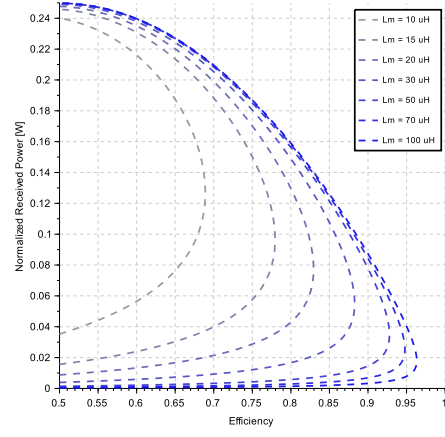
## 3.2 複数送電-複数受電型における定性的な議論

複数送電-複数受電型の非接触給電の等価回路は、送電コイル同士、あるいは受電コイル同士の結合が無視できる場合、Fig. 6 のように表される。なお、結合はすべての送受電コイル間で一定ではなく、ある送電コイルは受電コイルと強く結合しているが、他のコイルは弱く結合している、といった状態も存在する。ここで、結合が弱いコイルにおいては、単一送電-単一受電型の場合と同様に、過電流となる。

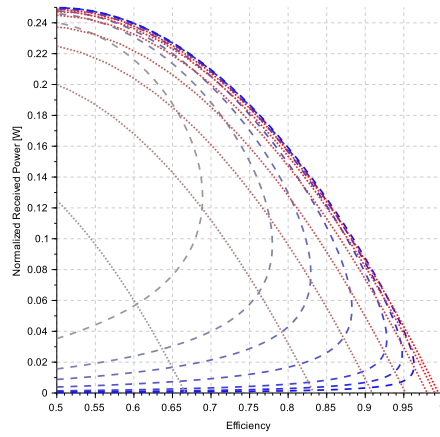
また、結合が強いコイルは、単一送電-単一受電の場合と同様に、電流が流れにくくなる、すなわち電力伝送が行いにくくなるのみでなく、その送電コイルへ、他の送電コイルから、受信コイルを経由した電力伝送として、電力の逆流が発生しうる。なぜならば、その送電コイルのみを利用する場合に、受電側電流によって送電側コイルへ発生する電圧が高いため電流が流れにくい状態であったものが、さらに他の送信コイルによって生じた受信側電圧電流の上昇による、結合の強いコイルにおける電圧上昇が発生しうるためである。



(a)  $R_L$ -sweeping



(b)  $L_m$ -sweeping



(c) Overlapped

Fig. 5: MRC-WPT(1TX-1RX) characteristics by sweeping  $R_L$  and  $L_m$

Tab. 4: Definition of Symbols

Symbol	Definition	Value	unit
$V_R$	RX voltage		V
$V_T$	TX voltage		V
$I_R$	RX current		A
$I_T$	TX current		A
$R_L$	Load resistance		$\Omega$
$R_R$	RX resistance	1	$\Omega$
$R_T$	TX resistance	1	$\Omega$
$f$	Power source(PS) frequency	85	kHz
$\omega$	PS angular frequency	$2\pi f$	rad/s
$L_R$	RX inductance		H
$L_T$	TX inductance		H
$L_m$	Mutual inductance between TX and RX		H
$C_R$	RX resonant capacitor	$\frac{1}{\omega^2 L_R}$	F
$C_T$	TX resonant capacitor	$\frac{1}{\omega^2 L_T}$	F

従って、送電側を複数使う場合は、結合が強いコイルの電圧を上げ、電力の逆流を防ぐこと、及び弱いコイルの電圧を下げ、過電流を防ぐ必要がある。

複数受電型についても、その負荷インピーダンス値によって、電力の分配や効率が変動しうる。

よって、複数受電-複数送電型 WPT システムでは、送電側電圧比や受電側負荷インピーダンスといった要素も考慮に入れる必要がある。

### 3.3 複数送電-複数受電モデルの理論解析

#### 3.3.1 複数送電-複数受電モデルの回路図と回路方程式

まず、送電間同士のクロスカップリングについては、送受電間の結合に比べて無視できる程度に小さいとする。この近似は、送電側コイルの配置や、クロスカップリングキャンセル法 [13] などにより実現可能である。

この場合、式 (3-6)–(3-8) の回路方程式となる。なお、 $V_T$ ,  $I_T$ ,  $L_m$  は、式 (3-9)–(3-13) のように、送電

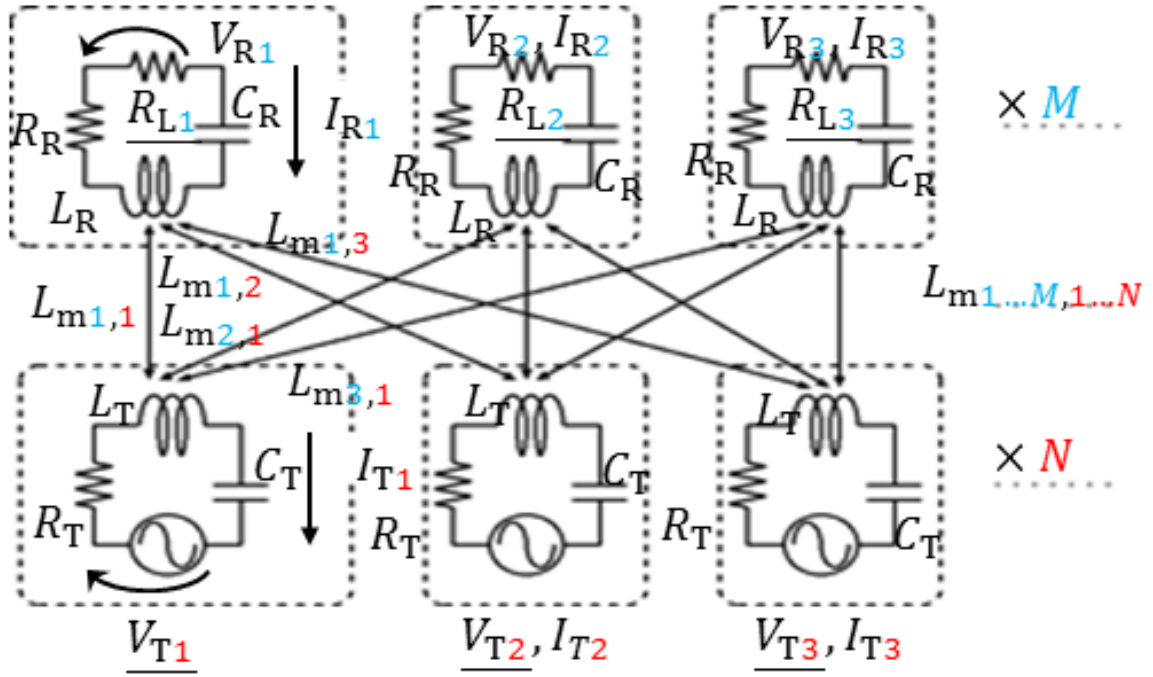


Fig. 6: Multiple Transmitter/Receiver WPT circuit diagram

側電圧電流，相互インダクタンスによるベクトルまたは行列とする．

$$\mathbf{V}_T = \mathbf{R}_T \mathbf{I}_T - j\omega \mathbf{L}_m^T \mathbf{I}_R \quad (3-6)$$

$$\mathbf{V}_R = j\omega \mathbf{L}_m \mathbf{I}_T - \mathbf{R}_R \mathbf{I}_R \quad (3-7)$$

$$\mathbf{V}_R = \text{diag} (R_{L1}, R_{L2}, \dots, R_{LM}) \mathbf{I}_R \quad (3-8)$$

$$\mathbf{V}_T = (V_{T1}, V_{T2}, \dots, V_{TN})^T \quad (3-9)$$

$$\mathbf{I}_T = (I_{T1}, I_{T2}, \dots, I_{TN})^T \quad (3-10)$$

$$\mathbf{V}_R = (V_{R1}, V_{R2}, \dots, V_{RM})^T \quad (3-11)$$

$$\mathbf{I}_R = (I_{R1}, I_{R2}, \dots, I_{RM})^T \quad (3-12)$$

$$\mathbf{L}_m = \begin{pmatrix} L_{m1,1} & L_{m2,2} & \cdots & L_{m1,N} \\ L_{m2,1} & L_{m2,2} & \cdots & L_{m2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{mM,1} & L_{mM,2} & \cdots & L_{mM,N} \end{pmatrix} \quad (3-13)$$

これを， $\mathbf{V}_T, \mathbf{V}_R, \mathbf{I}_R$  を， $\mathbf{I}_T$  のみで表すと，式 (3-14)–(3-16) を得る．これらより，式 (3-17) を利用し

て，伝送効率を計算することが可能である．

$$\mathbf{V}_T = \left( R_T \mathbf{E}_N + \omega^2 \mathbf{L}_m^T \text{diag} \left( \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_R}, \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_R}, \dots, \frac{R_{LM}}{R_{LM} + R_R} \right) \mathbf{L}_m \right) \mathbf{I}_T \quad (3-14)$$

$$\mathbf{V}_R = j\omega \text{diag} \left( \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_R}, \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_R}, \dots, \frac{R_{LN}}{R_{LN} + R_R} \right) \mathbf{L}_m \mathbf{I}_T \quad (3-15)$$

$$\mathbf{I}_R = j\omega \text{diag} \left( \frac{1}{R_{L1} + R_R}, \frac{1}{R_{L2} + R_R}, \dots, \frac{1}{R_{LN} + R_R} \right) \mathbf{L}_m \mathbf{I}_T \quad (3-16)$$

$$\eta = \frac{\mathbf{I}_R^T \mathbf{V}_R}{\mathbf{I}_T^T \mathbf{V}_T} \quad (3-17)$$

### 3.3.2 伝送効率の式と単一送電-単一受電モデルへの変換式

式 (3-18)–(3-19) に示す等価的な相互インダクタンス二乗値  $\widetilde{L_m^2}$  及び等価的な負荷インピーダンス  $\widetilde{R_L}$  を利用すると，式 (3-20) のように，伝送効率は単一送電-単一受電の場合と同様の形の式となる．なお，送電側電圧比ベクトル  $\mathbf{a}$ ，電流比ベクトル  $\mathbf{b}$ ，及び電流比ベクトルと相互インダクタンス行列の積  $\mathbf{c}$  について，式 (3-21)–(3-23) のように定義する．

$$\widetilde{R_L} = \frac{\mathbf{c}^T \text{diag} \left( \frac{R_{L1}}{(R_{L1} + R_R)^2}, \frac{R_{L2}}{(R_{L2} + R_R)^2}, \dots, \frac{R_{LM}}{(R_{LM} + R_R)^2} \right) \mathbf{c}^*}{\mathbf{c}^T \text{diag} \left( \frac{1}{(R_{L1} + R_R)^2}, \frac{1}{(R_{L2} + R_R)^2}, \dots, \frac{1}{(R_{LM} + R_R)^2} \right) \mathbf{c}^*} \quad (3-18)$$

$$\widetilde{L_m^2} = \frac{\left( \mathbf{c}^T \text{diag} \left( \frac{1}{R_{L1} + R_R}, \frac{1}{R_{L2} + R_R}, \dots, \frac{1}{R_{LM} + R_R} \right) \mathbf{c}^* \right)^2}{\mathbf{c}^T \text{diag} \left( \frac{1}{(R_{L1} + R_R)^2}, \frac{1}{(R_{L2} + R_R)^2}, \dots, \frac{1}{(R_{LM} + R_R)^2} \right) \mathbf{c}^*} \quad (3-19)$$

$$\eta = \frac{R_L \omega^2 \widetilde{L_m^2}}{\left( R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \widetilde{L_m^2} \right) (R_R + R_L)} \quad (3-20)$$

$$\mathbf{a} = \frac{1}{|\mathbf{V}_T|} \mathbf{V}_T \quad (3-21)$$

$$\mathbf{b} = \frac{1}{|\mathbf{I}_T|} \mathbf{I}_T \quad (3-22)$$

$$\mathbf{c} = \mathbf{L}_m \mathbf{b} = (c_1, c_2, \dots, c_M)^T \quad (3-23)$$

この変数変換により，複数送電-複数受電の場合も，単一送電-単一受電の場合と同様の議論をすることが可能となる．たとえば，式 (3-24) のように，単一送電-単一受電の場合と同様に，ある最適な等価的な負荷インピーダンス時に伝送効率は最大となる．また，偏微分が式 (3-25) のようになることから，等価的な相互インダクタンス二乗値に対して伝送効率は単調増加となる．すなわち，等価的な相互インダクタンス二乗値を最大化することが，効率最大化において必要である．

$$\widetilde{R_L} = \sqrt{\frac{R_R}{R_T} \omega^2 \widetilde{L_m^2} + R_R^2} \quad (3-24)$$

$$\frac{\partial \eta}{\partial \widetilde{L_m^2}} > 0 \quad (3-25)$$

### 3.4 伝送効率最大化条件

#### 3.4.1 負荷抵抗値に求められる条件

伝送効率を最大化するためには，先述の通り，等価的な相互インダクタンス二乗値を最大化すればよい．ここで，式 (3-19) を負荷抵抗値  $R_{L1}, R_{L2}, \dots, R_{LM}$  で偏微分を行うと，(3-26) を得る．なお，式中の  $A, B$  は式 (3-27)–(3-28) に示すものとする．

$$\widetilde{L_m^2} = \frac{B^2}{A} \quad \frac{\partial \widetilde{L_m^2}}{\partial R_{Li}} = \frac{\partial}{\partial R_{Li}} \frac{B^2}{A} = \frac{2ABc_i^2}{A^2(R_{Li} + R_R)^2} \left( \frac{B}{A} - R_R - R_{Li} \right) \quad (3-26)$$

$$A = \mathbf{c}^T \text{diag} \left( \frac{1}{(R_{L1} + R_R)^2}, \frac{1}{(R_{L2} + R_R)^2}, \dots, \frac{1}{(R_{LM} + R_R)^2} \right) \mathbf{c}^* \quad (3-27)$$

$$B = \mathbf{c}^T \text{diag} \left( \frac{1}{R_{L1} + R_R}, \frac{1}{R_{L2} + R_R}, \dots, \frac{1}{R_{LM} + R_R} \right) \mathbf{c}^* \quad (3-28)$$

従って， $\widetilde{L_m^2}$  は， $R_{Li} < \frac{B}{A} - R_R$  では増加， $R_{Li} > \frac{B}{A} - R_R$  では減少となるため， $\widetilde{L_m^2}$  最大化条件は，式 (3-29) となり，すべての負荷抵抗値が一致する場合に最大効率となる．

$$R_{L1} = R_{L2} = \dots = R_{LM} = R_{L0} = \frac{B}{A} - R_R \quad (3-29)$$

#### 3.4.2 最大効率のために必要な送電側電圧比の条件

式 (3-29) のすべての負荷抵抗値が等しい，という条件を入れると，等価的な相互インダクタンス値及び等価的な負荷抵抗値は式 (3-30)–(3-31) となる．

$$\widetilde{L_m^2} = \mathbf{b}^T \mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \mathbf{b}^* \quad (3-30)$$

$$\widetilde{R_L} = R_{L0} \quad (3-31)$$

ここで，等価的な相互インダクタンス二乗値を最大化する条件は， $\mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m (N \times N)$  の固有値・固有ベクトルに着目することでわかる．すなわち，式 (3-32) に示す固有値  $l_i^2$ ・固有ベクトル  $\mathbf{v}_i$  を用いて，式 (3-34) のように電流比ベクトル  $\mathbf{b}$  を分解すると，式 (3-35) のように，等価的な相互インダクタンス二乗値は固有値  $l_i^2$  及び，電流比ベクトルの固有ベクトル  $\mathbf{v}_i$  に対応する成分の和として表される．なお，固有ベクトルは単位ベクトル，及び互いに直交するものを選ぶ．

従って，式 (3-36)–(3-38) のように，電流比ベクトルが， $\mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m$  の最大となる固有値を持つ固有ベクトルと平行となる場合に，等価的な相互インダクタンス二乗値は最大となる．

$$\mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \mathbf{v}_i = l_i^2 \mathbf{v}_i \quad (l_i^2 : \text{scalar}) \quad (3-32)$$

$$|\mathbf{v}_i| = 1 \quad (3-33)$$

$$\mathbf{b} = b_1 \mathbf{v}_1 + b_2 \mathbf{v}_2 + \dots + b_N \mathbf{v}_N \quad (3-34)$$

$$\widetilde{L_m^2} = \sum b_i^2 l_i^2 \quad (3-35)$$

$$\mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \mathbf{v}_0 = l_0^2 \mathbf{v}_0, l_0^2 = \max (l_i^2) \quad (3-36)$$

$$\mathbf{b} \parallel \mathbf{v}_0 \quad (3-37)$$

$$\max \left( \widetilde{L_m^2} \right) = l_0^2 \quad (3-38)$$

さらにこの場合，式 (3-14) より，式 (3-39) のように，送電側電圧ベクトル  $\mathbf{V}_T$  が相互インダクタンス比  $\mathbf{L}_m$  と平行となり，式 (3-41) のように送電側の電圧比が電流比と一致する．

$$\mathbf{V}_T = \left( R_T \mathbf{E}_N + \omega^2 \mathbf{L}_m^T \text{diag} \left( \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_R}, \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_R}, \dots, \frac{R_{LM}}{R_{LM} + R_R} \right) \mathbf{L}_m \right) |I_T| \mathbf{b} \quad (3-39)$$

$$= |I_T| \left( R_T + \omega^2 l_0^2 \frac{R_{L0}}{R_{L0} + R_R} \right) \mathbf{b} \parallel \mathbf{b} \quad (3-40)$$

$$\mathbf{a} = \frac{1}{|V_T|} V_T = \mathbf{b} = \frac{1}{|I_T|} I_T \quad (3-41)$$

### 3.4.3 最大効率のための負荷抵抗値

負荷抵抗値が同一であることが最大効率の条件のために必要であることは述べたが，さらにそのうえで満たすべき条件を考慮する．式 (3-24) を利用すれば，最大伝送効率の電圧比を与えているとき，すべての負荷抵抗値が式 (3-42) となるときの，最大伝送効率となる．

$$R_{L1} = R_{L2} = \dots = R_{LM} = R_{L0} = \sqrt{\frac{R_R}{R_T} \omega^2 l_0^2 + R_R^2} \quad (3-42)$$

## 3.5 本章のまとめ

本章では複数送電-複数受電型 WPT システムにおいて，伝送効率を最大化する条件を述べた．送電コイル同士，あるいは受電コイル同士の干渉を無視できるシステムにおいては，以下の 2 点が伝送効率最大化条件であることを導出した．

1. 負荷インピーダンスが一定値となり，単一送電-単一受電システムの場合と同様の式を利用することで求まる．ただし，相互インダクタンスの二乗として，相互インダクタンス行列とその転置の積より求まる行列の，最大となる固有値を適用する．
2. 相互インダクタンス行列とその転置の積より求まる行列の，最大の固有値を取る固有ベクトルと，送電コイルの電圧比が一致すること．

第 3 章において，これを具体的に 2 送電-1 受電システムへ導入した場合の特性を，第 4 章において，これを応用した，複数送電-単一受電システムの効率最大化制御手法を述べてく．



## 第 4 章

# 2送電-1受電モデルにおける諸特性の解析

### 4.1 2送電-1受電型 WPT

序論でも述べたように，走行中非接触給電システムにおいては，送電側を1つの大型のものだけにせず，複数のものへ分割するほうが望ましい．それは，送電側の分割，及び受電側がない領域にコイルを流れる電流，すなわち非接触給電に関わらない送電側のコイルに流れる電流を低減することにより，効率の向上が見込めるためである．そして，第3章でも述べたように，送電側の電圧比や負荷抵抗値によって，複数送電-複数受電システムの非接触給電の効率が大きく変化しうる．

そこで，本章では，その基本的な形態である，2送電-1受電システムにおける特性の解析を行い，第4章で出した理論と対応させながら検証を行っていく．

### 4.2 2送電-1受電モデルにおける効率最大化条件

前章で導出した最大効率条件を，2送電-1受電モデルに適用する．最大伝送効率となる電圧比の条件は，行列  $L_m^T L_m$  の最大となる固有値の固有ベクトル方向となることである．ここで， $L_m$  が1行N列であるため， $L_m^T L_m$  の rank は1，すなわち固有値が0でない固有ベクトルは1つしかない．さらに，この行列に左から  $L_m$  をかけると，式(4-1)より，元のベクトルが出てくるため，このベクトルは固有値に他ならない．

$$L_m (L_m^T L_m) = (L_m L_m^T) L_m = \left( \sum_{k=1}^{k=N} L_{m1,k}^2 \right) L_m \quad (4-1)$$

従って，2送電-1受電系において，最大伝送効率となる固有ベクトルは，相互インダクタンス比のベクトルとなる．すなわち，送電側の電圧比を相互インダクタンス比とすると，最大伝送効率となる．また，負荷抵抗値については，式(4-2)をみたす値の時，最大伝送効率となる．

$$R_{L,\eta\max} = \sqrt{\frac{R_R}{R_T} \omega^2 \sum_{k=1}^{k=N} L_{m1,k}^2 + R_R^2} \quad (4-2)$$

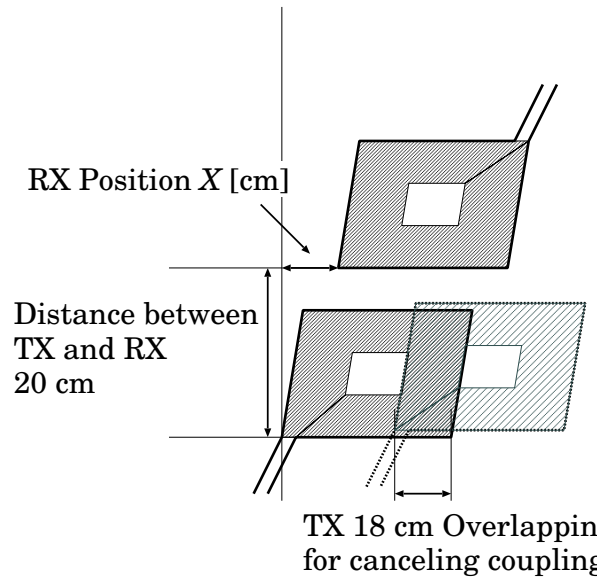


Fig. 7: TX and RX layout for 2TX-1RX model

Tab. 5: Internal resistance and TX voltage value

Symbol	Value	Unit
$R_T$	1	$\Omega$
$R_R$	1	$\Omega$
$V_{T1}$	1	V
$V_{T1}$	0.1 10	V

## 4.3 数値解析による検証

複数対 1 の諸特性の議論の一つとして、2 送電-1 受電モデルにおける特性を数値解析によって検証を行う。

### 4.3.1 数値解析の条件

数値解析の条件として、送電側・受電側の内部抵抗値及び送電側電源電圧の条件を Tab. 5 へ、使用した相互インダクタンス値を Tab. 6 へ示す。コイルの配置条件を Fig. 7 へ、回路図を Fig. 8 へ示す。

### 4.3.2 数値解析結果

数値解析の結果を Fig. 9 へ示す。Fig. 9 より、送電側電圧比が、負荷抵抗値よりも強く影響していた。すなわち、高い伝送効率を得るために最も重要な条件は、電圧比と相互インダクタンス比が一致するこ

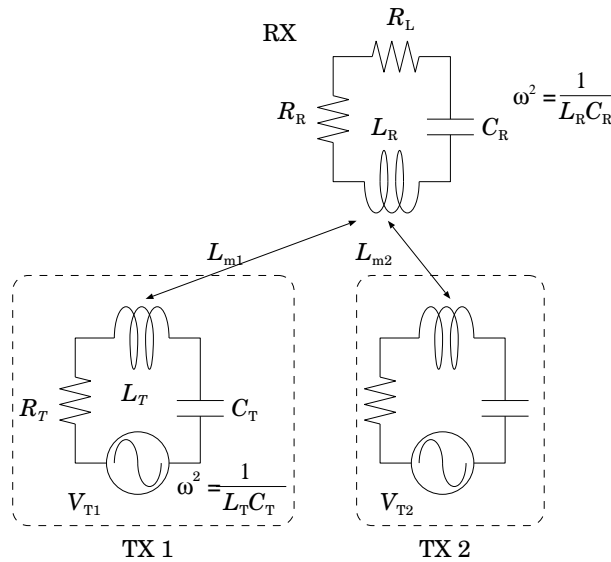


Fig. 8: Circuit Diagram for 2TX-1RX model

Tab. 6: Mutual inductance value for 2TX-1RX calculation

Position X [cm]	Condition	$L_{m1} [\mu H]$	$L_{m2} [\mu H]$	$R_L(L, \eta_{\max}) [\Omega]$
13.5	RX on the middle point of 2 TXs	75	75	57
27	RX on the TX2	20	120	65
20.25	Middle point of other 2 cases	48	98	58

とであった．また，負荷抵抗値を変動させた場合は， $R_L = R_L(L, \eta_{\max})$  付近で伝送効率が最大となった．

そして，伝送効率が最も高くなる，すなわち，電圧比と相互インダクタンス比が一致する場合に，負荷抵抗値を変えた場合の受電電力の変化を Fig. 10 へ示す．いずれの場合においても，負荷抵抗値を高くすると受電電力が大きくなる特性があった．実用上はこれより高い負荷抵抗値の領域で，電力と効率のトレードオフを考慮してシステムを設計することが望まれる．

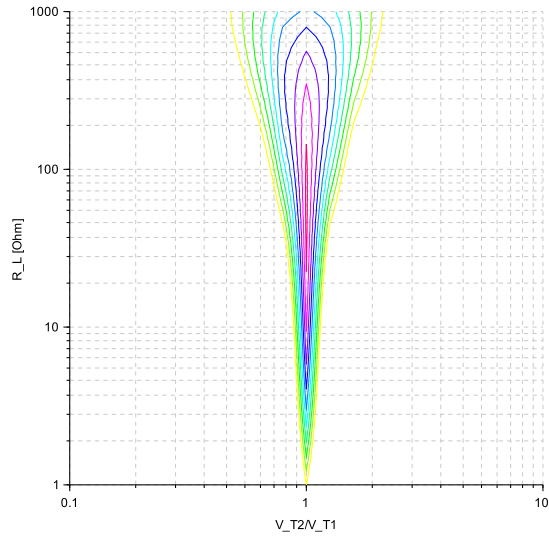
そして，このような負荷抵抗値による伝送効率と受電電力のトレードオフについては単一送電-単一受電型の場合と同様である．すなわち，送電側で電圧比を適切に設定する制御がなされていれば，伝送効率や受電電力の制御を目的とした負荷側の見かけの負荷抵抗値の制御法は，そのまま適用可能であると考えられる．

### 4.3.3 等価的な相互インダクタンス及び負荷抵抗値を利用した考察

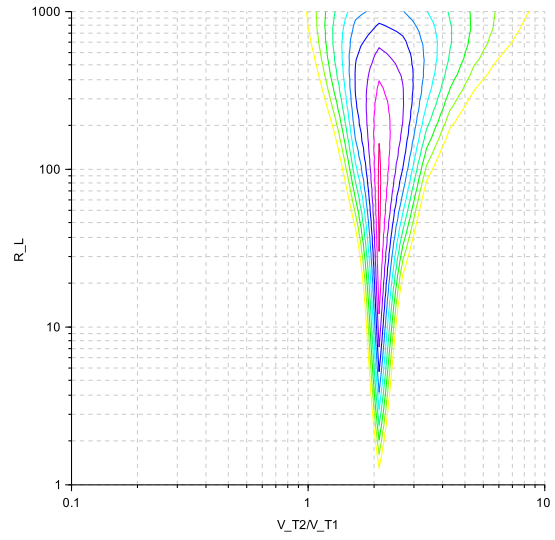
数値解析結果について，式 (1) を利用して導出した等価的な相互インダクタンス値を Fig. 11 へ示す．これは，複数送電-単一受電システムを 1 送電-1 受電システムとみなしたときの，回路に出てくる相互インダクタンスに対応する値である．例えば，受電側に相互インダクタンス推定法が存在する場合，この値が推定されることとなる．

いずれの結果も，電圧比が相互インダクタンス比へ近づくとときに高い等価的な相互インダクタンス値へ，はなれると低い等価的な相互インダクタンス値となる．特に，等価的な相互インダクタンス値は，電圧比の 10 % 程度のずれで，実現しうる最大値の 0.1 倍程度にまで低下しうる．

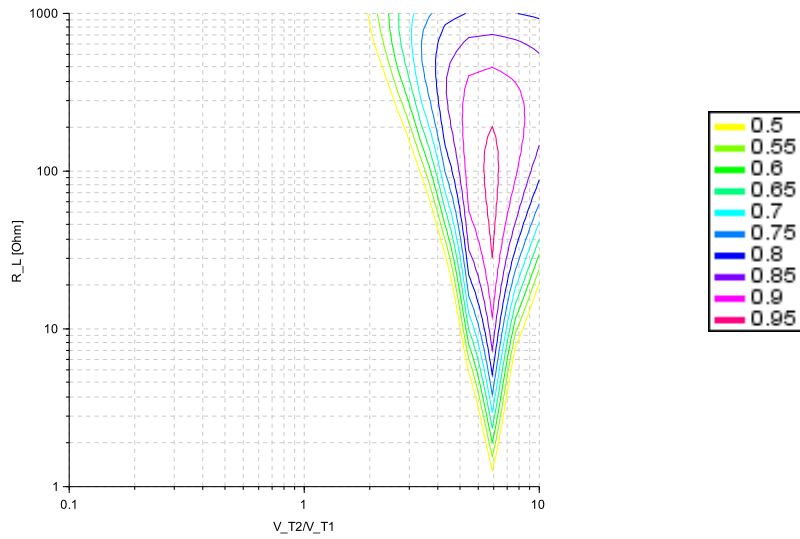
ただし，負荷インピーダンスがより高い場合は，等価的な相互インダクタンスの低下が比較的小さく



(a)  $X=13.5$  cm



(b)  $X=6.75$  cm



(c)  $X=0$  cm

Fig. 9: 2TX-1RX WPT calculation result

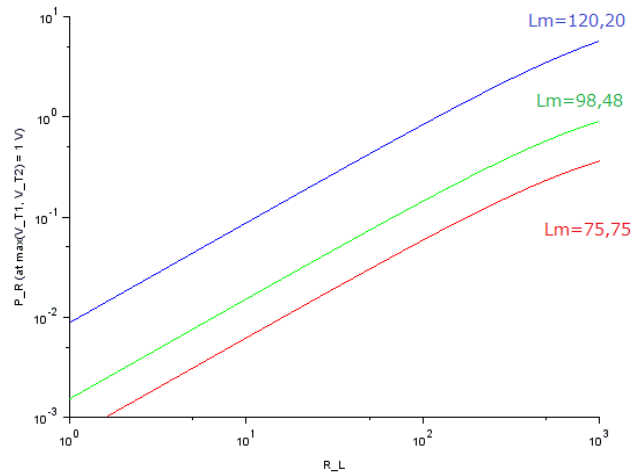


Fig. 10: 2TX-1RX calculation result (Power)

なる．これは，送電側から見た見かけのインピーダンス， $Z_{Tk} = V_{Tk}/I_{Tk}$  が小さくなるためとみられる．

## 4.4 実験による検証

### 4.4.1 実験条件

実験は，(1) FG 出力利用，(2) インバーター出力 のそれぞれについて行った．

#### FG 出力利用実験の条件

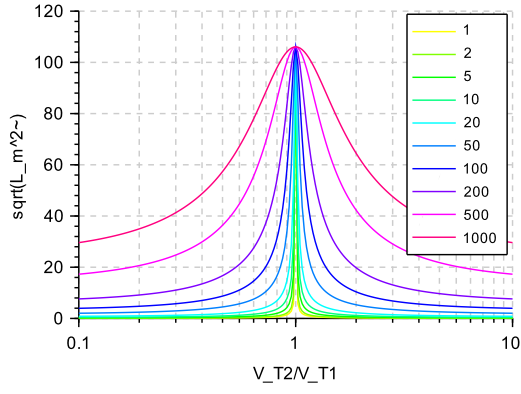
実験時の回路図を Fig. 12 へ，諸定数を Tab. 8 へ，実験機の全体の写真を Fig. 13 へ示す．その他機材類については Tab. 7 へ示す．

各送電側について，FG からの出力を入力電圧として与え，電流値はシャント抵抗の両端電圧より計測した．FG の内部インピーダンスが  $50\ \Omega$  程度であるため，電流値が数  $10\ \text{mA}$  程度となることから，シャント抵抗は  $10\ \Omega$  とした．受電電力については，受電側の両端の電圧値を計測し，受電側電圧値及び負荷抵抗値より計算を行った．

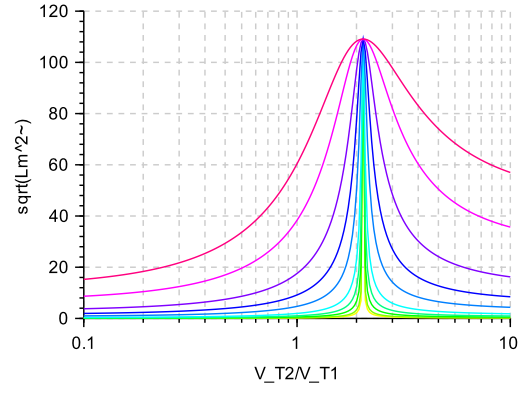
#### インバーター出力利用実験の条件

実験時の回路図を Fig. 16 へ，諸定数を Tab. 8 へ，コイル配置ごとの相互インダクタンス値を Tab. 10 へ，インバーターの写真を Fig. 14 へ示す．コイル及び共振コンデンサは FG 実験と同様のものを利用した．また，利用したインバーターの回路構成を Fig. 15 へ示す．インバーターでは，Tab. 9 へ示す送電側電圧値を適用した．

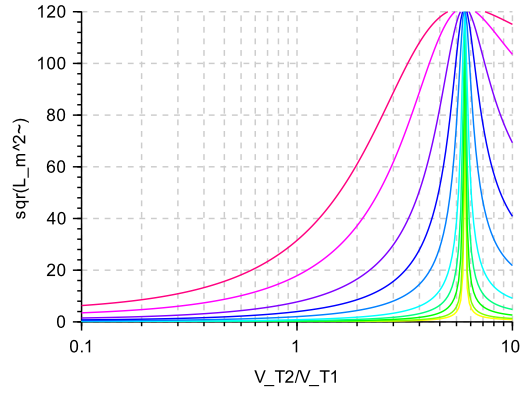
各送電側について，インバーターからの出力を入力電圧として与え，電流値は電流センサを利用して計測した．この計測された電流値，及び直流側電圧値より，送電電力値を計算を行った．受電側電力に



(a)  $X=13.5$  cm



(b)  $X=6.75$  cm



(c)  $X=0$  cm

Fig. 11: 2TX-1RX  $\sqrt{L_m^2}$  calculation result

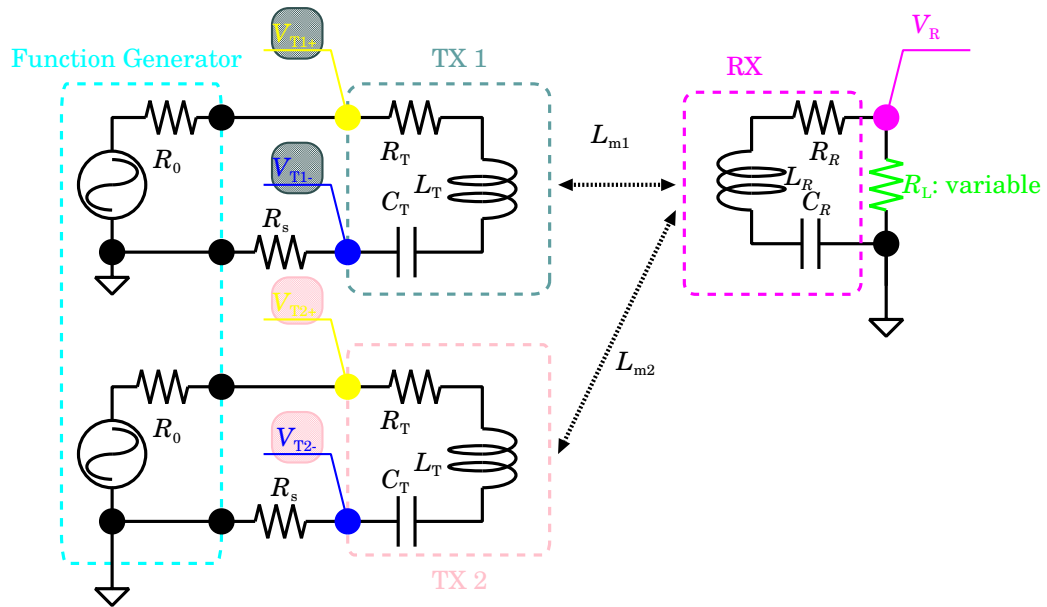


Fig. 12: 2TX-1RX experimental equipment (FG) circuit diagram

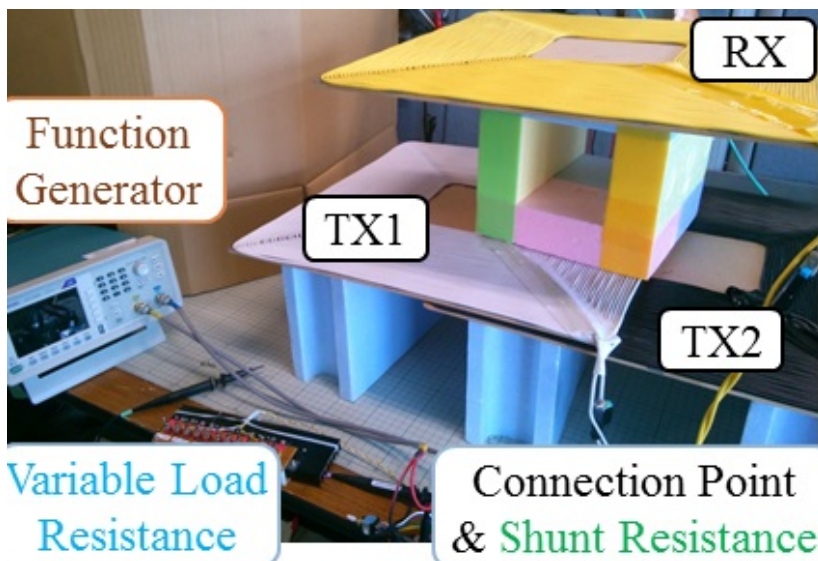


Fig. 13: 2TX-1RX experimental equipment (FG) overall



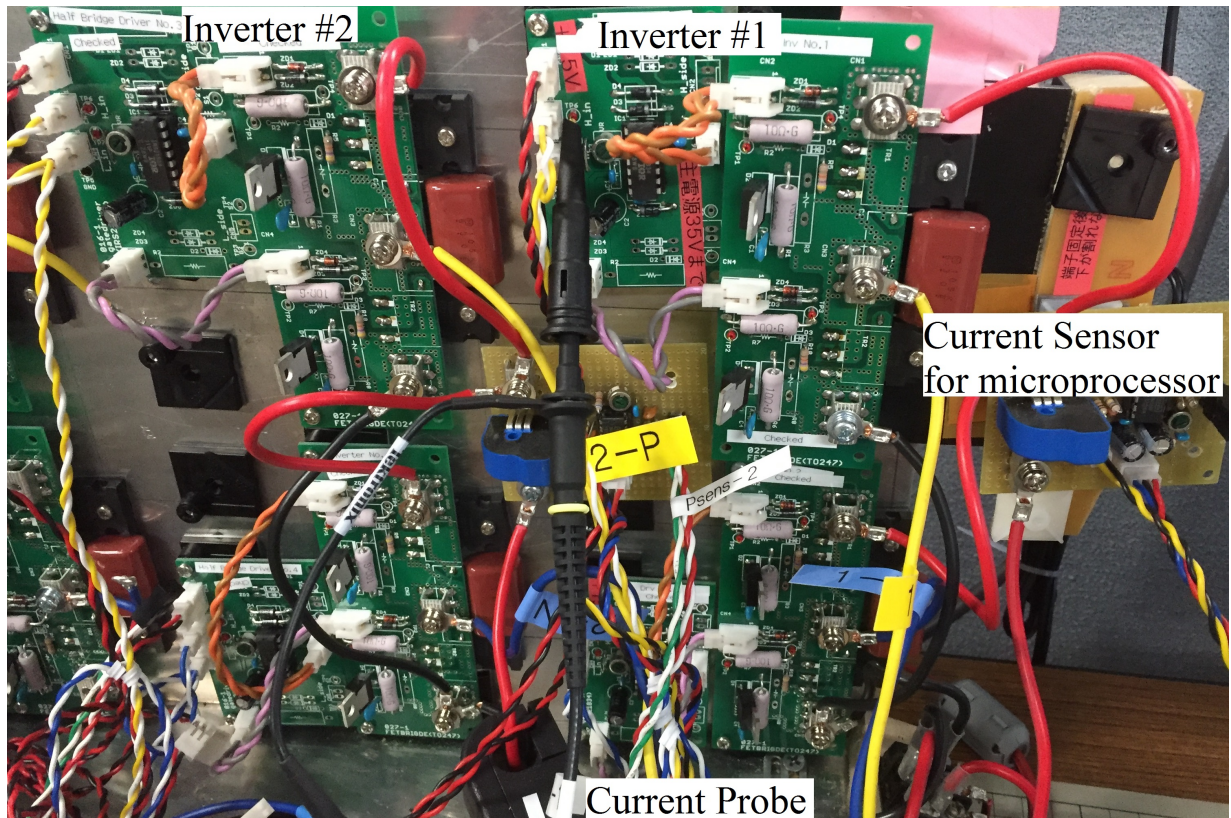


Fig. 14: Picture of Inverter for 2TX-1RX WPT experiment

については，受電側の両端の電圧値を計測し，受電側電圧値及び負荷抵抗値より計算を行った．

## 4.4.2 実験結果

### FG 出力利用実験の結果

実験結果を Fig. 17 へ示す．おおむね理論と同じく，電圧比が相互インダクタンス比と一致する付近で最大効率となった．さらに，効率が低下する領域では，受電側コイルを経由して，ある送電側コイルから別の送電側コイルへの電力伝送が発生していた．

ただし，電圧比が相互インダクタンス比からずれる場合の低下する割合は，実験では低くなった．また，高い負荷抵抗値になるほど，特に受電電力においてずれが大きく生じるようになった．

### インバーター利用実験の結果

実験結果は，Fig. 18 のようになった．なお，図中の実線は  $R_T = 15\Omega$ ，及び相互インダクタンスを実験時の値に合わせた場合の計算結果である．

実験結果においてみられる傾向として，以下の点があげられる．

- (P-1) 受電電力が計算値より低かった．そのため，実験結果より計算される効率値が回路計算値より低くなった．
- (P-2) 特に相互インダクタンスが低い方の TX において，電圧比が相互インダクタンス比とずれたとき



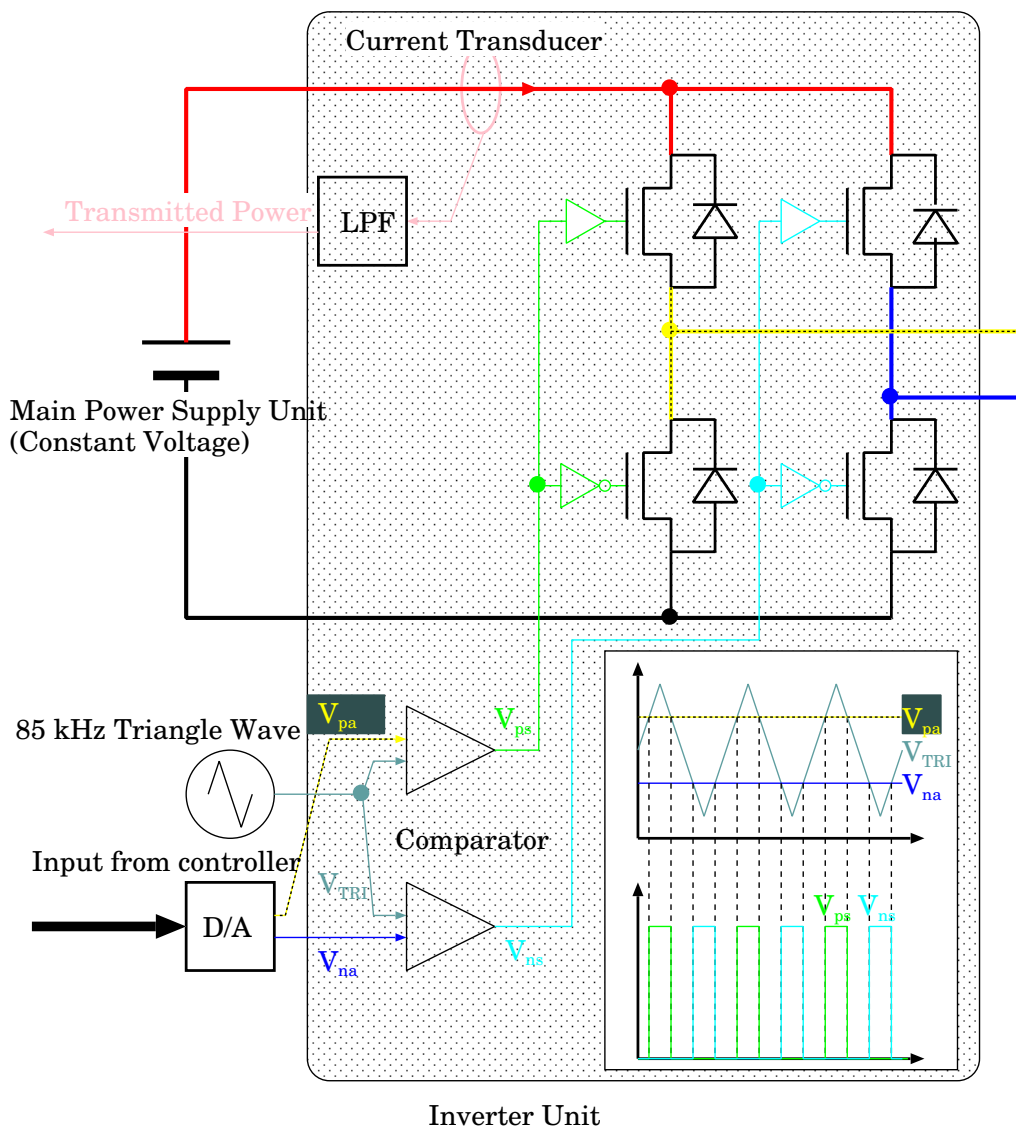


Fig. 15: Inverter Unit Circuit Diagram

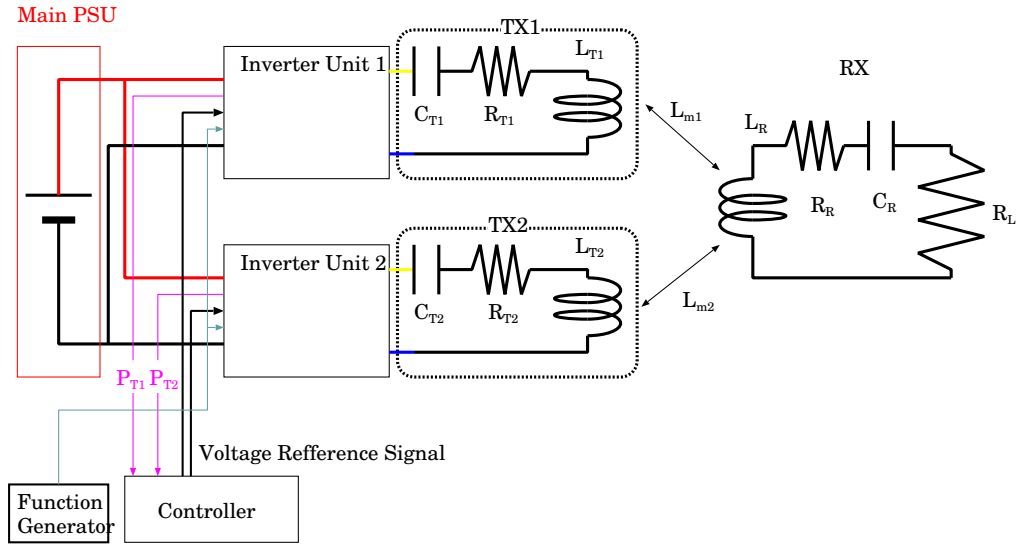


Fig. 16: 2TX-1RX experimental equipment (Inverter) Circuit Diagram

Tab. 7: Equipment Name

Experiment	Equipment	Manifature	Product Name	Specification
Both	Function Generator	Tektronix	AFG-1022	0.1 Hz–25 MHz, 0.1-10 V <sub>pp</sub>
Both	Oscilloscope	Tektronix	TDS-2014C	2GS/s, 100MHz band width
Both	LCR Meter	Keysight	U1733C	mesurement at 100 kHz
F. G.	Shunt Resistor	Caddock	MP915 0.1 $\Omega$	Thick film resistor, non inductive
F. G.	Load Resistor	Caddock	MP925 1 – 200 $\Omega$	
F. G.	Load Resistor	Caddock	MP830 500 $\Omega$	
Inverter	Current Probe	Tektronix	A622	DC–100 kHz, 50 mA–100A
Inverter	Load Resistor	-	Oxide metal film 10 $\Omega \times 5, 10$	Equivalent Series Inductance < 0.1 $\mu$ H

Tab. 8: Circuit Constant Value

Definition	Symbol	Value	Unit
TX Inverter DC Bus Voltage	$V_{bus}$	20	V
Maximum TX Power Source Voltage Amplitude on Fundamental Frequency	$\max(V_T)$	$\frac{4}{\pi} V_{bus}$	V
RX Load Impedance	$R_L$	100, 50	$\Omega$
RX, TX internal resistance	$R_T, R_R$	1	$\Omega$
TX self-inductance	$L_T$	700	$\mu$ H
RX self-inductance	$L_R$	700	$\mu$ H
TX resonant capacitance	$C_T$	5	nF
RX resonant capacitance	$C_R$	5	nF

Tab. 9: 2TX-1RX experiment inverter voltage (85 kHz)

$V_{T1}$ [V]	$V_{T2}$ [V]	$V_{T2}/V_{T1}$
$1 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	$0.1 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	0.1
$1 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	$0.2 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	0.2
$1 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	$0.5 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	0.5
$1 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	$1 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	1
$0.5 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	$1 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	2
$0.2 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	$1 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	5
$0.11 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	$1 \times 20 \times \frac{4}{\pi}$	10

Tab. 10: Mutual inductance value of 2TX-1RX experiment using inverter

RX Position X [cm]	$L_{m1}$ [ $\mu$ H]	$L_{m2}$ [ $\mu$ H]
13.5	81	85
6.75	99	60
0	116	31

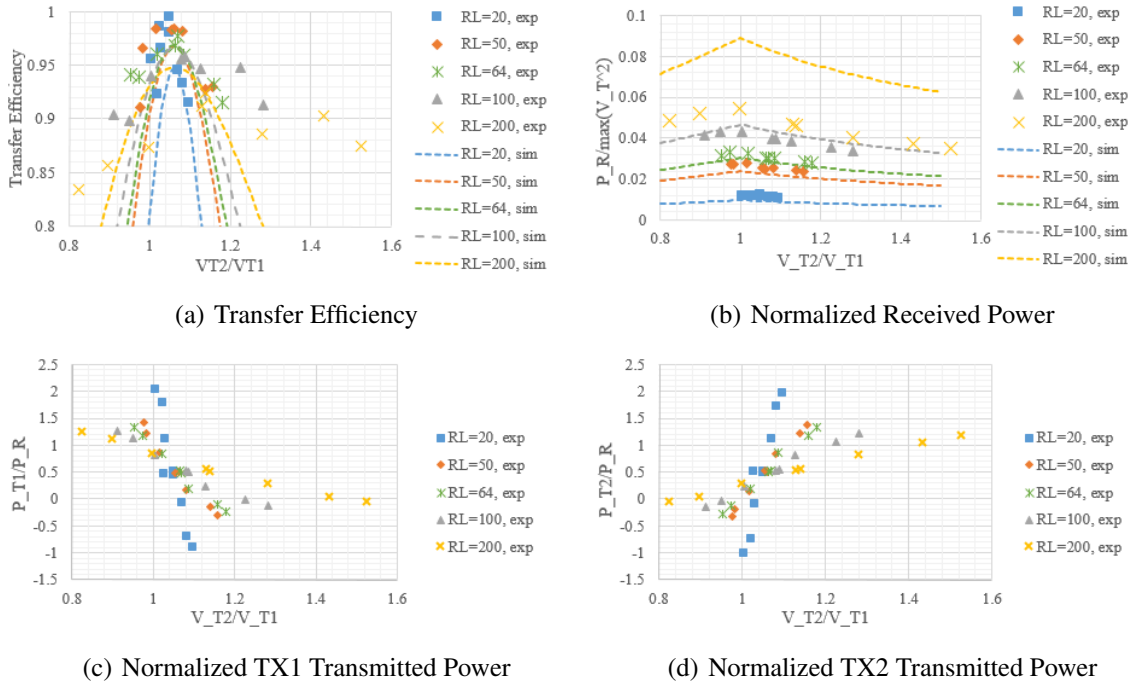


Fig. 17: 2TX-1RX experimental result (using Function Generator)

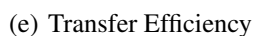
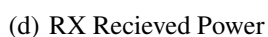
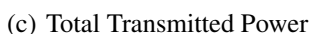
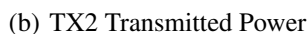
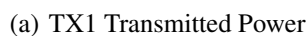


Fig. 18: 2TX-1RX experiment result (using Inverter)

における電流値の増加が，計算値より低かった．そのため，実験結果より計算される効率値が回路計算値より高くなった．

- (P-3) 上記2つの影響により，効率値の計算結果がずれた．負荷抵抗値高(送電側におけるインピーダンス低)のときは，効率が計算値より少し高くなった．一方，負荷抵抗値低のときは，効率が計算値より少し低い

#### 4.4.3 数値解析との結果の差異に関する諸検討

##### 受電側の共振のずれ

受電側の共振のずれが存在するとき，等価回路上，受電側の等価直列抵抗に虚部が発生する．すると，受電側で電流が流れにくくなり，結果受電側での電力が低下する．これが P-1 の主要因であると考えられる．

##### 送電側の共振のずれ

実験結果に近い値となる回路計算時， $R_T = 15\Omega$  となっていた．しかし，コイルやコンデンサの等価直列抵抗はいずれも  $0.5\Omega$  程度であり，ここまで高い値ではなかった．そのため，他に TX 側の抵抗値を上昇させる要因が存在したとみられる．

送電側の共振のずれが存在するとき，等価回路上では送電側の抵抗値に虚部が発生する形で現れる．結果，送電側で流れる電流が，特に低相互インダクタンス時に減少する．これが，P-2 の主要因となっていると考えられる．

##### インバーター損失

インバーター損失も，TX 側の等価直列抵抗値の上昇につながる．今回のシステムにおいては，インバーターで用いた MOSFET が大電力用のものであった．そのため，MOSFET の電圧降下が，直流側電圧 20 V に対して無視できず，直流抵抗が上がる要因となっていた可能性がある．

##### 送電側間クロスカップリング

見かけ上の，送電側の等価直列インピーダンスを増やす要因ではあるが，今回はそれを配置により最小限とたため，主要因ではないとみられる．

## 4.5 本章のまとめ

本章では，走行中非接触給電で有用性のある，複数送電-単一受電型非接触給電システムの，基本的な形となる 2 送電-1 受電モデルについて，その特性を理論的に検討，及び実験的に検証を行った．理論的な検討においては，送電側電圧比と相互インダクタンス比が一致する際に，最大効率となり，かつ電圧比が伝送効率に大きな影響を及ぼすことが示された．実験においては，理論と同じく電圧比が効率へ影響を与える傾向が強いことが検証された．ただし，送電側コイルと共振コンデンサによる，共振周波数と電源周波数のずれが，計算値とのずれを生じさせている可能性が高いことも判明した．

## 第 5 章

# 複数送電-単一受電モデルの走行中給電へ向けた制御法

### 5.1 アドミタンス平衡法の原理

#### 5.1.1 相互インダクタンスを利用しない制御手法の必要性

$$\frac{V_T}{|V_T|} = \frac{L_m}{|L_m|} \quad (5-1)$$

複数送電-単一受電型非接触給電における伝送効率最大化条件は，前章までに述べてきたように，式 (5-1) のようにあらわされる．このとき，最大伝送効率とする送信側の電圧比には，相互インダクタンスの情報が含まれている．しかし，相互インダクタンスは，特に走行中給電では常に変動し，また横方向のずれや伝送距離のずれなどといった要因により，容易に変化する．また，受信側の制御と送信側の制御を同時に遅れなしで行うことは困難である．

従って，送信側の電圧の決定は，送信側の電圧・電流情報のみを利用しなければならない．そこで，最大効率時の電圧比からずれた電圧比となっているときの動作について，その電流比の特性を解析していく．

### 5.1.2 効率最大条件からずれる場合の動作

効率最大条件から，式 (5-2) へ示すように  $N$  番目の送信器の電圧のみが  $\Delta V_{TN}$  だけずれたとする．すると，各送信側の電圧，受信側の電圧電流は，式 (5-3)–(5-5) へ示すように変化する．

$$\Delta \mathbf{V}_T = (0, 0, \dots, 0, \Delta V_{TN})^T \quad (5-2)$$

$$\Delta \mathbf{V}_T = -j\omega \mathbf{L}_m^T \Delta \mathbf{I}_R + R_T \Delta \mathbf{I}_T \quad (5-3)$$

$$\Delta V_R = j\omega \mathbf{L}_m \Delta \mathbf{I}_T - R_R \Delta \mathbf{I}_R \quad (5-4)$$

$$\Delta I_R = \frac{1}{R_L} \Delta V_R \quad (5-5)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{Tk} &= -\frac{\omega^2 L_{m,N}^2}{R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \sum L_{m,i'}^2} \\ &\quad \cdot \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} V_{Tk} \quad (k = 1, 2, \dots, N-1) \end{aligned} \quad (5-6)$$

$$\Delta I_{TN} = \frac{\omega^2 \left( \sum_{i'=1}^N L_{m,i'}^2 - L_{m,N}^2 \right)}{R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \sum L_{m,i'}^2} \frac{1}{R_T} \Delta V_{TN} \quad (5-7)$$

これらを， $\Delta V_{TN}$  について解くと，式 (5-6)–(5-7) を得る．送信側の電源から見たアドミタンスを，それぞれ  $Y_{Tk} (k = 1 \dots N)$  とすると，これらの変化については式 (5-8)–(5-9) で表される．

さらに，アドミタンスのずれの，アドミタンスのずれの平均値から差を式 (5-10)–(5-11) のように計算する．すると，各送信側におけるアドミタンスの平均値からの差と，平衡時のアドミタンスからのずれ及びその平均値の差は一致する．

$$\begin{aligned} \Delta Y_{Tk} &= \frac{\Delta I_{Tk}}{V_{Tk}} \quad (k = 1, 2, \dots, N-1) \\ &= -\frac{\omega^2 L_{m,N}^2}{R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \sum L_{m,i'}^2} \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{aligned} \quad (5-8)$$

$$\begin{aligned} \Delta Y_{TN} &= \frac{\Delta I_{TN}}{V_{TN}} \\ &= \frac{\omega^2 \left( \sum_{i'=1}^N L_{m,i'}^2 - L_{m,N}^2 \right)}{R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \sum L_{m,i'}^2} \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{aligned} \quad (5-9)$$

$$\begin{aligned} \Delta Y_{Tk} &- \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N \Delta Y_{Tk'} \quad (k = 1, 2, \dots, N-1) \\ &\approx -\frac{N+1}{N} \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{aligned} \quad (5-10)$$

$$\begin{aligned} \Delta Y_{TN} &- \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N \Delta Y_{Tk'} \\ &\approx \frac{N-1}{N} \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{aligned} \quad (5-11)$$

また，すべての送信側において電圧のずれが生じているとすれば，アドミタンスの平均値からの差と，電圧のずれの間には，式 (5-13) の関係がある．

$$\frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N \Delta Y_{Tk'} \approx \left( -\frac{V_{TN}^2}{\sum_{i'=1}^N V_{Ti'}^2} + \frac{1}{N} \right) \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \quad (5-12)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta Y_{T1} - \frac{1}{N} \sum \Delta Y_{Ti'} \\ \vdots \\ \Delta Y_{TN} - \frac{1}{N} \sum \Delta Y_{Ti'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{T1} - \frac{1}{N} \sum Y_{Ti'} \\ \vdots \\ Y_{TN} - \frac{1}{N} \sum Y_{Ti'} \end{pmatrix}$$

$$\approx \frac{1}{NR_T} \begin{pmatrix} N-1 & -1 & -1 & \cdots & -1 \\ -1 & N-1 & -1 & \cdots & -1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -1 & \cdots & -1 & N-1 & -1 \\ -1 & \cdots & -1 & -1 & N-1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{\Delta V_{T1}}{V_{T1}} \\ \frac{\Delta V_{T2}}{V_{T2}} \\ \vdots \\ \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{pmatrix} \quad (5-13)$$

$$\sum_{i'=1}^N \frac{\Delta V_{Ti'}}{V_{Ti'}} = 0 \quad (5-14)$$

このうち、右辺の行列は rank が  $N-1$  となるため、逆行列は存在しない。これは、すべての送電側における、電圧の平衡時に対する相対的なずれが等しい場合、それはアドミタンスのずれとして現れないためである。そこで、式 (5-14) の仮定を加えると、式 (5-15) へ示す形で、送電側電源におけるアドミタンスのずれから  $V_{T1}$  以外の電圧比を算出することが可能となる。

$$\frac{\Delta V_{Tk}}{V_{Tk}} \approx R_T \left( Y_{Tk} - \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N Y_{Tk'} \right) \quad (k = 1, 2, \dots, N) \quad (5-15)$$

### 5.1.3 アドミタンスの平衡化による効率最大化

アドミタンスのずれが、電圧のずれから生じることから、電圧のずれをアドミタンスのずれから推定する手法を検討する。すなわち、あるステップ  $n$  における  $k$  番目の送電側の電圧指令値を  $V_{Tk}[n]$ 、及びアドミタンスの計測値  $Y_{Tk}[n]$  及び、すべての送電側におけるアドミタンスの計測値の平均を  $\overline{Y_T}[n]$  として、ステップごとに式 (5-16) のようにして、送電側の電圧を補正していく。ただし、 $P_{Tk}[n]$  をそのステップにおける送電側  $k$  から送電している有効電力値として、送電側  $k$  におけるアドミタンス値は式 (5-17) のように、有効電力値から導出する。

$$V_{Tk}[n+1] = V_{Tk}[n] (1 - R_T (Y_{Tk}[n] - \overline{Y_T}[n])) \quad (k = 1, 2, \dots, N) \quad (5-16)$$

$$Y_{Tk}[n] = \frac{P_{Tk}[n]}{V_{Tk}[n]^2} \quad (k = 1, 2, \dots, N) \quad (5-17)$$

$$\overline{Y_T} = \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N Y_{Tk'} \quad (5-18)$$

## 5.2 数値解析による提案法の検証

### 5.2.1 解析条件

相互インダクタンスベクトル、及び送電側電圧ベクトルを入力として与え、出発点となる回路方程式の解、式 (5-19) より送電側電流を計算し、式 (5-20)–(5-21) を利用して受電側電圧電流を計算するプログ



Tab. 11: Condition of Numerical Verification of Multiple TX Single RX WPT System

Symbol	Value	unit
$ V_T $	1 (max) 0.001 (min.)	V
$R_L$	170	$\Omega$
$R_R$	0.5	$\Omega$
$R_T$	1	$\Omega$
$f$	85	kHz
$L_R$	1450	$\mu\text{H}$
$L_T$	$700 \pm 20$	$\mu\text{H}$
$C_R$	$\frac{1}{\omega^2 L_R} \approx 2.5$	nF
$C_T$	$\frac{1}{\omega^2 L_T} \approx 5$	nF

ラムを，Scilab 上で実装した．

$$\mathbf{I}_T = \left( R_T \mathbf{E}_N + \frac{\omega^2}{R_L + R_R} \mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \right)^{-1} \quad (5-19)$$

$$\mathbf{I}_R = \frac{j\omega}{R_L + R_R} \mathbf{L}_m \mathbf{I}_T \quad (5-20)$$

$$\mathbf{V}_R = R_L \mathbf{I}_R \quad (5-21)$$

$$(5-22)$$

また，送電側電圧値は式 (5-16) に従って，ステップごとに更新していく．そして，外部から与える相互インダクタンスのベクトルをステップごとに変化させることによって，ステップごとに変化する相互インダクタンスによる応答も見られるようにする．なお，負荷抵抗値，内部抵抗値等は Tab. 11 へ示す値とする．送電側の電圧値は，絶対値が Tab. 11 の表中の範囲となるよう，最大値は常に固定，最小値はこの条件を満たすように制限する．

### 5.2.2 相互インダクタンス計測時の条件

相互インダクタンスは，Fig. 19 へ示す送受電コイルを，20 cm の伝送距離における，Fig. 20 に示す位置関係において計測したものをを用いる．送電側コイル間をある一定距離ずつ重ねているのは，隣接送電コイル間での相互インダクタンスを 0 とするためである．相互インダクタンス計測は 5 cm 間隔で行い，計測値，及び測定点間を折れ線で補完後，スムージング処理を行った曲線を Fig. 21 へ示す．この曲線の値を，数値解析における相互インダクタンス値として与えることとする．

なお，相互インダクタンスの二乗値の和の平方根は，Fig. 21 に示すように，ほぼ一定であったため，式 (5-23) によって導出される最大効率であるための負荷抵抗値もほぼ一定値， $170\Omega$  となった．そこで，今回は負荷抵抗値を  $170\Omega$  で固定した．

$$R_{L,\eta\max} = \sqrt{\frac{R_R}{R_T} \omega^2 \sum L_m^2 + R_R^2} \quad (5-23)$$

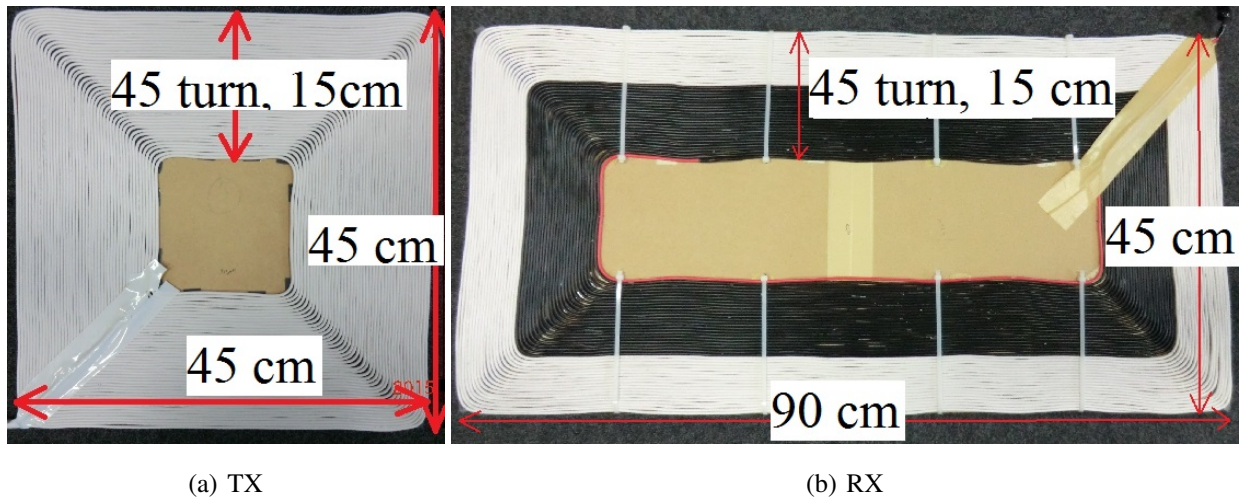


Fig. 19: TX/RX coil picture

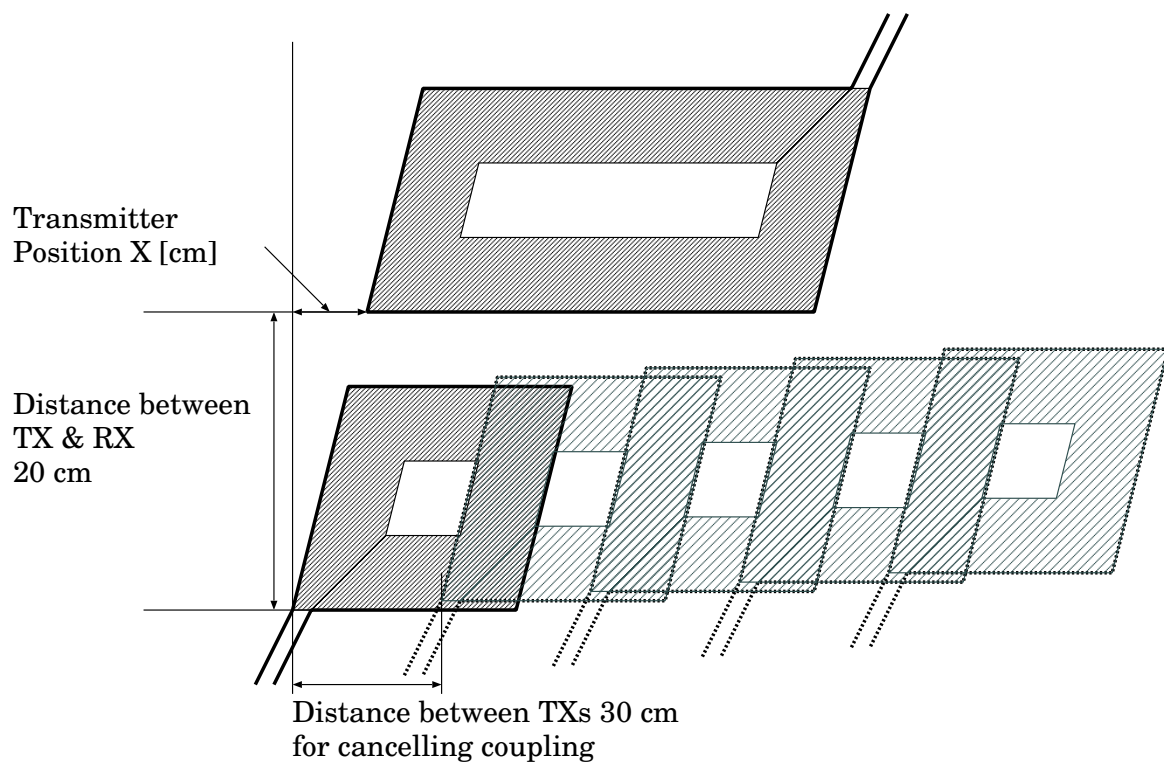


Fig. 20: Multiple TXs and RX Layout Condition

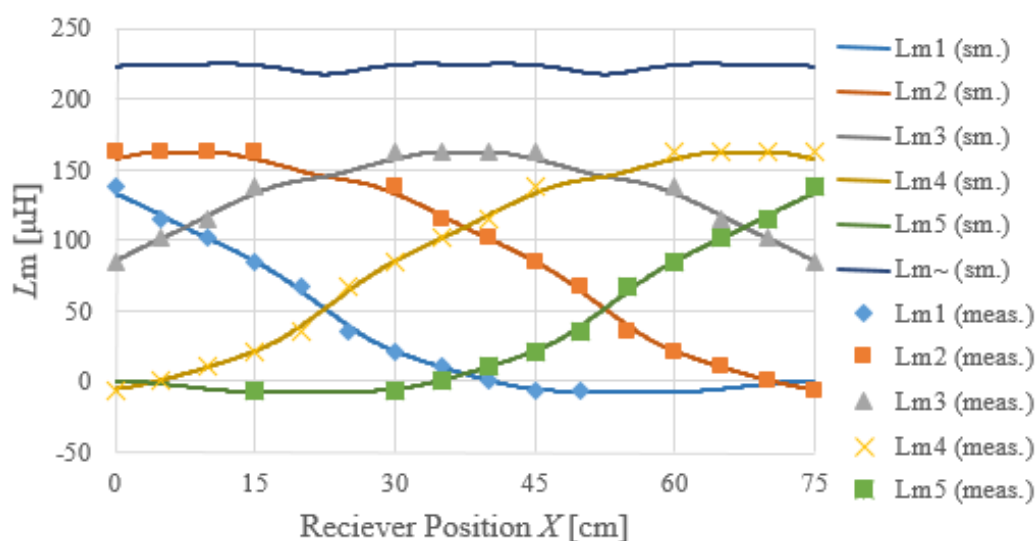


Fig. 21: Mutual Inductance Value

### 5.2.3 相互インダクタンス一定時の特性

まず，受電側コイルを動かさない，すなわち相互インダクタンスがステップごとに变化しない条件において，アドミタンス平衡による効率最大化制御を行った場合について検証した．受電側位置  $X=0$  cm における相互インダクタンス値を利用した場合の，送電側電圧，電流，送受電電力，効率について，複数の受電側位置におけるステップごとの変化を Fig. 22 へ示す．

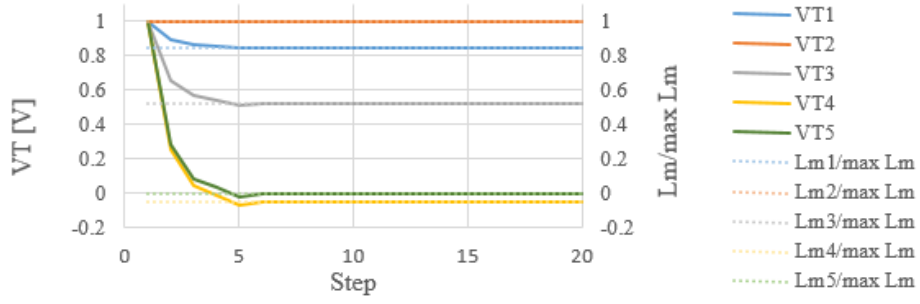
初期値として等電圧から計算を行った場合，5 ステップ程度で電圧は相互インダクタンス比へほぼ追従，電流は相互インダクタンスが 0 となる場合を除いて，相互インダクタンス比へほぼ追従した．すなわち，提案手法によって，最大効率となる式 (5-1) の条件を満たすような電圧比および電流比となることが，数値解析結果において検証された．

また，受電側位置  $X=0$  cm 以外において同様の検証を行ったところ， $X=0$  cm と同様に，電圧比および電流比が相互インダクタンス比へ追従する結果となった．

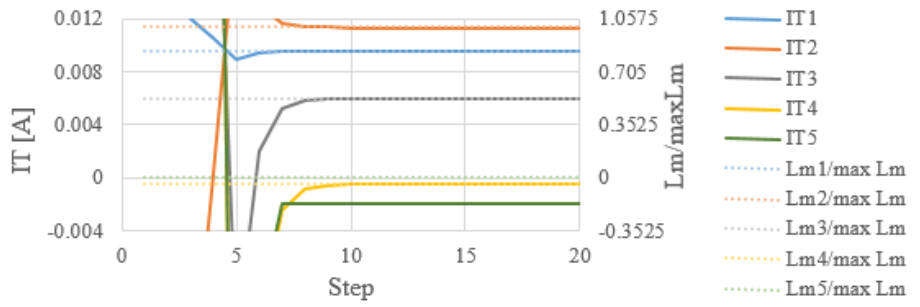
### 5.2.4 相互インダクタンス変動時の特性

次に，受電側コイルを動かす，すなわち相互インダクタンスが計算ステップごとに变化する条件において，検証を行った．相互インダクタンスが，ステップごとに 0.1 cm ずつ变化した場合を仮定して变化させた．なお，相互インダクタンスを変動させる前，10 ステップ程度計算を先に行わせることで，電圧初期値の比率が相互インダクタンスの比率と一致するようにしてある．ステップごとの相互インダクタンス，送電側電圧，電流，送受電電力，効率について，複数の受電側位置におけるステップごとの変化を，0.1 cm/step の場合を Fig. 23 へ，0.5 cm/step の場合を Fig. 24 へ示す．これは，0.2 msec 間隔で処理を行うコントローラであれば，5 m/s，すなわち，18 km/h での移動，及び 90 km/h での移動に対応する．

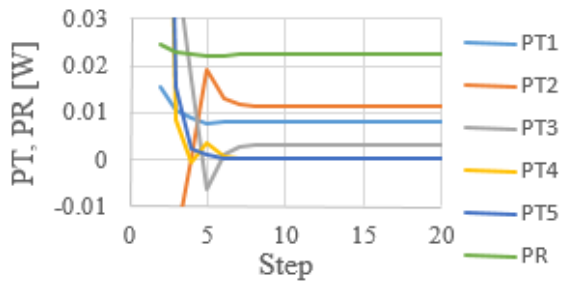
0.1 cm/step の場合を見ると，送電側電圧は，相互インダクタンス比へほぼ追従しているが，送電側の電流は相互インダクタンス減少時により増大，相互インダクタンス増加時により減少している．相互インダクタンス変動を提案法中において考慮していないことにより，電圧の追従の小さなずれが，電流に



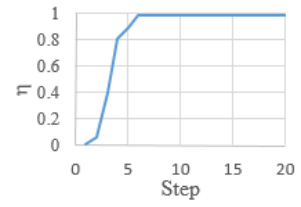
(a) Voltage



(b) Current

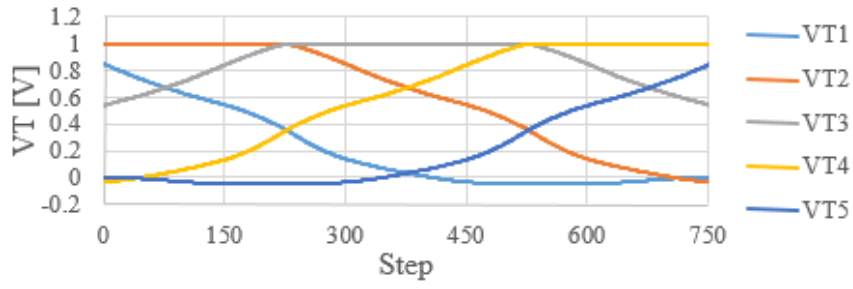


(c) Power

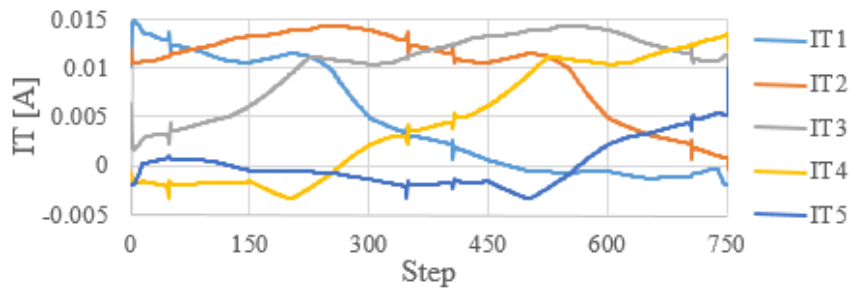


(d) Efficiency

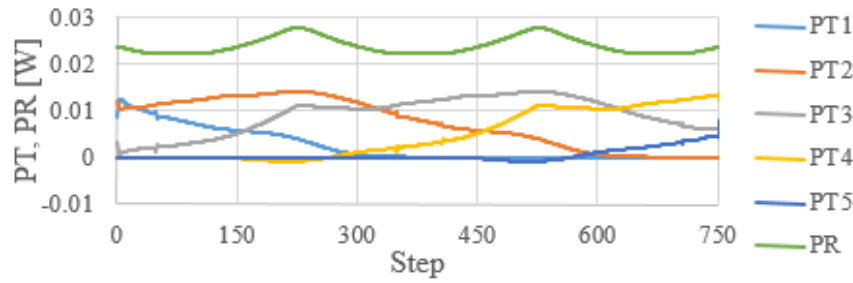
Fig. 22: Voltage/Current Amplitude, Power, Efficiency Changing( $X=0$  cm, fixed)



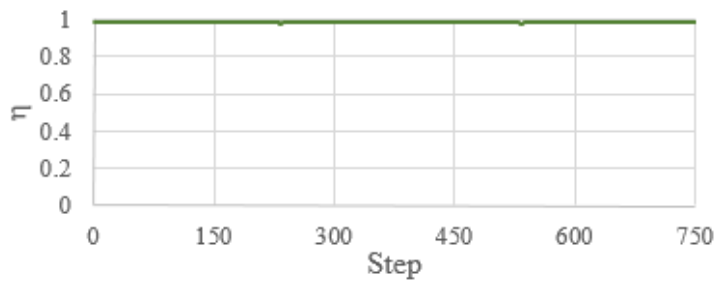
(a) Voltage



(b) Current

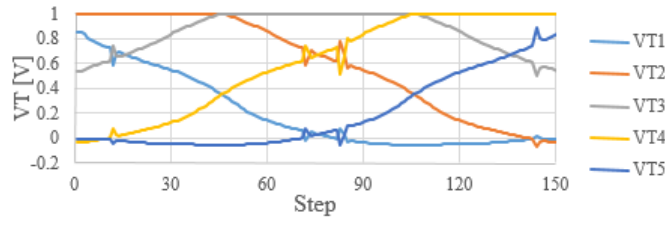


(c) Power

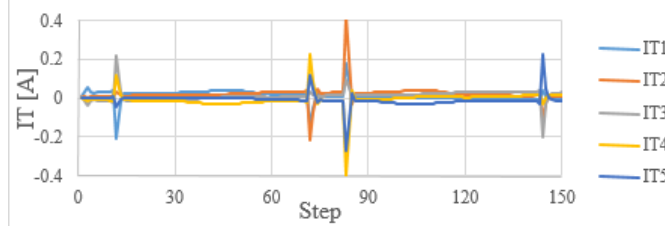


(d) Efficiency

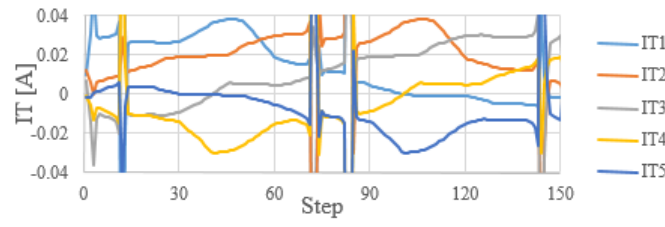
Fig. 23: Voltage/Current Amplitude, Power, Efficiency Changing(0.1 cm/step)



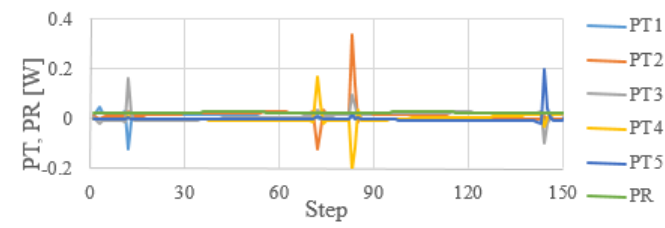
(a) Voltage



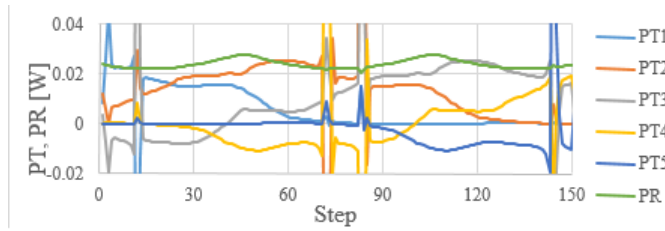
(b) Current



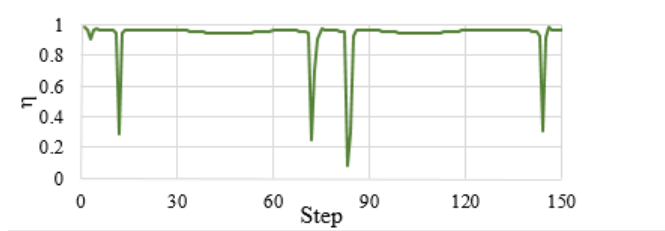
(c) Current(detail)



(d) Power



(e) Power(detail)



(f) Efficiency

Fig. 24: Voltage/Current Amplitude, Power, Efficiency Changing(0.5 cm/step)

おいては大きく現れたとみられる．

0.5 cm/step の場合は，いずれかの相互インダクタンス値が 0 付近を横切る付近で，一部のコイルの電流値が非常に大きくなり，結果伝送効率も大きく減少した．

## 5.3 本章のまとめ

本章では，複数送電-単一受電型 WPT システムについて，相互インダクタンス未知のまま，受電側の位置，電流，及び電圧情報を用いず，送電側の電圧・電流情報のみで送電側の電圧比を制御する手法について，理論的な検討，及び数値計算による検証を行った．理論的な検討においては，送電側の各電源から見たアドミタンス値の，それらの平均からのずれが，現在の電圧と，最大効率となる電圧からのずれの比率を与えることが示された．数値計算においては，ある送電側電圧・電流の状態から，電圧比の決定と更新，その後定常状態になったときの電圧電流を利用して再度電圧比の決定と更新，を繰り返すシステムについて検証を行った．その結果，受電コイルが動かない場合は 5 回程度の計算で最大効率となる電圧比へ落ち着き，動く場合は，その速度が低い領域において十分に追従しうることが判明した．

## 第 6 章

### 結論

#### 6.1 本研究の成果

本研究では，複数送電-複数受電型 WPT システムの解析法，2 送電-1 受電モデルの特性解析，及び複数送電-単一受電モデルの伝送効率最大化制御法について提案を行った．

##### 6.1.1 複数送電-複数受電型 WPT システムの解析法

複数送電-複数受電型 WPT を，従来行われてきた単一送電-単一受電型 WPT と同様に扱えるためにするための変換方法を提案し，具体的な最大効率となる条件を述べた．その結果，複数の受電側が存在する場合，それらの負荷インピーダンス値が等しいときに等価的な相互インダクタンスが最大となり，最大効率負荷抵抗値における全体の伝送効率も最大となることが理論的に示された．複数の送電側については，受電側との間の相互インダクタンス行列によって，最大効率となる送電側の電圧比が決まることも示された．特に，受電側が 1 つのみのときは，相互インダクタンスの比率と送電側の電圧比が一致する場合，伝送効率が最大となることが判明した．

##### 6.1.2 2 送電-1 受電モデルの特性解析

走行中給電への応用を視野に入れた，複数送電-単一受電型のシステムの特性の検討のための複数送電-単一受電型システムの諸特性の数値解析や実験による検証を行った．2 送電-1 受電型 WPT の数値解析において，負荷インピーダンスの値よりも，送電側の電圧比が効率に大きな影響を持つことが判明した．実験においては，主に共振周波数のずれに起因する計算値とのずれがあったものの，最大効率となる点に関する傾向は一致した．

##### 6.1.3 複数送電-単一受電モデル

複数送電-単一受電型 WPT の，送電側情報のみを利用した制御法の提案及び数値解析による検証を行った．複数送電-単一受電型 WPT システムにおいては，送電電力から計算される，見かけのアドミタ



ンス値を等しくするように制御することにより，送電側の電圧比が相互インダクタンス比へ一致することを理論的に導出した．そして，数値解析において，提案した理論を検証したところ，受電側コイルが静止している場合は数回の計算によって初期値から相互インダクタンス比となる値へ収束した．受電側コイルが移動している場合は，その速度が低い場合は相互インダクタンスの変動に電圧比が概ね従い，効率を維持することが可能であった．

## 6.2 今後の展望

複数対 1 型 WPT の送電側電圧決定法は理論検討どまりとなった．この手法について，受電側コイル静止/移動時の実験を行い，実際に電圧比が相互インダクタンス比へ追従するかの実験が，今後の課題の一つである．

その際，複数送電-単一受電型 WPT の諸特性の実験検証で得られた知見を踏まえ，理論式から推測される結果と実験結果のずれを生む諸要因が，提案制御法にどのように影響を及ぼすのか，についての検討も必要となる．

送電側電圧比の決定手法において，非線形な計算式を利用していたため，制御理論の適用が困難であった．理論的な解析を行うため，各種フィルタ理論を利用した相互インダクタンス推定を適用する方法も検討が必要である．

さらに，電圧比の決定時に，定常状態の回路を仮定していたが，受電側コイル移動時は，それに伴う過渡的な現象についての検討も必要である．

また，本研究においては，走行中給電を視野に入れ，複数送電-複数受電型 WPT の一例として複数対 1 型 WPT について取り扱った．非接触給電システムに 3 相交流を利用する手法の提案もあり，その解析手法として，本研究で提案した変換式を利用することが可能である．一例として，詳細は付録 B にて触れるが，電気自動車向けの走行中非接触給電システムへ 3 相交流を利用する上で，縦方向に並べたコイルに 3 相交流を利用する手法について考慮する．そこで，伝送効率を最大化する条件，受電側での 3 相不平衡を最小化する条件，そのような電圧比の条件，それらを実現する送電側電圧比決定法，といった事を検討する際，本研究で得られた知見を活用することが可能であるとみられる．

# 謝辞

本研究を進めるにあたり，研究室ミーティングや個別打ち合わせ等で懇切丁寧な指導をしていただきました，古関隆章 教授に心からの感謝の念を申し上げます。

また，研究の詳細について相談及びアドバイスをして下さり，実験装置の手配や実験装置への助言，及び実験への協力をしてくださった，本研究室の高田康宏 技術職員，武田広大 様，及び APET 寄付講座 特任講師 居村岳広 様には感謝の念が尽きません。

そして，論文校正や発表練習などの各種指導をして下さった，本研究室 渡邊翔一郎 様，Duc Doan Van 様，Ahmed Salman 様をはじめとする研究室の皆様，及び，直接テーマが関連しなかったものの，共同研究における発表の場をを通じて様々なアドバイスをして下さった，株式会社 テクノバ 様，保田富夫 様，藤田稔之 様，千葉大学 近藤圭一郎 教授，上智大学 宮武昌史 教授をはじめとする，非接触給電に関連する共同研究先の皆様へ，深く感謝を致します。

最後に，自分に電気工学への興味を与え，学ぶ機会を与えて下さった父，及びさまざまな形で生活を支え，応援をして下さった，母，兄，そして親戚の方々に心から感謝申し上げます。

## 参考文献

- [1] A. Kurs , A. Karalis , R. Moffatt , J. D. Joannopoulos , P. Fisher , M. Soljačić: “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science* , Vol.317 , pp.83–36 , (2007-7)
- [2] 居村 岳広, 岡部 浩之, 内田 利之, 堀 洋一: “共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送”, *電学論 D*, Vol. 130, No. 1, pp.76-83 (2010)
- [3] Masaki Kato, Takehiro Imura, Yoichi Hori, “The Characteristics when Changing Transmission Distance and Load Value in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling,” *INTELEC 34th*, 2012
- [4] 望月 大樹, 仲達 崇一郎, 渡辺 宏, 境野 翔, 金子 裕良, 阿部 茂, 保田 富夫, “一方向非接触給電から拡張容易な双方向非接触給電システム , ” *電学論 D*-Vol. 133, No.7, pp.707–713 (2013-7)
- [5] 山本 浩平, 丸山 貴嗣, 近藤 圭一郎, 柏木 隆行, “大容量非接触給電トランスの無効電力を考慮した設計法 , ” *電学論 D*-Vol. 133, No.3, pp.378–385 (2013-3)
- [6] H. Lang, A. Ludwig, and C. Sarris, “Convex Optimization of Wireless Power Transfer Systems With Multiple Transmitters,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 62, No.9 (2014-9).
- [7] K. Lee, and D. H. Cho, “Diversity Analysis of Multiple Transmitters in Wireless Power Transfer System,” *IEEE Trans. on Mag.*, Vol. 49, No. 6, pp. 2946–2952 (2013-6).
- [8] M. Fu, T. Zhang, C. Ma, and X. Zhu, “Efficiency and Optimal Loads Analysis for Multiple-Receiver Wireless Power Transfer System,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 63, No. 3, pp. 801–812 (2015-3).
- [9] 居村 岳広, “磁界共振結合を用いた複数負荷への一括ワイヤレス給電に関する研究”, *電学論 D*-Vol. 134, No.6, pp.625–633 (2014-6).
- [10] Y. J. Kim, D. Ha. W. J. Chappell, and P. P. Irazoqui, “Selective Wireless Power Transfer for Smart Power Distribution in a Minature-Sized Multiple-Receiver System,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, DOI 10.1109/TIE. 2015.2493142
- [11] G. Yang, C. Keong, and Y. L. Guan, “Dynamic Resource Allocation for Multiple-Antenna Wireless Power Transfer,” *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol.62, No.14, pp.3565–3577 (2014-7)
- [12] D. Ahn and S. Hong, “Effect of Coupling Between Multiple Transmitters or Multiple Receivers on Wireless Power Transfer,” *IEEE Trans. Ind. Electron.* Vol. 60, No.7, pp.2602–2613 (2013-7).

- [13] 居村 岳広, “磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送におけるクロスカップリングキャンセリング法の提案,” 電学論 D-Vol. 134, No.5, pp.564–574 (2014-5).
- [14] Y. Tanikawa, M. Kato, T. Imura and Y. Hori, “Experiment of magnetic resonant coupling three-phase wireless power transfer,” IEEE EVS27, pp.1–8, Barcelona, Spain, 17–20, Non. 2013.
- [15] Nikola Tesla, Appartus for Transmitting Electrical Energy, US Patent, No.1,119,732, Patented Dec. 1. 1914.
- [16] 篠原真毅 監修, “宇宙太陽発電”, オーム社, (2012-7).
- [17] H. R. Ross, “Roadway for supplying power to vehicles and method of using the same,” U.S. Patent, No. 4,007,817, Patented Feb. 15. 1977.
- [18] 高橋俊輔: “EV 用ワイヤレス給電システムにおける効率向上”, 電子情報通信学会 信学技報 WPT2012-22, (2012-11).
- [19] 篠原 真毅 監修, “電界磁界結合型ワイヤレス給電技術,” 科学情報出版 (2014).
- [20] 鈴木 良輝, 坂井 尚貴, 大平 孝, “自動車タイヤとアスファルトスラブによる V-WPT 系の最大有能電力伝達効率解析,” 信学技報 MW2014-6, Vol. 114, No. 11, pp.27–31. (2014-04)
- [21] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong, and C. T. Rim, “Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-Powered Electric Vehicles,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.3, No.1, March 2015.
- [22] トヨタ自動車, EV/PHEV 向け WPT 規格標準化 SAE の動向について, 総務省 情報通信審議会 情報通信技術分科会 電波利用環境委員会 ワイヤレス電力伝送作業班 (第 2 回), [http://www.soumu.go.jp/main\\_content/000255896.pdf](http://www.soumu.go.jp/main_content/000255896.pdf) 2016-1-25 accessed.
- [23] JESSE SCHNEIDER, SAE J2954 OVERVIEW AND PATH FORWARD, CHAIR SAE J2954 TASK-FORCE, [http://www.sae.org/smartgrid/sae-j2954-status\\_1-2012.pdf](http://www.sae.org/smartgrid/sae-j2954-status_1-2012.pdf) 2016-1-25 accessed.
- [24] 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, BWF TR-01 2.0
- [25] Highways England and Andrew Jones MP, Off road trials for “electric highways” technology, United Kingdom Government Press Release, <https://www.gov.uk/government/news/off-road-trials-for-electric-highways-technology>, 2016-1-25 accessed.

## 発表文献

- [1] H. Narita, T. Imura, H. Fujimoto and Y. Hori, “ Electromagnetic Field Suppression in Polyphase Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling ”, IEICE Technical meeting on WPT, WPT2014-31, pp.39–44, June 2014. (in Japanese)  
成田大輝，居村岳広，藤本博志，堀 洋一：「磁界共振結合を用いた多相ワイヤレス電力伝送における漏洩電磁波抑制」，電子情報通信学会，信学技報 WPT2014-31, pp. 39–44, (2014-6).
- [2] H. Narita and T. Koseki, “ Design of Efficient Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling using Multiple Transmitter Coils ” IEICE Technical meeting on WPT, WPT2015-26, pp.31–36, June 2015. (in Japanese)  
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」，電子情報通信学会，信学技報 WPT2015-26, pp.31–36, (2015-06).
- [3] Hiroki Narita and Takafumi Koseki, “ Design Method of Transmitter Voltage and Load Impedance for Multiple Transmitter/Receiver Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling, ” IEICE and Tamkang University, AWPT2015, New Taipei City, Taiwan, December 2016.

# 付録 A

## 途中計算式

### A.1 等価的な相互インダクタンス値・負荷抵抗値の計算

第2章で、等価的な相互インダクタンス値、負荷抵抗値について、詳しい導出過程を省略した。そこで、本節では詳細な導出過程を記述する。

伝送効率の式は、詳細に記述すると式 (A-1) のようになる。なお、 $\mathbf{b}^*$  は、 $\mathbf{b}$  の共役複素の転置である。これを、単一送電-単一受電型 WPT の伝送効率の式を変形させた、式 (A-2) との対応を考慮する。このとき、単一送電-単一受電型 WPT の相互インダクタンスの二乗、負荷抵抗値によって構成される項と、行列の積などでスカラーになる項を比較すると、式 (A-3)–式 (A-4) となる。

$$\eta = \frac{\omega^2 \mathbf{b}^* \mathbf{L}_m^T \text{diag} \left( \frac{R_{L1}}{(R_{L1} + R_R)^2}, \frac{R_{L2}}{(R_{L2} + R_R)^2}, \dots, \frac{R_{LM}}{(R_{LM} + R_R)^2} \right) \mathbf{L}_m \mathbf{b}}{R_T + \omega^2 \mathbf{b}^* \mathbf{L}_m^T \text{diag} \left( \frac{1}{R_{L1} + R_R}, \frac{1}{R_{L2} + R_R}, \dots, \frac{1}{R_{LM} + R_R} \right) \mathbf{L}_m \mathbf{b}} \quad (\text{A-1})$$

$$\eta = \frac{\omega^2 \widetilde{L_m^2} \widetilde{R_L}}{\left( \widetilde{R_L} + R_R \right) \left( R_T \left( \widetilde{R_L} + R_R \right) + \omega^2 \widetilde{L_m^2} \right)} = \frac{\omega^2 \frac{\widetilde{L_m^2} \widetilde{R_L}}{\left( \widetilde{R_L} + R_R \right)^2}}{R_T + \omega^2 \frac{\widetilde{L_m^2}}{\widetilde{R_L} + R_R}} \quad (\text{A-2})$$

$$\frac{\widetilde{L_m^2} \widetilde{R_L}}{\left( \widetilde{R_L} + R_R \right)^2} = \mathbf{b}^* \mathbf{L}_m^T \text{diag} \left( \frac{R_{L1}}{(R_{L1} + R_R)^2}, \frac{R_{L2}}{(R_{L2} + R_R)^2}, \dots, \frac{R_{LM}}{(R_{LM} + R_R)^2} \right) \mathbf{L}_m \mathbf{b} \quad (\text{A-3})$$

$$\frac{\widetilde{L_m^2}}{\widetilde{R_L} + R_R} = \mathbf{b}^* \mathbf{L}_m^T \text{diag} \left( \frac{1}{R_{L1} + R_R}, \frac{1}{R_{L2} + R_R}, \dots, \frac{1}{R_{LM} + R_R} \right) \mathbf{L}_m \mathbf{b} \quad (\text{A-4})$$

$$\frac{\widetilde{R_L}}{\widetilde{R_L} + R_R} = \frac{\mathbf{b}^* \mathbf{L}_m^T \text{diag} \left( \frac{R_{L1}}{(R_{L1} + R_R)^2}, \frac{R_{L2}}{(R_{L2} + R_R)^2}, \dots, \frac{R_{LM}}{(R_{LM} + R_R)^2} \right) \mathbf{L}_m \mathbf{b}}{\mathbf{b}^* \mathbf{L}_m^T \text{diag} \left( \frac{1}{R_{L1} + R_R}, \frac{1}{R_{L2} + R_R}, \dots, \frac{1}{R_{LM} + R_R} \right) \mathbf{L}_m \mathbf{b}} \quad (\text{A-5})$$

式 (A-3) を、式 (A-4) で割ると、式 (A-5) を得る。これより、 $\widetilde{R_L}$  を計算することが可能である。さらに、 $\widetilde{R_L} + R_R$  を計算し、それを式 (A-4) へかけることにより、 $\widetilde{L_m^2}$  を計算することが可能である。

# 付録 B

## その他の解析例

### B.1 1送電-2受電モデルについて

先行研究 [8] や、発表文献 [3] にて述べられているが、今回は後者を中心に記述する。

複数受電モデルの場合、その負荷抵抗値をいかに決めるか、ということになる。本研究では内部抵抗値が受信側同士ですべて等しい場合は、同じ負荷インピーダンス値とすること、及び先行研究 [8] では、負荷インピーダンス値を内部抵抗値に比例する形とすること、が効率最大条件として述べられている。しかし、その変動に多する許容幅は非常に広く、負荷インピーダンス値が 10% 程度変動しても、効率にはあまり影響を与えない結果となっており、複数送電モデルの電源電圧比の特性とは大きく異なる特性を持つ。

それ以上に、クロスカップリングの影響、強く結合しているコイルが存在する場合の電力の分配の偏りなどについての議論の方が重要であると予想される。なお、同一負荷抵抗値  $R_{L0}$  とした場合、伝送電力は式 (B-1) のように、相互インダクタンス値の二乗に比例する。これは、最大効率時に電圧比 = 電流比 = 相互インダクタンス比が、受電側でも成立することによる。

$$P_{Rn} = \frac{\omega^2 L_{mn,1}^2}{\omega^2 \sum_{k=1}^N L_{mk,1} + R_T (R_R + R_{L0})} \quad (\text{B-1})$$

よって、実際に単一送電-複数受電システムを構成する場合は、それぞれの負荷の必要電力量の比率から、コイルの巻き数や大きさなど、相互インダクタンス値を決める要因を決定していく必要がある。

### B.2 3相交流を用いるシステム

複数対複数型の検討の出発は、そもそも、文献 [14] や、発表文献 [1] (正確には前所属研究室での成果にあたる) といった形で、3 相交流を用いるシステムの解析を進めていたことにある。3 相対称が成立する系においては、相互インダクタンス行列を対称座標系で解析することが可能で、そのうち正相成分が、3 相-3 相電力伝送の相互インダクタンスであるかのように振る舞う。

ところで、走行中給電を考慮した場合、送電側を 3N 個 Fig. 25 のようにコイルを 1 列に並べたものを 2 つ飛ばしに接続したものとし、それを 3 つの受電コイルで受け取るシステムとする。このとき、十分

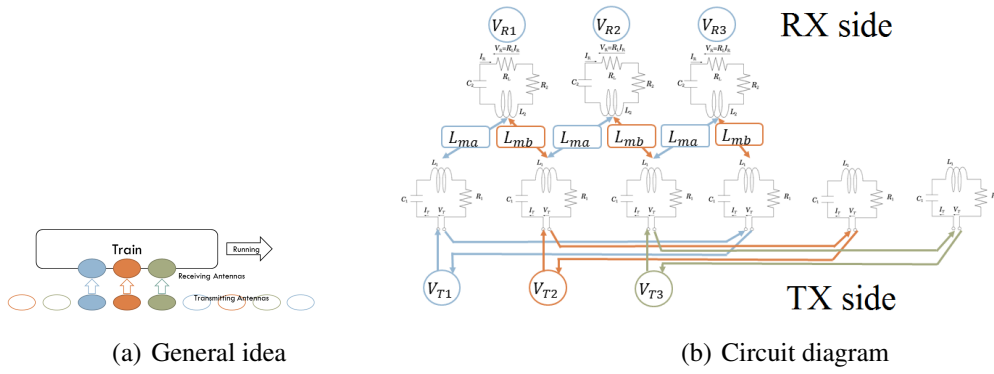


Fig. 25: 1 row - 3 phase WPT system

長い区間の中心付近で，結合の不均衡が十分小さいとすれば，式 (B-2) に示す等価的な相互インダクタンス値を利用して，式 (B-3)–(B-6) のように，伝送効率などを 1 送電-1 受電システムと同様の形で特性を記述することが可能である．しかし，全区間の連結は不可能なため，現実的なシステム設計を行うのであれば，「必要なところだけ ON にする（あるいは振幅を制御する）」システムで，「受信側の不平衡を減らす（整流後リップル平滑用コンデンサの容量削減）」方法，の検討が必要となる．

$$\widetilde{L}_m = L_{ma} + \frac{-1 + j\sqrt{3}}{2} L_{mb} \quad (B-2)$$

$$V_T = \left( NR_T + \frac{\omega^2 \widetilde{L}_m \widetilde{L}_m^*}{R_L + R_R} \right) I_T \quad (B-3)$$

$$\mathbf{V}_T = \left( 1, \frac{-1 + j\sqrt{3}}{2}, \frac{-1 - j\sqrt{3}}{2} \right)^T V_T$$

$$V_R = \frac{j\omega R_L \widetilde{L}_m}{R_L + R_R} I_T \quad (B-4)$$

$$\mathbf{V}_R = \left( 1, \frac{-1 + j\sqrt{3}}{2}, \frac{-1 - j\sqrt{3}}{2} \right)^T V_R$$

$$I_R = \frac{j\omega \widetilde{L}_m}{R_L + R_R} I_T \quad (B-5)$$

$$\mathbf{I}_R = \left( 1, \frac{-1 + j\sqrt{3}}{2}, \frac{-1 - j\sqrt{3}}{2} \right)^T I_R$$

$$\eta = \frac{\omega^2 \widetilde{L}_m \widetilde{L}_m^* R_L}{(R_L + R_R) \left( R_T (R_L + R_R) + \omega^2 \widetilde{L}_m \widetilde{L}_m^* \right)} \quad (B-6)$$