

修士論文

多線式平行線路を用いた  
ワイヤレス給電システムの実験評価

宮本 敬信

2019 年 3 月 15 日

奈良先端科学技術大学院大学  
情報科学研究科

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

宮本 敬信

審査委員：

岡田 実 教授 (主指導教員)

林 優一 教授 (副指導教員)

東野 武史 准教授 (副指導教員)

Duong Quang Thang 助教 (副指導教員)

# 多線式平行線路を用いた ワイヤレス給電システムの特性評価\*

宮本 敬信

## 内容梗概

近年，送受電コイル間の磁界結合に基づくワイヤレス給電技術はあらゆる分野へ応用されつつある．その中で，走行中給電は魅力的なアプリケーションの一つであり，走行中の移動体端末へ向けてワイヤレスに給電するために送電側のコイルの大規模化が必要になると考えられる．従来研究では，給電エリアを容易に拡張し広域に給電可能領域を展開する平行二線路システムが提案されている．しかしながら，大規模化した際に線路の延長に伴い伝送効率が低下するといった問題があった．この問題に対処するために，本研究では新たに線路を追加した多線式平行線路を提案する．外線に並列に線路を追加した四線式平行線路では，平行二線路と比較して線路の抵抗値の減少と電磁界の多重化によって伝送効率の最大値が増加すると期待できる．本論文では，電磁界シミュレーションより本提案の効率拡大効果を確認するとともにその諸特性を評価する．

## キーワード

走行中給電, 磁界共振結合, 多線式平行線路, 最大効率, 漏洩電磁界, 電磁界シミュレーション

---

\*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 修士論文, 2019 年 3 月 15 日.

# Performance Evaluation of Inductive Power Transfer System Using Multi Parallel Line\*

Hironobu Miyamoto

## Abstract

Magnetic coupling between the transmitter and receiver coils is a viable wireless charging technique for many applications. The dynamic charging system is one of the most attractive applications, it is required to enlarge the transmitter coils in order to induce electric power to many moving objects. The parallel line feeder system has been proposed for transmitting power over a wide area. However, there was the problem that the transmission loss increases when the line length is extended. To solve this problem, the multi parallel line feeder is introduced. In four lines feeder system which is added new lines in parallel to the outside line, the transmission efficiency is expected to increase because the resistance of the feeder decreases while maximum value of transmission efficiency increases. Via electromagnetic simulations, this thesis shows the efficiency enhancement and compares some other characteristics of the proposed with conventional.

## Keywords:

Dynamic Charging System, Magnetic Resonance Coupling, Multi Parallel Line, Maximum Efficiency, Leakage Electromagnetic Field, Electromagnetic Simulation

---

\*Master's Thesis, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, March 15, 2019.

# 目 次

|                                   |           |
|-----------------------------------|-----------|
| <b>1. 序論</b>                      | <b>1</b>  |
| 1.1 研究背景 . . . . .                | 1         |
| 1.2 研究目的 . . . . .                | 3         |
| 1.3 本論文の構成 . . . . .              | 4         |
| <b>2. 最大伝送効率</b>                  | <b>5</b>  |
| 2.1 1対1型 . . . . .                | 5         |
| 2.2 1対多型 . . . . .                | 8         |
| 2.3 最大伝送効率の劣化要因 . . . . .         | 10        |
| 2.4 小括 . . . . .                  | 10        |
| <b>3. 四線式平行線路の最適線路配置</b>          | <b>12</b> |
| 3.1 システム構成 . . . . .              | 12        |
| 3.2 特性評価 . . . . .                | 14        |
| 3.2.1 送電コイルの抵抗成分 . . . . .        | 14        |
| 3.2.2 200m の送電コイル . . . . .       | 14        |
| 3.2.3 1750m の送電コイル . . . . .      | 17        |
| 3.3 小括 . . . . .                  | 20        |
| <b>4. 多線式平行線路による伝送効率の改善</b>       | <b>21</b> |
| 4.1 システム構成 . . . . .              | 21        |
| 4.2 特性評価 . . . . .                | 22        |
| 4.2.1 受電コイルの最適幅 . . . . .         | 22        |
| 4.2.2 多線式平行線路における最大伝送効率 . . . . . | 24        |
| 4.2.3 多線式平行線路における漏洩電磁界 . . . . .  | 27        |
| 4.3 小括 . . . . .                  | 29        |
| <b>5. 三線式平行線路による漏洩電磁界の抑制</b>      | <b>30</b> |
| 5.1 システム構成 . . . . .              | 30        |

|           |                             |           |
|-----------|-----------------------------|-----------|
| 5.2       | 特性評価 . . . . .              | 31        |
| 5.2.1     | 三線式平行線路における漏洩電磁界 . . . . .  | 31        |
| 5.2.2     | 三線式平行線路における最大伝送効率 . . . . . | 34        |
| 5.3       | 小括 . . . . .                | 35        |
| <b>6.</b> | <b>結論</b>                   | <b>36</b> |
| 6.1       | 総括 . . . . .                | 36        |
| 6.2       | 今後の展望 . . . . .             | 36        |
|           | 謝辞                          | 38        |
|           | 参考文献                        | 39        |
|           | 研究業績                        | 44        |

## 目 次

|    |                                                                    |    |
|----|--------------------------------------------------------------------|----|
| 1  | 小型コイルを多数用いた走行中給電システム                                               | 2  |
| 2  | 平行二線路用いた走行中給電システム                                                  | 2  |
| 3  | 1 対 1 型ワイヤレス給電の回路                                                  | 5  |
| 4  | 1 対多型ワイヤレス給電の回路                                                    | 8  |
| 5  | $X_{21}$ を固定した際の 1 対 1 型の最大伝送効率                                    | 11 |
| 6  | $R_{11}$ を固定した際の 1 対 1 型の最大伝送効率                                    | 11 |
| 7  | 四線式平行線路を用いたワイヤレス給電システム                                             | 12 |
| 8  | 受電コイルの位置と最大伝送効率 ( $Lxt=100\text{cm}$ , $dx=0\text{ m}$ )           | 15 |
| 9  | 四線式平行線路 (等間隔) の線路幅 $Lxt$ を変更した際の横ずれと最大伝送効率 ( $dy=100\text{m}$ )    | 16 |
| 10 | 四線式平行線路 (内外 5cm) の線路幅 $Lxt$ を変更した際の横ずれと最大伝送効率 ( $dy=100\text{m}$ ) | 16 |
| 11 | 四線式平行線路と平行二線路の横ずれ ( $Lxt=100\text{cm}$ , $dy=100\text{m}$ )        | 17 |
| 12 | 受電コイルの位置と最大伝送効率 ( $Lxt=100\text{cm}$ , $dx=0\text{cm}$ )           | 18 |
| 13 | 四線式平行線路 (等間隔) の線路幅 $Lxt$ を変更した際の横ずれと最大伝送効率 ( $dy=25\text{m}$ )     | 18 |
| 14 | 四線式平行線路 (内外 5cm) の線路幅 $Lxt$ を変更した際の横ずれと最大伝送効率 ( $dy=25\text{m}$ )  | 19 |
| 15 | 四線式平行線路と平行二線路の横ずれ ( $Lxt=100\text{cm}$ , $dy=25\text{m}$ )         | 19 |
| 16 | 多線式平行線路を用いたワイヤレス給電システム                                             | 21 |
| 17 | 多線式平行線路における受電コイルの大きさと最大伝送効率                                        | 23 |
| 18 | 線路長を変化させた多線式平行線路の最大伝送効率                                            | 25 |
| 19 | 線路長を変化させた多線式平行線路の送電コイルの抵抗成分                                        | 25 |
| 20 | 多線式平行線路における受電コイルを複数化した際の最大伝送効率                                     | 26 |
| 21 | 多線路化した際の漏洩電磁界                                                      | 28 |
| 22 | 平行二線路と多線式平行線路の漏洩電磁界強度の比 (減衰量)                                      | 28 |
| 23 | 多線路型給電システム                                                         | 30 |
| 24 | 三線式平行線路の用いた際の漏洩電磁界抑制                                               | 32 |

|    |                                                       |    |
|----|-------------------------------------------------------|----|
| 25 | 平行二線路と三線式平行線路の漏洩電磁界強度の比（減衰量） . .                      | 32 |
| 26 | 三線式平行線路から 1kW の電力放射時の磁界強度（絶対値） . .                    | 33 |
| 27 | 四線式平行線路から 1kW の電力放射時の磁界強度（絶対値） . .                    | 33 |
| 28 | 2つの受電コイルを用いた際の三線式平行線路と四線式平行線路の<br>最大伝送効率の比較 . . . . . | 35 |

# 1. 序論

## 1.1 研究背景

昨今，人やモノの多様化・流動化が進み，日常生活の利便性や快適性・安全性の向上を目的にワイヤレス電力伝送の研究が広く行われている [1]-[11]．ワイヤレス給電は無線で電力を送ることによって電源ケーブルの完全コードレス化が可能となる技術であり，その一種である磁界共振結合方式は送受電コイルを共振させることによって数十 cm 程度の伝送距離において所望の伝送効率を得ることができる．利用形態としては，モバイル機器や住宅家電，自動車などといった屋内環境から屋外環境までありとあらゆるモノへの適用が期待される [12]-[16]．その中でも，自動車産業やロボット市場は転換期を迎えており [17]-[19]，充電の無線化が望まれる分野の一つである．自動車産業に目を向けると，環境対策を発端に内燃自動車から電気自動車への移行が叫ばれているが航続距離や充電時間が阻害要因となっており，ワイヤレス給電により充電スタンドや道路上といったあらゆる場所で手軽に充電できるシステムの整備が望まれる．一方で，ロボット市場に目を向けると，物流量増大に伴う人手不足の解消や作業員の負担軽減を図るために自動搬送ロボットの利用が見込まれるが，ワイヤレス給電により人手を介さないシステムの構築により 24 時間常に可動し続けるシステムの実現が望まれる．また，移動体である両者は，従来より研究されている静止状態での充電方式のみならず移動状態においても場所にとらわれない充電システムの構築が求められる．

移動体に対してワイヤレス給電を実現し得る有力な手段の一つとして走行中給電がある [20]-[25]．走行中給電は，地面に設置した送電コイルから移動体に取り付けた受電コイルに向けて電力が無線で供給されることにより，移動しながらでも充電が可能となるシステムである．その方式は大きく 2 つに分類され，図 1 に示した小型のコイルを送電側に多数展開する方式 [26],[27] と図 2 に示した平行二線路を展開する方式がある [28]-[31]．図 1 のシステムは，分割して多数のコイルを送電側に展開することから高い伝送効率が見込めるが，コイルの増加に比例してコストの増加やシステム制御の複雑化が生じる．一方で，図 2 のシステムは，長手方向に線路を延長することにより給電エリアの容易な拡張や複数端末への電

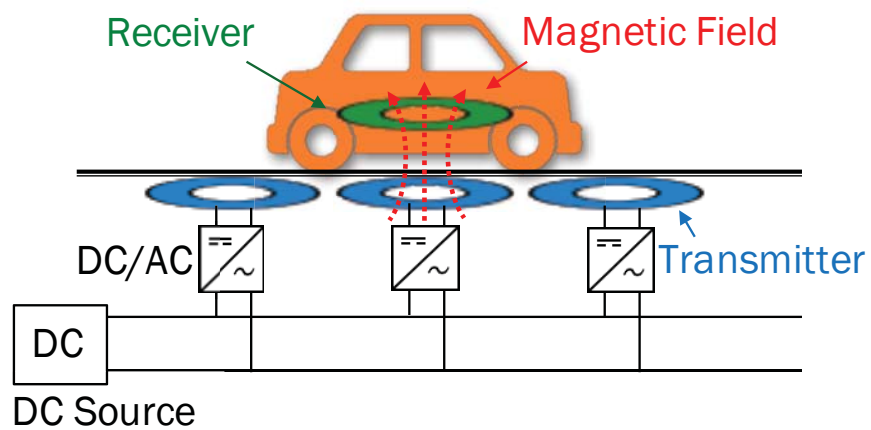


図 1 小型コイルを多数用いた走行中給電システム

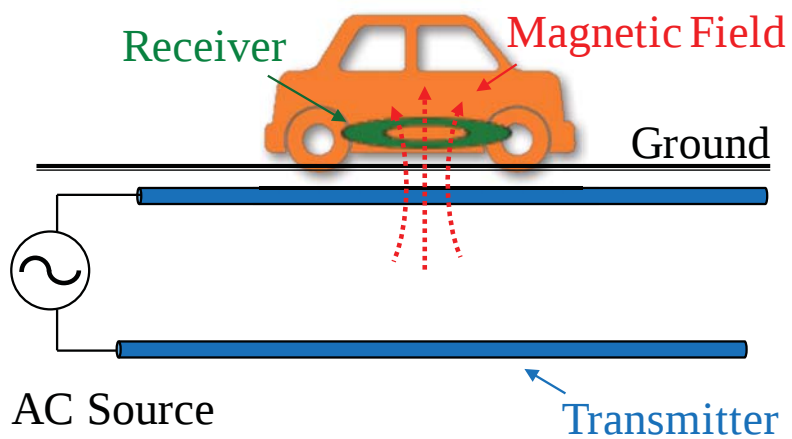


図 2 平行二線路用いた走行中給電システム

力分配が低コストで実現可能となるが、伝送効率の低下や定在波特性による受電電力の不均一が問題となる。また、走行中給電システム全体の解決すべき課題として伝送効率・横ずれ・漏洩電磁界が挙げられ、これらの要素において高い水準の性能の達成が要求される。その理由として、効率が低いと受電側で消費されない電気エネルギーが熱エネルギーに変換されシステムの寿命に影響を与えたり、移動体だと走行中に生じる送受電コイルの位置ずれによって効率の低下を招いたり、不要な電磁界が外部に放射されることによって周辺にある機器への電磁波妨害や人体への影響 [32],[33] が懸念されるためである。

また、走行中給電では端末が広範囲を移動することが想定されるため、広域への給電エリアの実現が要求される。広範囲に給電エリアを展開するという点においては給電エリアを容易に拡大できる平行二線路システムの方が優位性があると想定される。しかしながら、従来研究では数十 m 程度の短い線路長のシステムで議論されており、大規模化したシステムでの検討が行われていない。特に、従来の 2 本の線路を用いた平行二線路式走行中給電システムは拡張性に乏しく、線路長を数百 m から数 km 程度まで大規模化した際には線路の抵抗が増加し伝送効率の低下が深刻化する。そこで、本研究では新たに線路の本数を増やして多線式平行線路システムを提案して抜本的な課題解決を図る。線路の本数を増やすことにより、線路の配置パターンや線路に流す電流の位相調整によって伝送効率・横ずれ・漏洩電磁界といった課題解決につながると期待される。

## 1.2 研究目的

本論文では、平行線路を用いた走行中給電システムにおける送電コイルの大規模化を目的とする。線路の延長により給電エリアを広域化した際は、送電コイルの抵抗成分が増加して伝送効率の低下を招く恐れがある。これに対し、多線路化して増やした線路を並列に接続して追加した場合は平行二線路と比較して送電コイルの抵抗成分の減少、磁界の多重化による送受電コイル間の結合が強固となるため伝送効率の上昇につながると期待できる。また、多線路化した際の線路の配置パターンや各線路に流す電流の位相を最適化することによって線路の外部に生じる漏洩電磁界の抑制につながると期待できる。そこで、本論文では送電コイル

の多線路化により大規模化を図り，その際の効率・横ずれ・漏洩電磁界に着目し，電磁界シミュレーション [34] により平行二線路に対する多線式平行線路の優位性を評価する．

### 1.3 本論文の構成

本論文は以下の構成となっている．まず第 1 章では本研究の背景と目的を述べた．第 2 章では，本研究での評価指標の 1 つである最大伝送効率の導出方法とその達成条件を解説する．また，最大伝送効率の理論式を元に，磁界共振型ワイヤレス給電システムの伝送効率の改善方法について考察する．第 3 章では，新たに線路を 2 本追加した四線式平行線路を導入し，電磁界シミュレーションを通じて平行二線路に対して四線式平行線路が有効であることを確認する．また，伝送効率を改善するために最適な 2 本の線路の配置について考察する．第 4 章では，さらに線路を追加して平行多線路型のシステムに着目し，多線路化による伝送効率の改善の限界について解説する．第 5 章では，漏洩電磁界に焦点を当てて，線路の外部に放射される電磁界の抑制に最適な平行多線路システムについて解説する．最後に第 6 章では，本研究の成果および今後の課題について述べる．

## 2. 最大伝送効率

本章では、評価指標の1つである磁界共振結合型のワイヤレス給電システムにおける最大伝送効率について解説する [35]-[40]。最大伝送効率は負荷インピーダンスを最適化した時に得られる効率であり、システム固有のパラメータのみによって決まる指標である。本研究で用いる磁界共振方式は、送受電コイルの共振現象を利用することで電磁誘導方式と比較してより長い伝送距離において所望の高い伝送効率を得ることができる方式である。一方で、送受電コイル間の位置ずれや共振用素子の特性のばらつきなどが原因で共振の条件を満たさない場合には、伝送効率の低下が生じる。そこで、本章では磁界共振結合型のワイヤレス給電システムにおける最大伝送効率の導出方法およびそれを満たす達成条件について述べる。このとき、送受電コイルを1つずつ用いた1対1型と複数の受電コイルを用いた1対多型を例にとって解説する。また、導出した最大伝送効率の理論式を元に、伝送効率を改善するために有効な手段について述べる。

### 2.1 1対1型

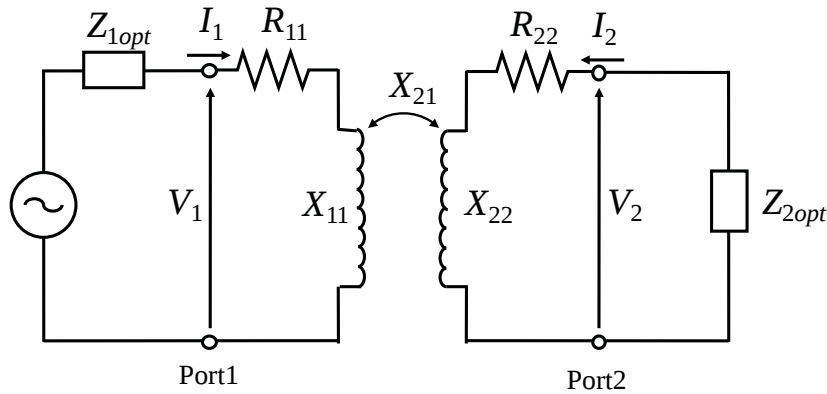


図3 1対1型ワイヤレス給電の回路

1対1型のワイヤレス給電システムを回路図で表すと図3のようになる。 $V_1$ ,  $I_1$  は送電側、 $V_2$ ,  $I_2$  は受電側の電圧・電流をそれぞれ表している。また、 $R_{11}$ ,  $X_{11}$

表 1 最大伝送効率の理論式導出に用いる各パラメータの定義

| パラメータ      | 定義               | 単位       |
|------------|------------------|----------|
| $V_i$      | コイル i にかかる電圧     | V        |
| $I_i$      | コイル i に流れる電流     | A        |
| $Z_{ii}$   | コイル i のインピーダンス   | $\Omega$ |
| $Z_{ij}$   | コイル ij 間のインピーダンス | $\Omega$ |
| $Z_{1opt}$ | 送電コイルの補償インピーダンス  | $\Omega$ |
| $Z_{2opt}$ | 受電コイルの負荷インピーダンス  | $\Omega$ |

は送電コイル,  $R_{22}$ ,  $X_{22}$  は受電コイルのインピーダンスをそれぞれ表し,  $X_{21}$  は送受電コイル間の相互インダクタンスを表している. また, 送受電コイル間の抵抗成分は空气中を伝搬していることから微小な値であると仮定し無視している. このとき, この 1 対 1 型のシステムは Z 行列により以下の式 (1) で表すことができる.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} R_{11} + jX_{11} & jX_{12} \\ jX_{21} & R_{22} + jX_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{1}$$

送電側の入力電力を  $P_1$ , 受電側の出力電力を  $P_2$  と定義すると, 伝送効率  $\eta$  は  $P_2/P_1$  の比から求まる. 式 (1) より,  $P_1$  と  $P_2$  は次のようになる.  $I_1^{re}$  と  $I_1^{im}$  は  $I_1$ ,  $I_2^{re}$  と  $I_2^{im}$  は  $I_2$  の実部と虚部を表す.

$$\begin{aligned}
 P_1 &= \frac{1}{2} Re\{V_1 \bar{I}_1\} \\
 &= \frac{1}{2} \{R_{11}(I_1^{re2} + I_1^{im2}) + X_{21}(-I_1^{re} I_2^{im} + I_1^{im} I_2^{re})\}
 \end{aligned} \tag{2}$$

$$\begin{aligned}
 P_2 &= -\frac{1}{2} Re\{V_2 \bar{I}_2\} \\
 &= -\frac{1}{2} \{R_{22}(I_2^{re2} + I_2^{im2}) + X_{21}(I_1^{re} I_2^{im} - I_1^{im} I_2^{re})\}
 \end{aligned} \tag{3}$$

式 (2), (3) より, 伝送効率  $\eta$  は

$$\eta = -\frac{R_{22}(I_2^{re^2} + I_2^{im^2}) + X_{21}(I_1^{re} I_2^{im} - I_1^{im} I_2^{re})}{R_{11}(I_1^{re^2} + I_1^{im^2}) + X_{21}(-I_1^{re} I_2^{im} + I_1^{im} I_2^{re})} \quad (4)$$

となる. ここで,  $\partial\eta/\partial I_2^{re}=0$ ,  $\partial\eta/\partial I_2^{im}=0$  となるように式 (4) をそれぞれ偏微分すると, 解は次のようになる.

$$I_2^{re} = \frac{(1-\eta)X_{21}}{2R_{22}} I_1^{im} \quad (5)$$

$$I_2^{im} = -\frac{(1-\eta)X_{21}}{2R_{22}} I_1^{re} \quad (6)$$

そして, 式 (2), (3) に式 (5), (6) を代入し,  $\eta=P_2/P_1$  の関係式から  $\eta$  の方程式が得られる.

$$\beta\eta^2 - (2\beta + 4)\eta + \beta = 0 \quad (7)$$

伝送効率は  $0 \leq \eta < 1$  の範囲に属する. 従って, 式 (7) の解を求めると,

$$\eta_{max} = 1 - \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \beta}} \quad (8)$$

となり, 1対1型のワイヤレス給電システムの最大伝送効率の理論式が導出された.

ここで,  $\beta$  は以下のように与えられる.

$$\beta = k^2 Q_1 Q_2 = \frac{X_{21}^2}{R_{11} R_{22}} \quad (9)$$

ここで,  $k$  は送受電コイル間の結合係数 ( $0 < k < 1$ ),  $Q_1$  と  $Q_2$  はそれぞれ送電コイルと受電コイルの  $Q$  値 (Quality Factor) である. この結合係数  $k$  と  $Q$  値の積は  $kQ$  積と呼ばれ, 磁界結合方式のワイヤレス給電において重要なパラメータとなる. 式 (8), (9) より, 結合係数  $k$  と  $Q$  値を用いて  $\beta$  は  $kQ$  積の二乗になっており, 最大伝送効率は送受電コイルの  $kQ$  積に依存することが分かる.

また, この最大効率は以下の条件下で達成される.  $Z_{1opt}$ ,  $Z_{2opt}$  はそれぞれ送電側, 受電側につける素子の最適値を示す.

$$Z_{1opt} = -jX_{11} \quad (10)$$

$$Z_{2opt} = R_{22}\sqrt{1 + \beta} - jX_{22} \quad (11)$$

## 2.2 1対多型

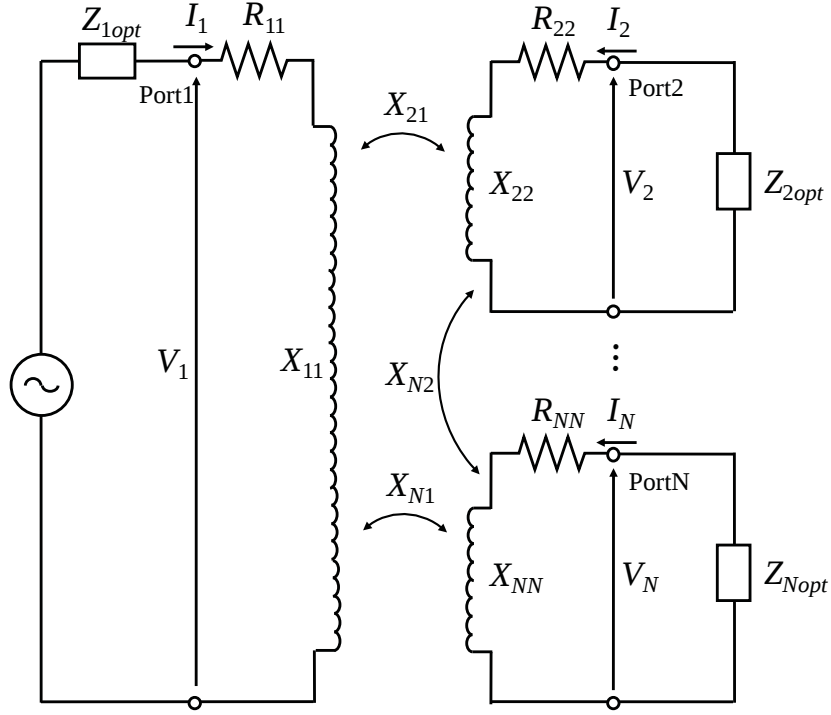


図 4 1対多型ワイヤレス給電の回路

図4に1対多型のワイヤレス給電システムの回路を示した．同図では，コイル1は送電コイル，コイル2～Nは受電コイルを表す．2.1節と同様に各コイルのパラメータを定義すると，1対多型のシステムはZ行列により以下の式(12)で表すことができる．

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (12)$$

ここで、 $Z$  行列は次の通りである．

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} R_{11} + jX_{11} & jX_{12} & \dots & jX_{1N} \\ jX_{21} & R_{22} + jX_{22} & \dots & jX_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ jX_{N1} & jX_{N2} & \dots & jR_{NN} + jX_{NN} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式 (13) を元に 2.1 節と同様にして 1 対多型のシステムの最大伝送効率を導出すると、式 (8) と同じ式 (14) が得られる．

$$\eta_{max} = 1 - \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \beta}} \quad (14)$$

この時、 $\beta$  は以下のように与えられる．

$$\beta = \sum_{m=2}^N \frac{X_{m1}^2}{R_{11}R_{mm}} \quad (15)$$

式 (15) より、 $\beta$  は各送受電コイルの  $kQ$  積の二乗の和となっており、最大伝送効率は受電コイル間のクロスカップリングの項が含まれないことが分かる．

また、この最大伝送効率は以下の条件下で達成される． $Z_{1opt}$ 、 $Z_{nopt}$  はそれぞれ送電側、受電側につける素子の最適値を示す．

$$Z_{1opt} = -jX_{11} \quad (16)$$

$$Z_{nopt} = R_{nn}\sqrt{1 + \beta} - j\{X_{nn} + \sum_{m=2, m \neq n}^N \frac{X_{m1}R_{nn}}{X_{n1}R_{mm}}\} \quad (17)$$

## 2.3 最大伝送効率の劣化要因

本節では、最大伝送効率の劣化要因について本章で導出した理論式より考え、伝送効率を改善する方法を検討する。1対1型の最大伝送効率は式(8)、(9)に示した通り、相互インダクタンスに比例して増加し、送受電コイルの抵抗値に反比例して減少する。相互インダクタンスは、送受電コイルのエアギャップや位置ずれによって異なるため走行中給電においては一意の値に決まらないパラメータである。対して、送受電コイル抵抗成分は周波数が一意に決まっていれば線路長によって決まるパラメータである。そのため、エアギャップや位置ずれによって左右される相互インダクタンスには大幅な改善が見込めないことから、伝送効率を改善するためには送受電コイル抵抗成分を下げるのが有効であることがわかる。

ここで、図5に  $X_{21}$  を固定した際の1対1型の最大伝送効率を示した。このとき、受電コイルの抵抗値は常に同一であると仮定し、 $R_{22}$  は  $0.1 \Omega$  と固定した条件下で考えている。同図より、送電コイルの抵抗成分を下げれば指数関数的に伝送効率は改善しており、所望の伝送効率を得るためには送電コイルの抵抗値を限りなくゼロに近づける必要があることがわかる。

また、図6に  $R_{11}$  を固定した際の1対1型の最大伝送効率を示した。同様に、受電コイルの抵抗値は常に同一であると仮定し、 $R_{22}$  は  $0.1 \Omega$  と固定した条件下で考えている。同図より、送受電コイル間の相互インダクタンスを上げれば対数的に伝送効率は改善しており、特に  $X_{21}$  が小さい条件下では送受電コイル間の結合を強くすることにより伝送効率の改善に大きく寄与することがわかる。

## 2.4 小括

本章では、1対1型と1対多型の最大伝送効率を表す理論式を導出し、その際に最大伝送効率を達成する最適素子について示した。理論式から最大伝送効率は送受電コイルの  $kQ$  積に依存していることが導かれた。また、伝送効率の改善には送受電コイルの抵抗成分の減少および相互インダクタンスの増加のいずれかが必要であることが確認された。

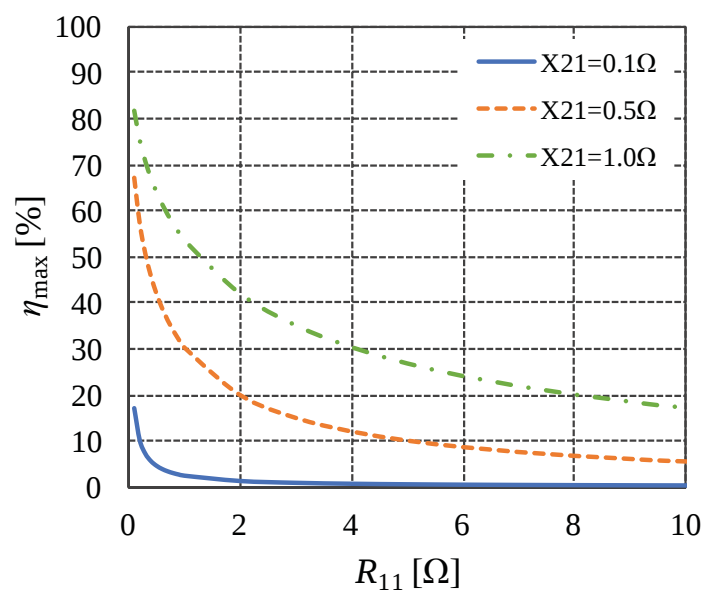


図 5  $X_{21}$  を固定した際の 1 対 1 型の最大伝送効率

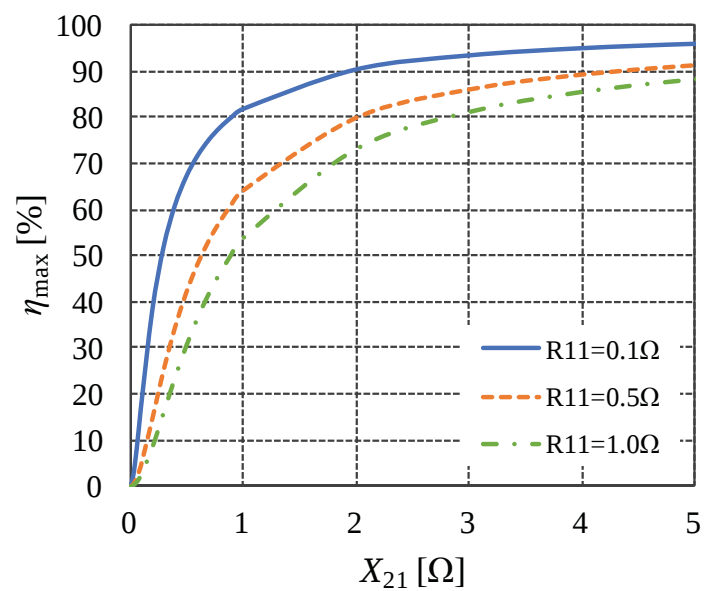


図 6  $R_{11}$  を固定した際の 1 対 1 型の最大伝送効率

### 3. 四線式平行線路の最適線路配置

平行二線路を大規模化した送電システムでは抵抗成分の増加が生じる．この送電コイルの抵抗値の増加により伝送効率の減少が引き起こされることから，2章で示した最大伝送効率の理論式より，送受電コイルの抵抗成分の減少および相互インダクタンスの増加が伝送効率の改善に寄与することが判明した．そこで本研究では，線路の多線路化によって送電コイルの抵抗値の低下を図り伝送効率の改善を試みる．本章では，四線式平行線路を導入して平行二線路と比較した際の優位性を電磁界シミュレーションにより確認する．本章で用いる四線式平行線路は，従来の平行二線路の内側に並列に2本の線路を新たに追加し，外線と内線には同相の電流を流す．また，平行線路を多線路化して伝送効率の改善を検討するに当たって追加した内線の最適な配置を知ることが重要であることから，本章では平行二線路から四線式平行線路に拡張した際の新たに追加した2本の線路の最適な配置について検討を行う．

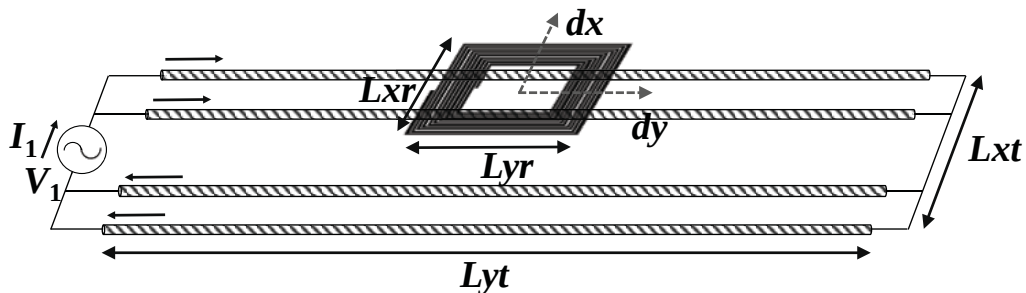


図 7 四線式平行線路を用いたワイヤレス給電システム

#### 3.1 システム構成

図7に本章で用いる四線式平行線路のワイヤレス給電システムを示した．追加した線路の最適な配置パターンを調べるため，本章では送電コイルとして平行二線路，内線を外線から等間隔に配置する四線式平行線路，内線を外線から5cmだけ内側に配置する四線式平行線路の3種類を仮定した．この時，各々の送電コイ

ルの終端は短絡とし，送電コイルの長手方向の長さを  $L_{yt}$  と定義し，送電コイル上においてまだ定在波が生じていないと考え得る 200m と定在波が生じている半波長程度の 1750m の 2 つを用いることによって大規模化した際の影響に関して検討した．また，送電コイルの短手方向の長さは  $L_{xt}$  と定義し，線路幅が異なる四線式平行線路の比較を行った．また，受電コイルは縦を  $L_{yr}$ ，横を  $L_{xr}$  と定義して四角形型のスパイラルコイルを仮定し，送受電コイルのエアギャップは 20cm とした．各送電コイルの断面は縦が 0.4cm で横が 2.5cm の板状，受電コイルの断面は半径 0.5cm の円形とし，各々は銅で構成されていると仮定した．

送受電コイルの横ずれは，受電コイルの中心位置が送電コイルの平行線路の間位置にある場合を横ずれなし ( $dx=0\text{cm}$ ) とし，その位置から受電コイルが送電コイルの短手方向に移動した長さを横ずれとした．また，送電コイルは電源が接続されている箇所を線路の原点 ( $dy=0\text{m}$ ) とし，原点に対して受電コイルの位置を変えて評価した．

表 2 シミュレーションパラメータの設定値

| Parameter                       | Value                     |
|---------------------------------|---------------------------|
| $L_{xt}$                        | 60 cm, 80 cm, 100 cm      |
| $L_{yt}$                        | 200 m, 1750 m             |
| $L_{xr}$                        | 60 cm                     |
| $L_{yr}$                        | 80 cm                     |
| $f$                             | 85 kHz                    |
| $dx$                            | -50 cm ~ 50 cm (10 cm 間隔) |
| $dy$ ( $L_{yt}=200\text{ m}$ )  | 25 m ~ 175 m (25 m 間隔)    |
| $dy$ ( $L_{yt}=1750\text{ m}$ ) | 25 m ~ 1750 m (100 m 間隔)  |
| エアギャップ                          | 20 cm                     |
| 銅の導電率                           | 58 MS/m                   |

表 3 四線式平行線路における送電コイルの抵抗値 [ $\Omega$ ]

|              | $Lxt$        | 60 cm | 80 cm | 100 cm |
|--------------|--------------|-------|-------|--------|
| $Lyt=200$ m  | 平行二線         | 0.77  | 0.77  | 0.77   |
|              | 四線式（等間隔）     | 0.41  | 0.40  | 0.40   |
|              | 四線式（内外 5 cm） | 0.40  | 0.40  | 0.40   |
| $Lyt=1750$ m | 平行二線         | 3.03  | 3.03  | 3.03   |
|              | 四線式（等間隔）     | 1.57  | 1.56  | 1.55   |
|              | 四線式（内外 5 cm） | 1.57  | 1.57  | 1.57   |

## 3.2 特性評価

本章では，表 2 に示したようにシミュレーションパラメータを設定し，解析を行った．

### 3.2.1 送電コイルの抵抗成分

表 3 に各々の送電コイルの抵抗値を示した．同表より，平行二線路に新たに 2 本の線路を並列に接続して四線式平行線路にすることにより，線路長や外線と内線の間隔が異なるいずれの条件下においても抵抗値がほぼ半減することが確認できる．また，平行線路の線路長が一定であれば線路幅（ $Lxt$ ）の変更による送電コイルの抵抗値の変動は生じないことが分かった．

### 3.2.2 200m の送電コイル

図 8 に  $dy=25$ m を起点に受電コイルを長手方向に 25m 間隔で移動した際の最大伝送効率を示した．同図より，送電線路の長さが 200m の際は線路上に定在波は生じず，送電線路のどの位置でも均一の電力が受電可能である．また，線路幅が 100cm で送受電コイルの横ずれがない条件下では，平行線路を二線から四線に増やすことで，伝送効率が 10% ほど増加した．これは，線路数の増加により送電コイルの抵抗値が減少したことに起因する．

図9に等間隔に配置した四線式平行線路，並びに図10に外線から5cm内側に内線を接続した四線式平行線路の横ずれと最大伝送効率をそれぞれ示した．本研究では横ずれをピーク電力から3dB減衰するまでを有効範囲としており，その際に有効範囲は線路幅に対する割合で考えた．等間隔配置の四線式平行線路では，線路幅  $Lxt$  が60cmにおける有効範囲は約40%， $Lxt$  が100cmの場合は約30%であった．四線式平行線路（内外5cm）では，線路幅  $Lxt$  が60cmの場合の有効範囲は約45%， $Lxt$  が100cmの場合は約44%であった．従って，四線式平行線路では新たに追加した内線を外線に近づけた方が横ずれの有効範囲が広くなることが分かった．また，図10より四線式平行線路（内外5cm）では線路幅を狭くした方がピーク電力が高くなる傾向にあることがわかった．

図11では，四線式平行線路と平行二線路の最大伝送効率を比較した．同図より，線路幅  $Lxt$  が100cmの平行二線路における有効範囲は約45%で，内線を外線に近づけた四線式平行線路（内外5cm）と同等であった．しかし，四線式平行線路を用いることで最大伝送効率が約11.4%改善しており，線路を増やすことの有効性が確認できた．

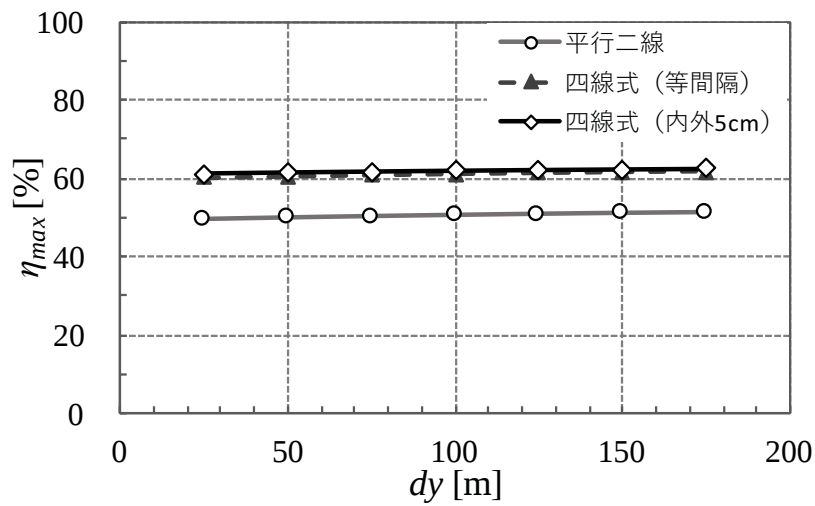


図8 受電コイルの位置と最大伝送効率 ( $Lxt=100\text{cm}$ ,  $dx=0\text{ m}$ )

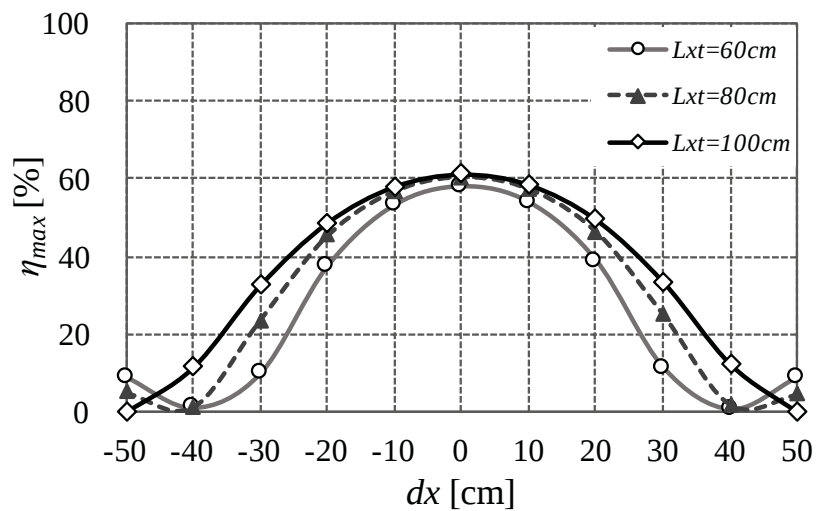


図 9 四線式平行線路（等間隔）の線路幅  $L_{xt}$  を変更した際の横ずれと最大伝送効率（ $dy=100\text{m}$ ）

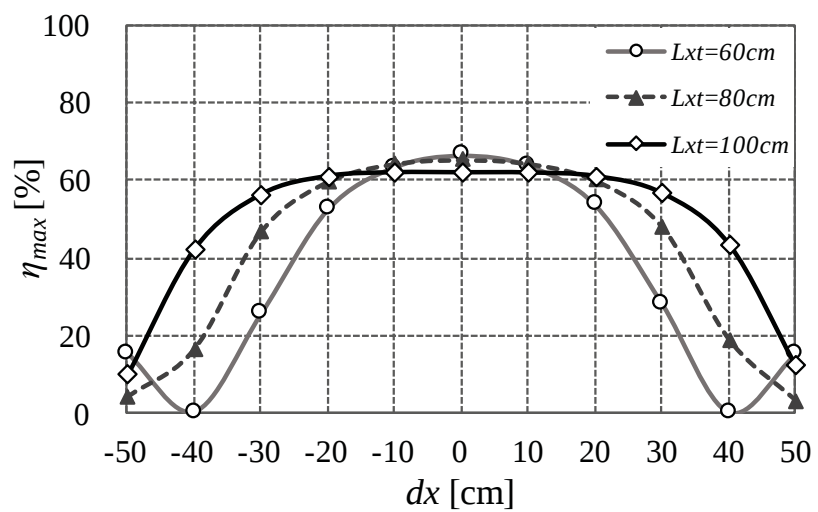


図 10 四線式平行線路（内外 5cm）の線路幅  $L_{xt}$  を変更した際の横ずれと最大伝送効率（ $dy=100\text{m}$ ）

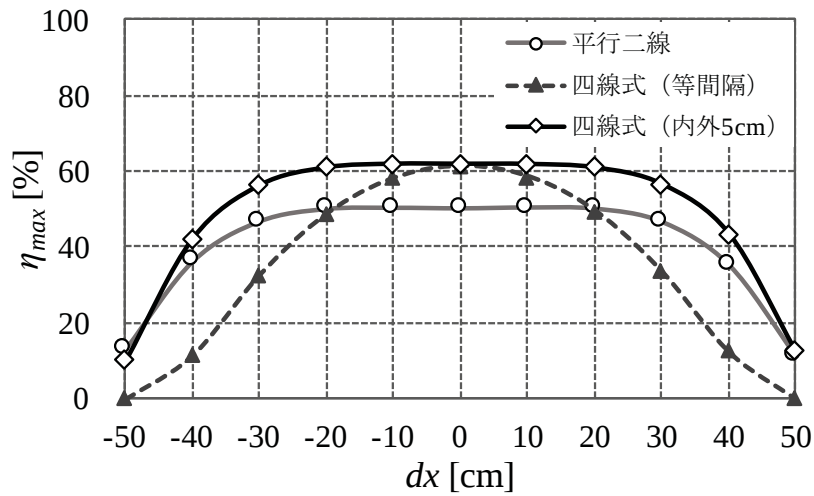


図 11 四線式平行線路と平行二線路の横ずれ ( $Lxt=100\text{cm}$ ,  $dy=100\text{m}$ )

### 3.2.3 1750m の送電コイル

図 12 では  $dy=25\text{m}$  を起点に受電コイルを長手方向に  $100\text{m}$  間隔で移動した際の最大伝送効率を評価した. 同図より,  $1750\text{m}$  の送電線路上では定在波が生じており,  $dy$  が  $800\text{m}\sim 900\text{m}$  の区間では極めて小さい伝送効率となった. また, 1 対 1 型の給電は最大でも約  $42\%$  の伝送効率に留まり,  $200\text{m}$  の送電コイルの最大伝送効率  $60\%$  と比較して劣化が生じた.

図 13 に等間隔に配置した四線式平行線路, 並びに図 14 に外線から  $5\text{cm}$  内側に内線を接続した四線式平行線路の横ずれと最大伝送効率をそれぞれ示した. これらの図より, 線路幅  $Lxt$  が  $100\text{cm}$  では, 等間隔配置の四線式平行線路の有効範囲は約  $26\%$ , 四線式平行線路 (内外  $5\text{cm}$ ) では約  $40\%$  となり, 送電線路の長さが  $200\text{m}$  の際の有効範囲と同程度の結果が得られた. 従って, 送電線路の長さが異なっても, 線路の配置が同じ条件であれば同程度の有効範囲を示すと考えられる.

図 15 では, 四線式平行線路と平行二線路の最大伝送効率を比較した. 同図より, 平行二線路における有効範囲は約  $41\%$  となり, 内線を外線に近づけた四線式平行線路 (内外  $5\text{cm}$ ) と同等の有効範囲であった. また, 最大伝送効率は四線式平行線路を用いることで約  $12\%$  改善しており,  $1750\text{m}$  の送電コイルにおいても, 線

路数を増やすことで伝送効率の増加が得られることがわかった。

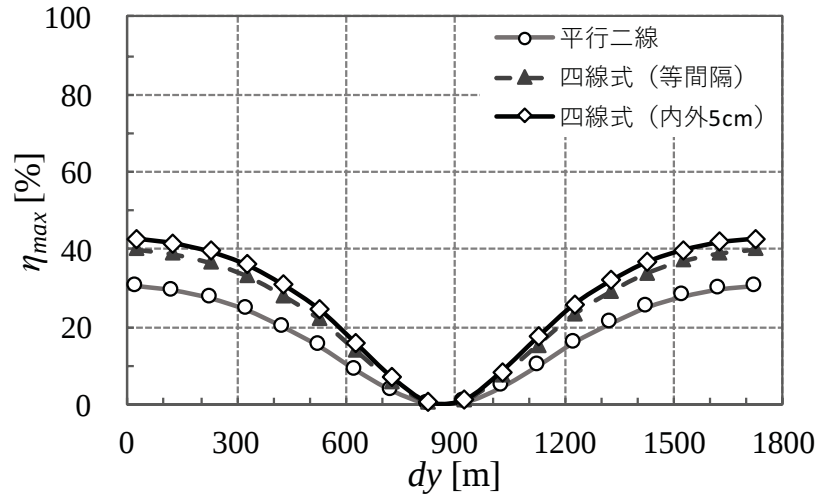


図 12 受電コイルの位置と最大伝送効率 ( $L_{xt}=100\text{cm}$ ,  $dx=0\text{cm}$ )

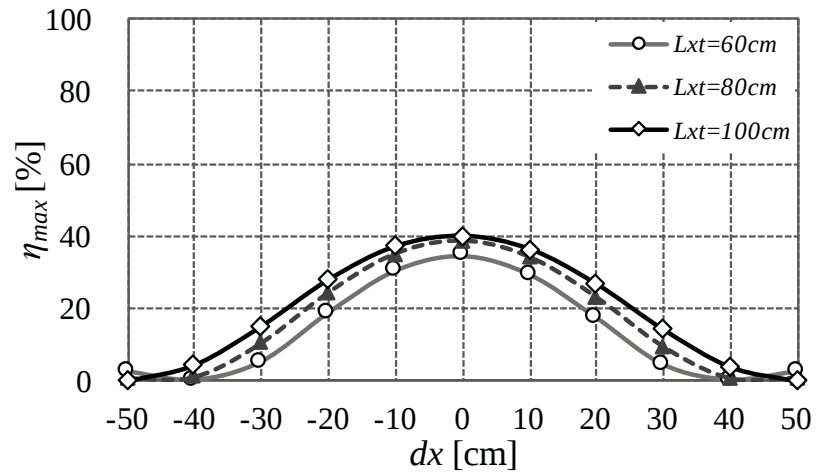


図 13 四線式平行線路 (等間隔) の線路幅  $L_{xt}$  を変更した際の横ずれと最大伝送効率 ( $dy=25\text{m}$ )

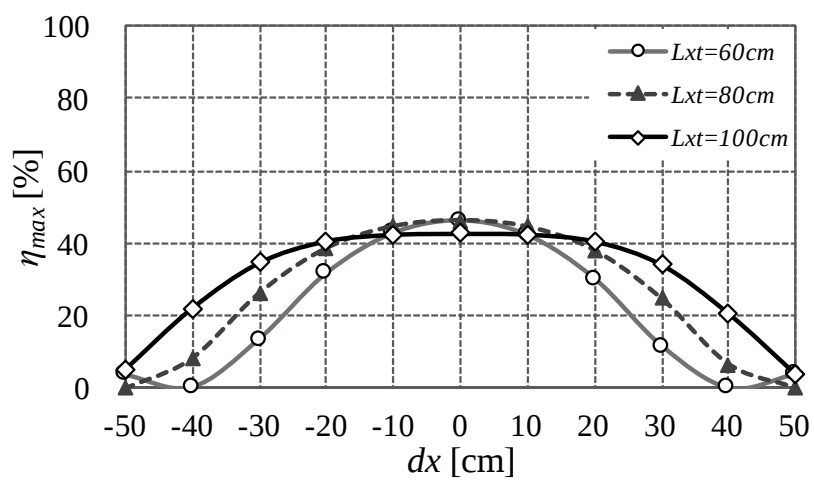


図 14 四線式平行線路（内外5cm）の線路幅  $L_{xt}$  を変更した際の横ずれと最大伝送効率（ $dy=25m$ ）

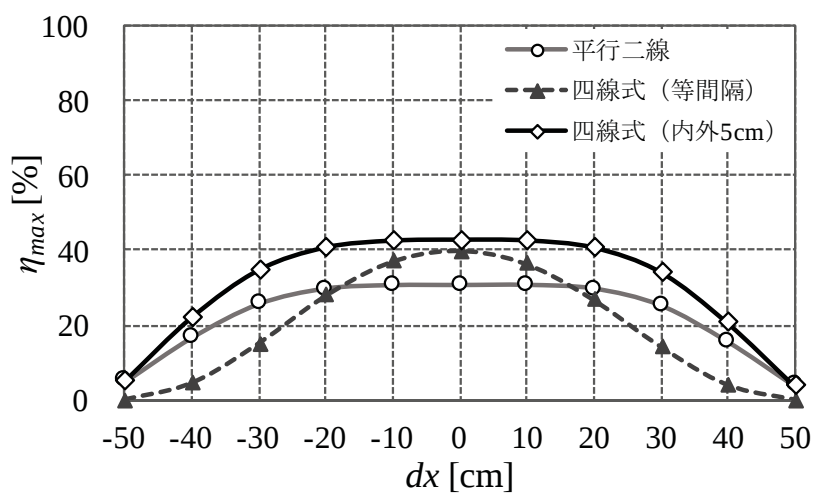


図 15 四線式平行線路と平行二線路の横ずれ（ $L_{xt}=100cm$ ,  $dy=25m$ ）

### 3.3 小括

本章では，平行二線路を大規模化するに当たって，線路の延長に伴い伝送線路の抵抗成分が増加して伝送効率の減少が生じるため，四線式平行線路を導入して検討を行った．その際，新たに追加した線路の配置によっては平行二線路よりも四線式平行線路の特性が劣化する恐れが生じたため，伝送効率に焦点を当てて追加した線路の最適配置を検討した．その結果，追加した内線を外線に近づけた位置に配置することにより，10%程度の伝送効率の改善が得られ，線路を多線路化することの有効性を確認できた．しかしながら，平行二線路から四線式平行線路に拡張しても横ずれに対する耐性については改善が見られなかった．また，線路長を長くして定在波が生じる環境下においても横ずれの有効範囲や多線路化した際の影響に関しては同等の結果が得られた．

## 4. 多線式平行線路による伝送効率の改善

3章で示したシミュレーション結果により，四線式平行線路では内線を外線に近づけることで伝送効率の改善が得られることがわかった．そこで，本章では四線式平行線路に加えて，さらに線路を追加した多線式平行線路での伝送効率に焦点を当てる．その際，平行線路上にある受電コイルの数や受電コイルの大きさによって送受電コイルの結合の強さが異なることから，本章では複数の受電コイルがある場合や送受電コイルの大きさの比を変化させた場合についての検討も随時行う．また，多線路化に伴い電磁界が多重化されてシステム外部での漏洩電磁界が強くなることが予想されることから，平行二線路と比較した際の多線式平行線路における漏洩電磁界の強度についても確認する．

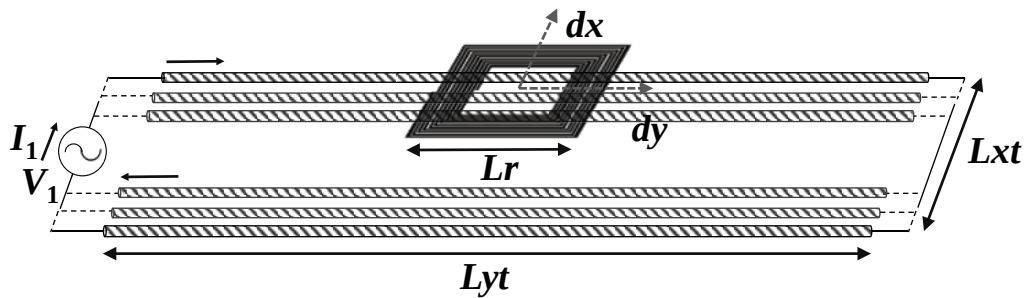


図 16 多線式平行線路を用いたワイヤレス給電システム

### 4.1 システム構成

図 16 に本章で用いる多線式平行線路のワイヤレス給電システムを示した．本章では送電コイルとして平行二線路，四線式平行線路，六線式平行線路，八線式平行線路の 4 種類を仮定し比較を行う．この時，送電コイルの長手方向の長さを  $L_{yt}$ ，短手方向の長さを  $L_{xt}$  と定義し，各々の送電コイルの終端は短絡とした．また，線路は外線を基準に 2.5cm ずつ内側に配置した．受電コイルとしては正方形型の 10 巻スパイラルコイルを仮定し受電コイルの一辺を  $L_r$  と定義し，送受電コイルのエアギャップは 20cm とした．また，受電コイルの位置は送電コイルの中

心 ( $dx=0\text{cm}$ ,  $dy=L_{yt}/2\text{m}$ ) に受電コイルの中心が位置する状況下とした。また、各送電コイルの断面は縦が  $0.5\text{cm}$  で横が  $2.0\text{cm}$  の板状、受電コイルの断面は半径  $0.5\text{cm}$  の円形とし、各々は銅で構成されていると仮定した。

## 4.2 特性評価

### 4.2.1 受電コイルの最適幅

表 4 シミュレーションパラメータの設定値

| Parameter | Value                     |
|-----------|---------------------------|
| $L_{xt}$  | 40 cm                     |
| $L_{yt}$  | 200 m                     |
| $L_r$     | 40 cm ~ 100 cm (10 cm 間隔) |
| $f$       | 85 kHz                    |
| エアギャップ    | 20 cm                     |
| 銅の導電率     | 58 MS/m                   |

本項では、表 4 に示したシミュレーションパラメータを設定して受電コイルの大きさを変化させた際の伝送効率に関して解析を行った。送電コイルの大きさは線路長が  $200\text{m}$ 、線路幅が  $40\text{cm}$  とし、受電コイルの一辺の長さは線路幅と同等以上の条件下で検討した。

図 17 に受電コイルの一辺の長さを変化させた際が多線式平行線路における最大伝送効率を示した。同図より、受電コイルを大きくすることによって伝送効率が大きくなり、線路幅  $40\text{cm}$  に対して受電コイルの大きさが倍の  $80\text{cm}$  になった時点において伝送効率の増加がほとんど頭打ちになっていることが確認できる。これは 2 章の図 6 に示したように、受電コイルの一辺が小さい場合は送受電コイル間の結合が弱く相互インダクタンスの増加により伝送効率の改善に大きく貢献しているが、受電コイルがある程度の大きさになった時点で飽和状態と遷移したと考えられる。したがって、線路幅  $40\text{cm}$  の平行線路に対しては受電コイルの大

きさを 80cm 以上の大きさに設計すれば良いことが確認された。

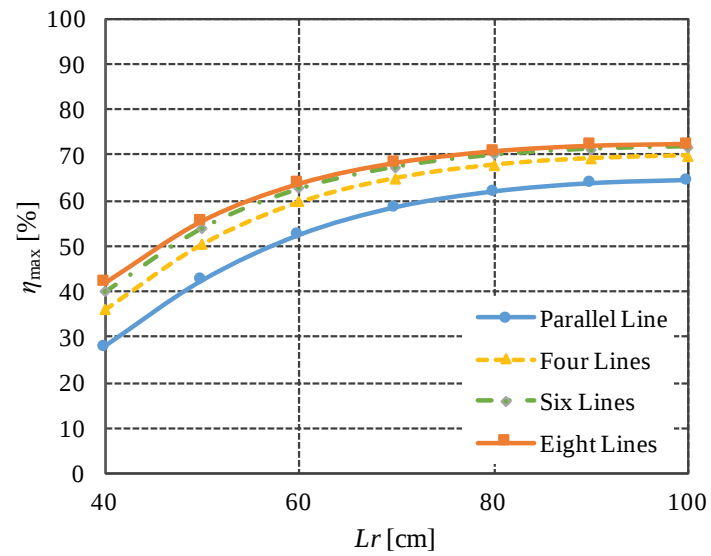


図 17 多線式平行線路における受電コイルの大きさと最大伝送効率

#### 4.2.2 多線式平行線路における最大伝送効率

表 5 シミュレーションパラメータ

| Parameter | Value               |
|-----------|---------------------|
| $Lxt$     | 40 cm               |
| $Lyt$     | 20 m～200 m(20 m 間隔) |
| $Lr$      | 80 cm               |
| $f$       | 85 kHz              |
| エアギャップ    | 20 cm               |
| 銅の導電率     | 58 MS/m             |

本項では，表5に示したシミュレーションパラメータを設定して多線式平行線路における伝送効率の解析を行った．送電コイルは線路幅が40cmとし，線路長を変化させて多線式平行線路の有効性を確認した．受電コイルの一边の長さは80cmの条件下としている．

図18に  $Lyt=20m$  を起点に線路長を20m間隔で延長した多線式平行線路の最大伝送効率を示した．同図より，多線式平行線路では送電線路の長さに関係なく線路数を増やすことによって伝送効率は増加することがわかる．特に，システムを大規模化して線路長が長くなった時に多線路化した際の利点が顕著に表れている．しかしながら，線路の本数を増やすほど増加量は小さくなっており，六線式平行線路から八線式平行線路にした場合はほとんど変化しなかった．

ここで，図19に線路長を変化させた際の多線式平行線路の抵抗成分を示した．同図より，平行二線路から四線式平行線路にした際は送電コイルの抵抗値が半減する．そして六線式や八線式のようにさらに線路を増やすと送電コイルの抵抗値が減少していくが，その下がり幅は線路が増えるにつれてだんだんと小さくなることが確認された．したがって，送電コイルの抵抗成分の改善に限界が生じるため，六線式平行線路以降では伝送効率の増加が頭打ちになったと考えられる．

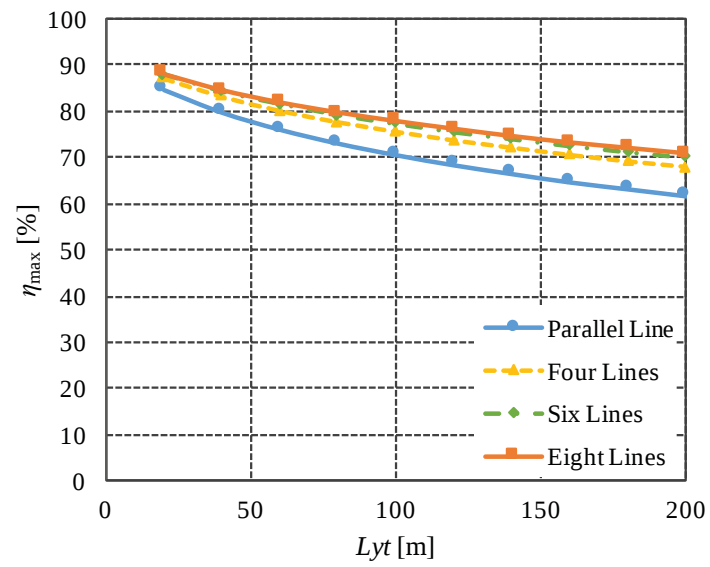


図 18 線路長を変化させた多線式平行線路の最大伝送効率

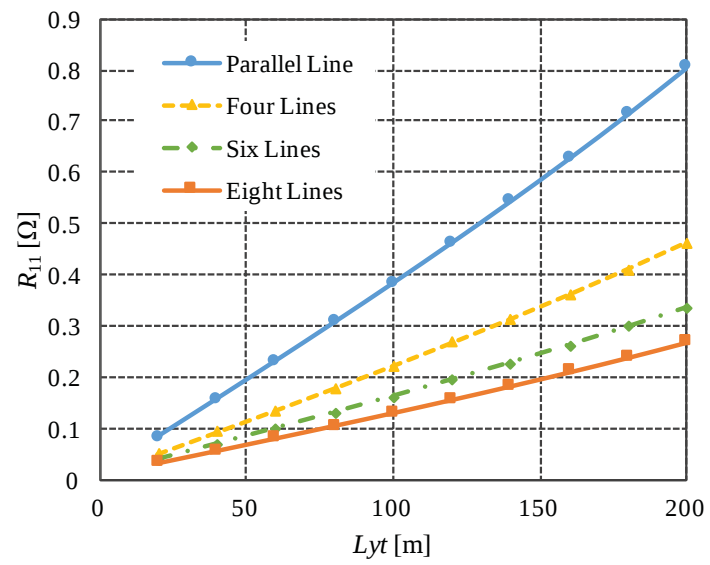


図 19 線路長を変化させた多線式平行線路の送電コイルの抵抗成分

図 20 に受電コイルを複数化した際の最大伝送効率を示した。200m の送電コイル上では定在波の影響を無視できるため、長手方向に横ずれがない受電コイルを複数個並べても各々のインピーダンス行列は大きく変化しない。そこで、同図では 200m の送電線上に配置する受電コイルの個数を変化させ、その受電コイルの個数に対する最大伝送効率の変化を示した。同図より、受電コイルの個数が増えると伝送効率は上がり、受電コイルの個数が増えるほど伝送効率の上昇は緩やかになることが分かる。200m 区間の線路上に端末が 1 台から 5 台に変移したと仮定した場合、その際の伝送効率は平行二線路で約 20%，四線式平行線路で約 15% の改善が得られた。特に受電コイルの数が少ないときは増加量が顕著に現れており、大規模化した平行線路においては線路上に多数の端末があることによって損失量を改善できることがわかった。

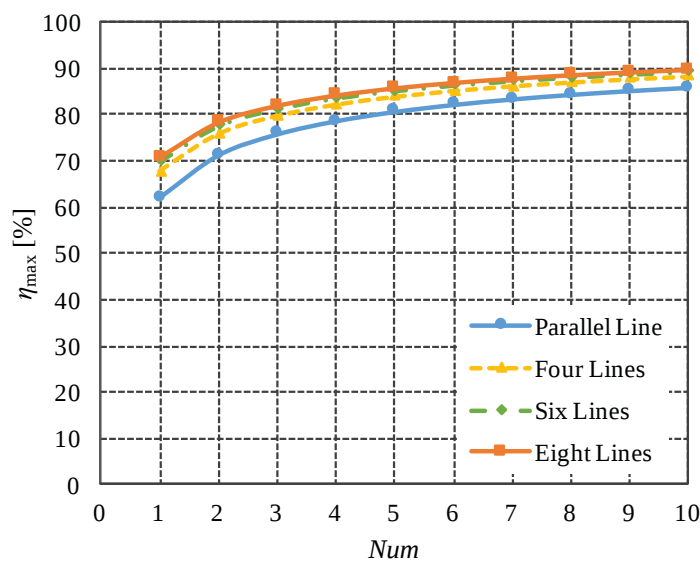


図 20 多線式平行線路における受電コイルを複数化した際の最大伝送効率

#### 4.2.3 多線式平行線路における漏洩電磁界

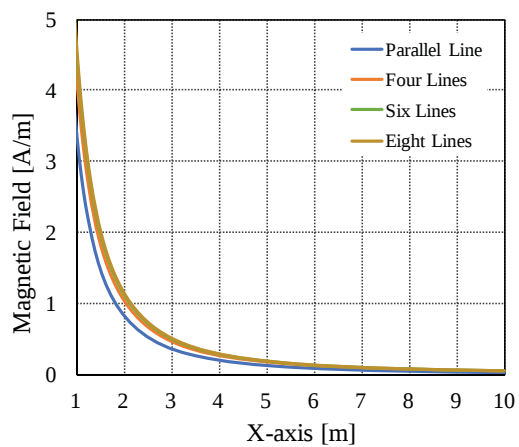
表 6 シミュレーションパラメータ

| Parameter | Value   |
|-----------|---------|
| $Lxt$     | 40 cm   |
| $Lyt$     | 200 m   |
| $f$       | 85 kHz  |
| $Power$   | 1 kW    |
| 銅の導電率     | 58 MS/m |

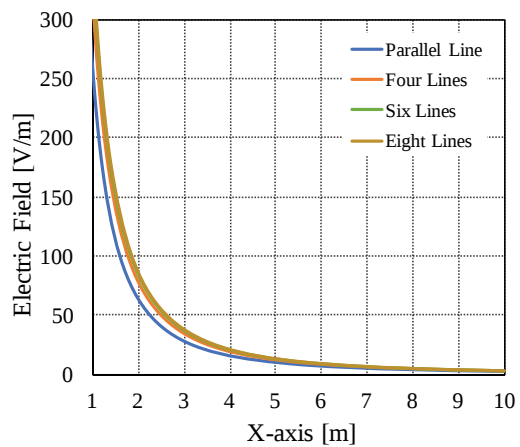
本項では，多線路平行線路における漏洩電磁界について確認する．このとき，シミュレーション上では送電コイルのみを配置し，その各送電コイルからは1kWの電力を放射しているものとした．また，電磁界の測定ポイントは長手方向100m，高さ0cmの位置から短手方向に1m～10m地点にスイープして測定した．図21には多線路化した際の漏洩電磁界強度，図22には平行二線路と多線式平行線路の漏洩電磁界強度の比（減衰量）を示した．減衰量は以下の式(18)を用いてデシベルで考えており，変数Aは各多線式線路からの漏洩電磁界強度，変数Bは平行二線路からの漏洩電磁界強度を表している．

$$Gain(dB) = 20 \log\left(\frac{A}{B}\right) \quad (18)$$

図21，22より，磁界と電界ともに平行二線路が最も漏洩量が少なく，線路の本数を増やすことによって磁界と電界ともに外部に漏洩する量が増加することが確認できた．これは，線路の多線路化により電磁界も多重化されたことが要因であると想定される．

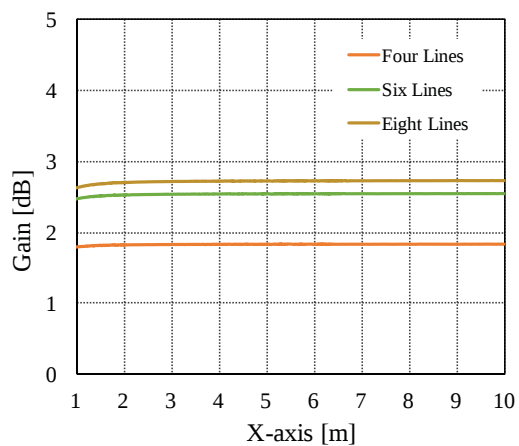


(a) 漏洩磁界

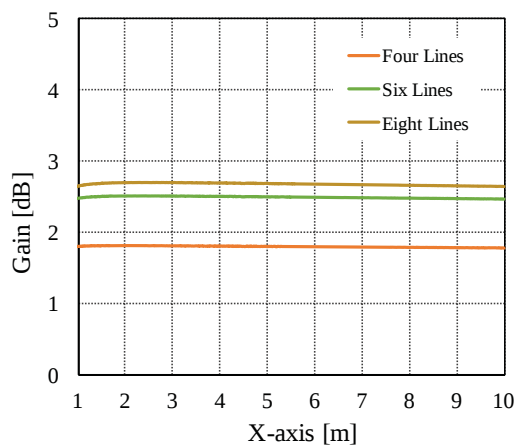


(b) 漏洩電界

図 21 多線路化した際の漏洩電磁界



(a) 漏洩磁界



(b) 漏洩電界

図 22 平行二線路と多線式平行線路の漏洩電磁界強度の比（減衰量）

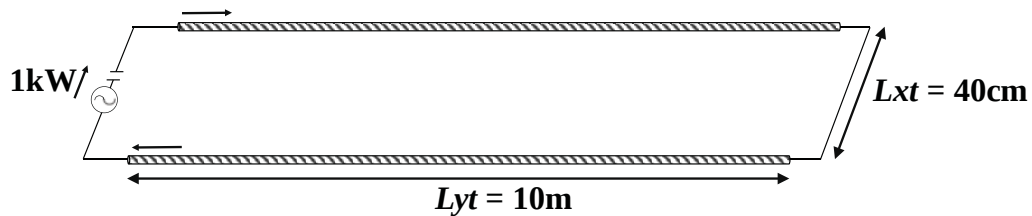
### 4.3 小括

本章では，多線式平行線路を用いてその特性を確認した．線路幅 40cm の平行線路に対しては受電コイルの大きさを倍以上に設計すれば良いことが確認できた．また，線路の本数を増やすことによって伝送効率の改善が得られることが分かったが，線路を並列に追加した場合，抵抗成分の減少には限界があることが起因して六線式平行線路以降はそれほど伝送効率の改善が得られないことがわかった．また，線路を追加することによって電磁界が多重化されるため，漏洩電磁界が増加する傾向にあることがわかった．また，受電コイルの複数化によって効率の改善が得られることが確認できた．

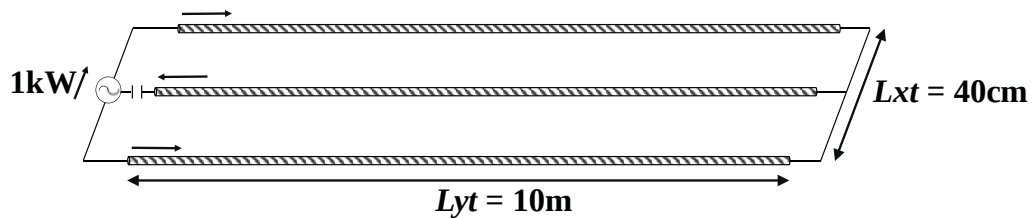
## 5. 三線式平行線路による漏洩電磁界の抑制

本章では，多線路化した際の漏洩電磁界に焦点を当てて，漏洩電磁界の抑制につながる線路配置について検討を行う．前章までは，2本の線路で構成される平行二線路に対して単純に並列に線路を追加して同相の電流を流して検討を行っていたが，伝送効率の増加に比例して漏洩電磁界の量も増加した．そこで，本章では三線式平行線路を導入し，外線と外線は同相，内線に逆相の電流を流すことで漏洩電磁界の軽減につながるか検討を行う．

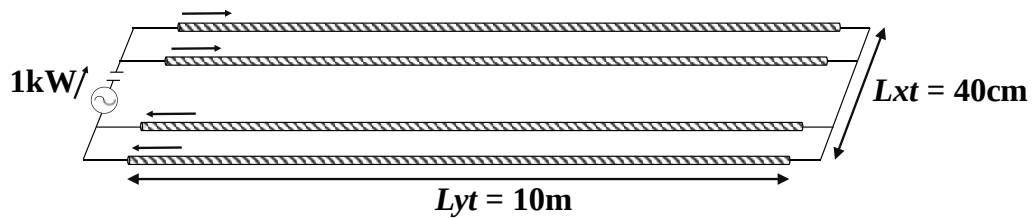
### 5.1 システム構成



(a) 平行二線路の給電システム



(b) 三線式平行線路の給電システム



(c) 四線式平行線路の給電システム

図 23 多線路型給電システム

図 23 に本章で用いるワイヤレス給電システムを示した．漏洩電磁界の抑制に有効な線路配置を調べるため，本章では送電コイルとして平行二線路，平行二線路の中心に線路を 1 本追加した三線式平行線路，3 章で提案した内線を外線から 2.5cm だけ内側に配置する四線式平行線路の 3 種類を仮定した．三線式平行線路は 2 本の外線には同相，中心に配置した内線には逆相の電流を流して解析を行った．この時，各々の送電コイルの終端は短絡とし，送電コイルの長手方向の長さを  $L_{yt}$  と定義して線路長は 10m，短手方向の長さは  $L_{xt}$  と定義して線路幅は 40cm とした．

## 5.2 特性評価

### 5.2.1 三線式平行線路における漏洩電磁界

表 7 シミュレーションパラメータ

| Parameter | Value   |
|-----------|---------|
| $L_{xt}$  | 40 cm   |
| $L_{yt}$  | 10 m    |
| $f$       | 85 kHz  |
| $Power$   | 1 kW    |
| 銅の導電率     | 58 MS/m |

本項では，三線式平行線路における漏洩電磁界について確認する．シミュレーション上では送電コイルのみを配置し，その各送電コイルからは 1kW の電力が放射されているものとした．また，電磁界の測定ポイントは長手方向 5m，高さ 0cm の位置から短手方向に 1m～10m 地点にスイープして測定した．

図 24 には三線式平行線路の用いた際の漏洩電磁界の抑制量，図 25 には平行二線路と三線式平行線路の漏洩電磁界強度の比（減衰量）を示した．減衰量は 4 章で用いた式 (18) で算出した．これらの図より，平行二線路から四線式平行線路にした際は漏洩電磁界が強くなるのに対して，三線式平行線路では平行二線路に比

べて磁界と電界ともに著しく抑制が可能であることがわかる。特に，三線式平行線路の中心から横に 10m 離れた地点において磁界は平行二線路に比べて 17dB，電界は 12dB の抑制となることが確認できた。これは，平行二線路の中心に線路を 1 本追加して，追加した内線には外線と逆相の電流を流したことによって，外線と外線の上に電磁界が閉じ込められ，反対に線路の外部では位相が 180 度異なる電磁界が重なり打ち消されたことが要因であると想定される。

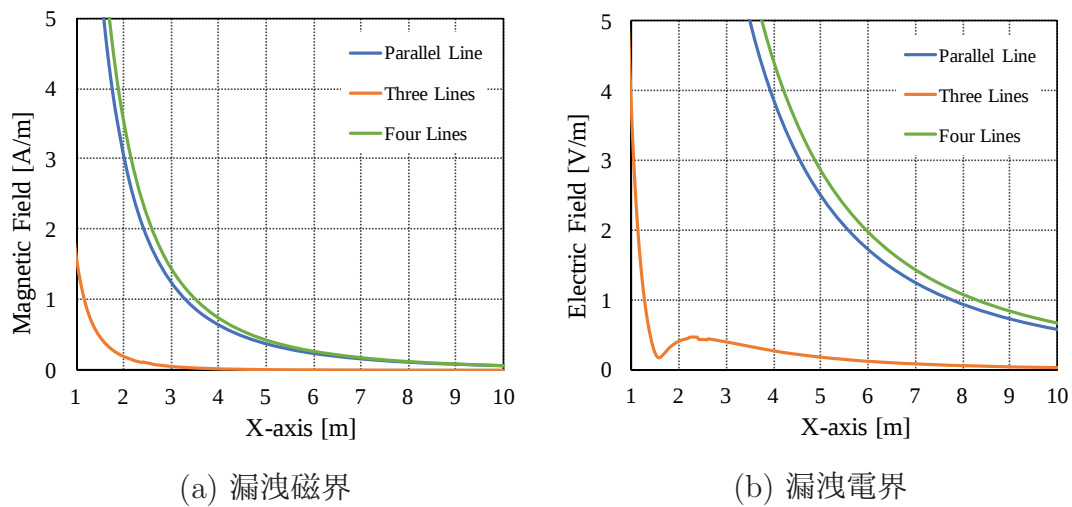


図 24 三線式平行線路の用いた際の漏洩電磁界抑制

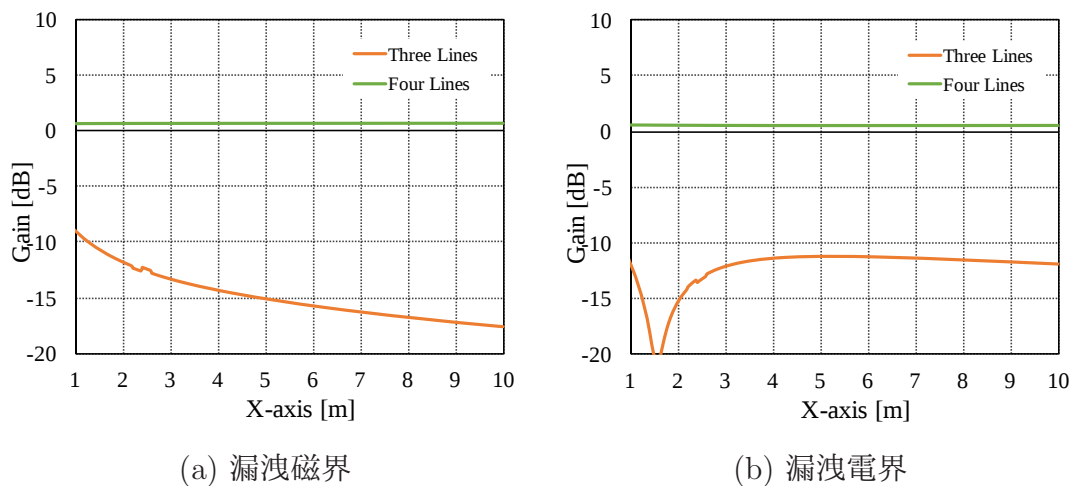


図 25 平行二線路と三線式平行線路の漏洩電磁界強度の比（減衰量）

図 26 には長手方向 5m 地点における三線式平行線路から 1kW の電力が放射された時の X-Z 断面の磁界強度，図 27 には四線式平行線路の X-Z 断面の磁界強度を示した．これらの図より，三線式平行線路では外線と外線の中央に内線を配置したことによって，四線式平行線路と比較して線路の内側でも磁界の広がり方が抑制されていることが確認できた．これは，中心線の右側と左側で位相が 180 度異なることに起因すると考えられる．

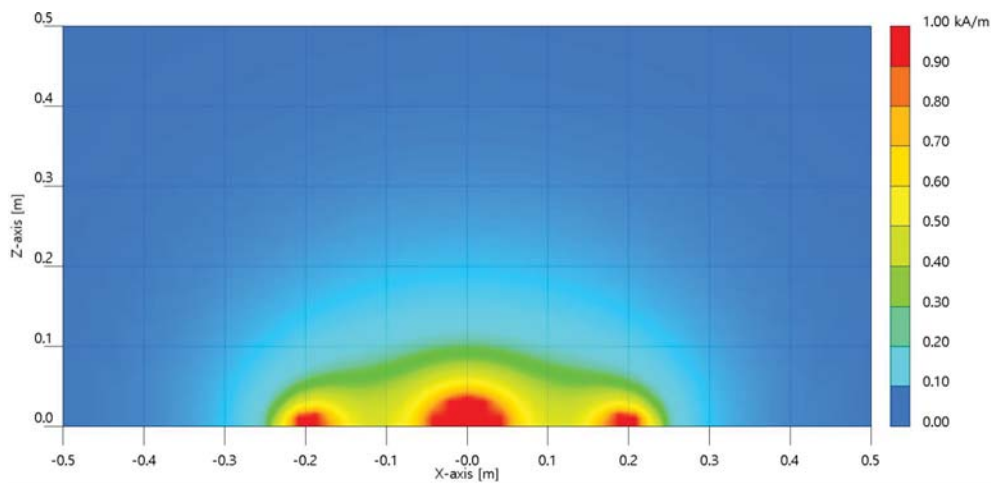


図 26 三線式平行線路から 1kW の電力放射時の磁界強度（絶対値）

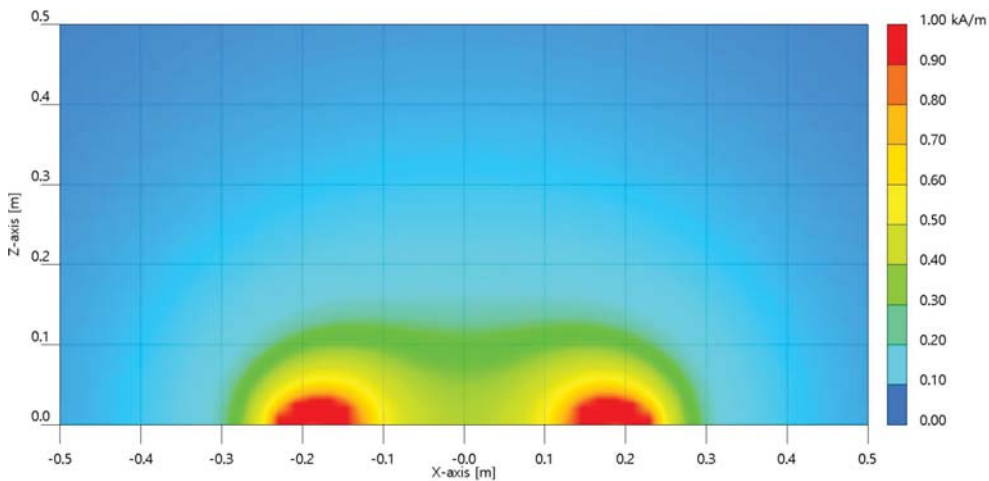


図 27 四線式平行線路から 1kW の電力放射時の磁界強度（絶対値）

### 5.2.2 三線式平行線路における最大伝送効率

表 8 シミュレーションパラメータ

| Parameter | Value               |
|-----------|---------------------|
| $Lxt$     | 40 cm               |
| $Lyt$     | 10 m                |
| $Lxr$     | 20 cm               |
| $Lyr$     | 40 cm               |
| $dx$      | 0 cm～30 cm(5 cm 間隔) |
| $f$       | 85 kHz              |
| エアギャップ    | 20 cm               |
| 銅の導電率     | 58 MS/m             |

本項では，三線式平行線路にした際の伝送効率について考える．中心に線路を追加したことにより，中心線の右側と左側で位相が異なっているため受電コイル 1 つでは電磁界が受電コイル内部で打ち消されてしまうので，2 つの受電コイルを用いて検討を行った．受電コイルは横の長さを  $Lxr$  と定義して 20cm，縦の長さは  $Lyr$  と定義して 40cm とし，2 つのコイルを横に並べる状況下でシミュレーションを行った．このとき，横ずれは  $dx$  と定義して，送電コイルの中心を基準として 2 つの受電コイルを同時に短手方向に移動して検討を行った．

図 28 に 2 つの受電コイルを用いた三線式平行線路と四線式平行線路の最大伝送効率のシミュレーション結果を示した．同図より，横ずれがない条件下においてピーク電力は四線式平行線路の方が高くなることが確認できる．また，受電コイルを横方向にずらした状況下では，四線式平行線路はなだらかに減少するのに対して，三線式平行線路は一度大きな谷が生じることが確認できる．これは，送電コイルの中心に線路をおいたことで中心線の右側と左側で位相が異なり電磁界が打ち消されたことが要因であると考えられる．この結果より，伝送効率と横ずれともに四線式平行線路と比較して三線式平行線路の方が劣ることがわかった．

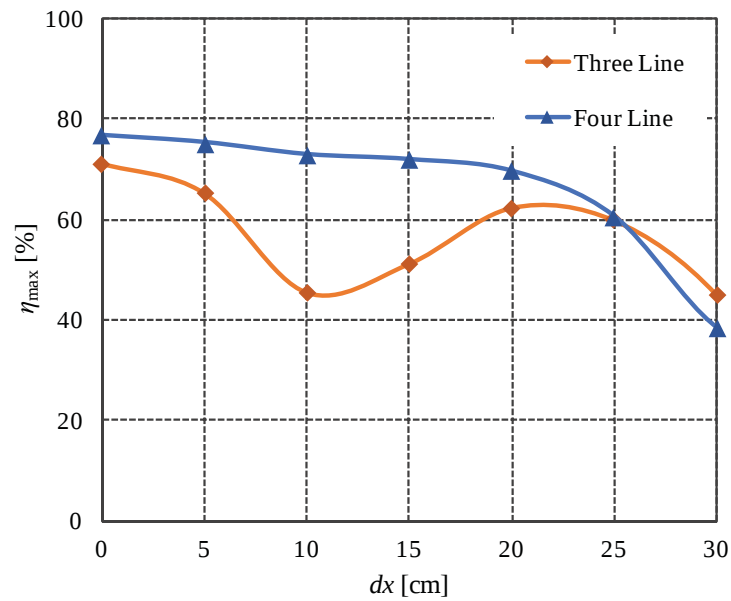


図 28 2つの受電コイルを用いた際の三線式平行線路と四線式平行線路の最大伝送効率の比較

### 5.3 小括

本章では，三線式平行線路を新たに提案して漏洩電磁界の抑制を図った．その結果，三線式平行線路は平行二線路や四線式平行線路と比較して，線路の外部において漏洩電磁界が抑制できることを確認した．特に，平行二線路と比較して三線式平行線路は中心から横に 10m 離れた地点において磁界は 17dB，電界は 12dB の抑制となることが確認できた．しかしながら，伝送効率および横ずれに関しては低下を招くといった結果が得られた．

## 6. 結論

### 6.1 総括

本論文では，平行線路を用いた走行中給電システムの大規模化を目的として，電磁界シミュレーションによって特性評価を行った．従来システムである平行二線路型ワイヤレス給電システムは大規模化するに当たって，線路を延長した際に送電コイルの抵抗成分の増加が生じて伝送効率が著しく低下するといった課題が生じていた．そこで本研究では，新たに線路を追加した多線式平行線路のワイヤレス給電システムを提案し伝送効率，横ずれ，漏洩電磁界の改善を図った．

3章，4章で示したとおり，平行二線路に対して新たに線路を追加することで送電コイルの抵抗値を下げる事が可能となり，伝送効率が改善することが示された．しかしながら，並列に線路を接続しても抵抗成分の低下には限界があり六線式平行線路以降では大幅な伝送効率の増加が望めないことがわかった．また，線路の多線路化以外においても，受電コイルの横幅を送電コイルの線路幅よりも広くしたり，1つの送電コイルの線路上に多数の受電コイルを置くことによって，伝送効率の改善につながる事が示された．

また，5章で示したとおり，漏洩電磁界に関しては単純に並列に線路を追加した場合は電磁界が多重化されて増加することが示されたため，三線式平行線路を新たに導入して改善を図った．その結果，外線と外線の間に電磁界が閉じ込められて，平行二線路に比べて漏洩電磁界が大幅に抑制可能であることが確認できた．しかしながら，伝送効率や横ずれは劣化するといった結果が得られた．

### 6.2 今後の展望

本研究では，線路を追加して多線式平行線路にすることで伝送効率，横ずれ，漏洩電磁界の改善につながる事が示された．現状では，伝送効率や横ずれを追求する際は四線式平行線路，漏洩電磁界を追求する際は三線式平行線路が望ましいと考えられる．今後は，伝送効率，横ずれ，漏洩電磁界の全てを網羅できる最適なN線式平行線路の線路配置を検討する必要性がある．

また，本研究では送電コイルと受電コイルのみが置かれた理想的な環境下でシミュレーションを行った．しかしながら，実環境に目を向けると，アスファルトで構成された地面での誘電体損失であったり，車体や周辺環境に存在する金属性物質による鉄損，最適負荷のリアルタイム制御といった課題が存在する．今後は，実環境に近づけることにより誘電体損失や鉄損にも耐えうる実用面に特化した走行中ワイヤレス給電システムの検討を行う必要がある．

## 謝辞

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

奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 ネットワークシステム学研究室 岡田 実 教授 には、本研究を進めるにあたり研究方針，研究に対する姿勢など数多くのご指導を頂きました。それに伴い，充実した大学院生活を送れたと強く確信しております。心より厚く御礼を申し上げます。

奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 情報セキュリティ工学研究室 林 優一 教授 には、本研究を進めるにあたり有益かつ的確な多くのご助言を頂き，多角的な視点をもって研究に精進することができました。心より感謝申し上げます。

奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 ネットワークシステム学研究室 東野 武史 准教授 には、本研究を進めるにあたり研究方針，論文執筆など細部にわたって熱心なご指導とご助言を頂きました。心より深く感謝いたします。

奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 ネットワークシステム学研究室 ブオンクアンタン 助教 には、本研究を進めるにあたり研究方針，論文執筆など専門的な視点から多くのご指導とご助言を頂きました。心より深く感謝いたします。

株式会社ダイヘン 築山 大輔 氏 には、論文執筆の際に的確で有益な多くのご助言を頂きました。心より深く感謝いたします。

また，共に研究生活を過ごしたネットワークシステム学研究室の皆様，卒業生の皆様に深く感謝いたします。特に，貴重な時間を割いてアドバイスを与えて下さった WPT チームの皆様，本当にありがとうございました。

最後に，日頃から私を励まし支えてくれた家族や友人らに心より深く感謝いたします。

## 参考文献

- [1] Andre Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher and Marin Soljacic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science*, Vol. 317, No. 5834, pp. 83-86, 2007.
- [2] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, M. Soljacic, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” *Annals of Physics*, Vol. 323, No. 1, pp. 34-48, 2008.
- [3] 居村 岳広, 岡部 浩之, 内田 利之, 堀 洋一, “等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究,” *電気学会論文誌 D*, Vol.130, No.1, pp. 84-92, 2010.
- [4] T. Imura and Y. Hori, “Maximizing air gap and efficiency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and Neumann formula,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No.10, pp.4746-4752, 2011.
- [5] Grant A. Covic, John T. Boys, “Inductive Power Transfer,” *IEEE*, Vol. 101, No. 6, pp.1276-1289, 2013.
- [6] 嶋村 耕平, 小泉 正剛, 水野 嘉祐, 小紫 公也, “軸方向スリットを介した金属管内への磁気共振結合型無線電力伝送,” *電気学会論文誌 D*, vol.135, no.7, pp.787-793, 2015.
- [7] 平松 敏幸, 黄孝 亮, 加藤 昌樹, 居村 岳広, 堀 洋一, “ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御,” *電気学会論文誌 D*, vol.135, no.8, pp.847-854, 2015.
- [8] 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.

- [9] 名雪 琢弥, 根本 孝七, 池谷 知彦, “非接触給電における4枚のコイルを用いた高周波磁界低減,” 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 6, pp. 522-529, 2018.
- [10] 小田中 啓, 岡野 好伸, 荻野 哲, “無線電力伝送コイルへの高い透磁率磁性体の効果的装荷手法に関する検討,” 電気学会論文誌 C, Vol. 138, No. 8, pp. 1029-1035, 2018.
- [11] 大澤 順, 磯部 高範, 只野 博, “直列補償回路を用いた非接触給電用高周波インバータの高効率化の提案と実機検証,” 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 10, pp. 800-809, 2018.
- [12] 庄木 祐樹, “ワイヤレス電力伝送の技術動向・課題と実用化に向けた取り組み,” 信学技報, WPT2010-07, pp. 19-24, 2010.
- [13] 庄木 祐樹, “ワイヤレス電力伝送 (WPT) 技術の実用化に向けた動向と今後取り組み,” 特技懇, No. 279, pp. 15-23, 2015.
- [14] 石田 正明, 庄木 祐樹, 尾林 秀一, “ワイヤレス電力伝送の制度化・標準化の動向と取り組み,” 東芝レビュー, Vol. 73, No. 1, pp. 35-38, 2018.
- [15] Wireless Power Consortium, <https://www.wirelesspowerconsortium.com>, Accessed January 31, 2018.
- [16] 株式会社ダイヘン, <https://www.daihen.co.jp/products/wireless/>, Accessed January 31, 2018.
- [17] 富士経済, “環境対応車充電インフラ普及状況を調査,” 第17101号, 2017年10月.
- [18] 富士経済, “業務・サービスロボット関連の世界市場を調査,” 第18036号, 2018年4月.
- [19] 富士経済, “xEV市場（販売台数）を調査,” 第18111号, 2018年12月.
- [20] 大平 孝, “自動車タイヤを介するゼロギャップ走行中給電,” 信学技報, WPT2012-17, pp. 13-16, 2012.

- [21] K. Throngnumchai, A. Hanamura, Y. Naruse and K. Takeda, “Design and evaluation of a wireless power transfer system with road embedded transmitter coils for dynamic charging of electric vehicles,” Proc. 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), 2013.
- [22] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. J, S. Jeon and D. Cho, “Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 3, pp. 1179-1192, 2014.
- [23] M. Mochizuki, Y. Okiyoneda, T. Sato and K. Yamamoto, “2kW WPT system prototyping for moving electric vehicle,” Proc. EVTeC & APE Japan 2014, 2014.
- [24] J. M. Miller, P. T. Jones, J. M. Li and O. M. C. Onar, “ORNL Experience and Challenges Facing Dynamic Wireless Power Charging of EV ’ s,” IEEE Circuits and System Magazine, Vol. 15, No. 2, pp. 40-53, 2015.
- [25] 小林 大太, 居村 岳広, 堀 洋一, “走行中ワイヤレス給電システムにおけるリアルタイム最大効率制御,” 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 6, pp. 425-432, 2016.
- [26] O. C. Onar, J. M. Milner, S. L. Campell, C. Coomer, C. P. White and L. E. Seiber, “A novel wireless power transfer for in-motion EV/PHEV charging,” 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013.
- [27] 成田 大輝, 古関 隆章, “複数送信コイルによる磁界共振結合を用いた非接触給電における高効率化,” 信学技報 WPT2015-26, Vol. 115, No. 82, pp. 31-36, 2015 年.
- [28] T. Higashino, M. Ziji, M. Okada, Y. Tatsuta, Y. Goto, Y. Tsuruda, and R. Tanaka, “A new configuration of magnetic coupled power transfer using

- parallel line feeder,” IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), pp. 171-174, 2013.
- [29] Takuya Maekawa, Quang-Thang Duong, Takeshi Higashino and Minoru Okada, “A Proposal of Electromagnetic Coupling for Parallel Line Fed Wireless Power Transfer,” International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), 2015.
  - [30] Quang-Thang Duong, Takuya Maekawa, Takeshi Higashino and Minoru Okada, “Dynamic charging using parallel line feeder with hybrid inductive-capacitive coupling and receiver-side load control,” IEICE Electronics Express, Vol. 12, No. 23, p20150854, 2015.
  - [31] William-Fabrice Brou, Quang-Thang Duong and Minoru Okada, “Experimental Evaluation of Inductive Power Transfer System Using Multiple Concatenated Parallel-Line-Feeder Segments,” 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2016), 2016.
  - [32] ICNIRP, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz),” Health Physics, Vol. 74, No. 4, pp. 494-522, 1998.
  - [33] ICNIRP, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz),” Health Physics, Vol. 99, No. 6, pp. 818-836, 2010.
  - [34] WIPL-D, “<https://www.wipl-d.com>”.
  - [35] Takashi Ohira, “Extended k-Q product formulas for capacitive- and inductive-coupling wireless power transfer schemes,” IEICE Electronics Express, Vol. 11, No. 9, pp. 1-7, 2014.
  - [36] Takashi Ohira, “Maximum available efficiency formulation based on a black-box model of linear two-port power transfer systems,” IEICE Electronics

Express, Vol. 11, No. 12, pp. 1-6, 2014.

- [37] 河端 洋人, ズオン・クアン・タン, 岡田 実. “複数送電コイルを用いたワイヤレス給電システムの最大効率に関する理論解析,” 無線電力伝送研究会, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 116, No. 452, WPT2016-59, pp. 13-16, 2017.
- [38] Tatsuki Ujihara, Quang-Thang Duong and Minoru Okada, “kQ-product analysis of inductive power transfer system with two transmitters and two receivers,” Wireless Power Transfer Conference (WPTC2017), 2017.
- [39] Quang-Thang Duong and Minoru Okada, “Maximum efficiency formulation for multiple-input multiple-output inductive power transfer systems,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 66, pp. 3463-3477, 2018.
- [40] Reona Sugiyama, Quang-Thang Duong and Minoru Okada, “Experimental Evaluation of Maximum Achievable Efficiency for Multiple-Receiver Inductive Power Transfer Systems,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences, Vol. E101-A, No. 11, pp. 1861-1868, 2018.

## 研究業績

1. 宮本 敬信, ズオン・クアン・タン, 東野 武史, 岡田 実, 築山 大輔, “ 平行線路を用いた大規模ワイヤレス給電の伝送効率の評価,” 信学技報, Vol. 117, No. 235, SIS2017-32, pp. 59-64, 2017 年 10 月.
2. 宮本 敬信, ズオン・クアン・タン, 東野 武史, 岡田 実, “ 四線式平行線路を適用したワイヤレス給電の特性評価,” IEEE COMS Kansai Chapter 2017 年度学生研究発表会, COM17-6, 2017 年 10 月.
3. 宮本 敬信, ズオン・クアン・タン, 東野 武史, 岡田 実, 築山 大輔, “ 四線式平行線路を用いた ワイヤレス給電の伝送効率の評価,” 電気関係学会関西連合大会, G7-9, 2017 年 11 月.
4. H. Miyamoto, Q. T. Duong, T. Higashino, M. Okada and D. Tsukiyama, “ Dielectric Loss Evaluation in Wireless Power Transmission using Parallel Four Lines,” 2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC2018), 2018.