

## 平行二線路を用いたワイヤレス電力伝送方式の提案

東野 武史<sup>†</sup> 馬 子驥<sup>†</sup> 岡田 実<sup>†</sup> 辰田 康明<sup>††</sup> 後藤 義和<sup>††</sup>  
鶴田 義範<sup>††</sup> 田中 良平<sup>††</sup>

<sup>†</sup> 奈良先端科学技術大学院大学 〒 630-0192 奈良県生駒市高山町 8916-5

<sup>††</sup> 株式会社 ダイヘン 〒 532-8512 大阪市淀川区田川 2-1-11

E-mail: <sup>†</sup>{higa,ziji-ma,mokada}@is.naist.jp, <sup>††</sup>{tatsuta,y-goto,y.tsuruda}@daihen.co.jp,  
<sup>†††</sup>r-tanaka@jtc.daihen.co.jp

**あらまし** 本稿ではワイヤレス電力伝送において給電エリアを容易に拡張することを目的として、平行二線給電線近傍においた二次インダクタンスとの磁気結合によって負荷に電力を伝送する方式を提案している。提案方式では、磁気結合時の等価回路がハイパスフィルタがもつインピーダンス変換特性と等価であることを示し、これを用いてインピーダンス整合を行うことで、伝送効率を改善可能であることを理論解析により明らかにする。また、電磁界シミュレータを用いた特性評価を行い、理論に近い伝送効率を得られることを明らかにしている。

**キーワード** 平行二線路, 磁気結合, インピーダンス変換, ハイパスフィルタ

## Proposal of Wireless Power Transfer using Parallel Line Feeder

Takeshi HIGASHINO<sup>†</sup>, Ziji MA<sup>†</sup>, Minoru OKADA<sup>†</sup>, Yasuaki TATSUTA<sup>††</sup>, Yoshikazu GOTO<sup>††</sup>,  
Yoshinori TSURUDA<sup>††</sup>, and Ryohei TANAKA<sup>††</sup>

<sup>†</sup> Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology Takayama-cho  
8916-5, Ikoma, Nara, 630-0192 Japan

<sup>††</sup> Advanced Component Company, DAIHEN Corporation Tagawa 2-1-11, Yodogawa-ku, Osaka-city,  
Osaka 532-8512 Japan

E-mail: <sup>†</sup>{higa,ziji-ma,mokada}@is.naist.jp, <sup>††</sup>{tatsuta,y-goto,y.tsuruda}@daihen.co.jp,  
<sup>†††</sup>r-tanaka@jtc.daihen.co.jp

**Abstract** This paper proposes a wireless power transmission system using a parallel transmission line in order to support mobility for receivers. The secondary inductor circuit nearby the transmission line is magnetically coupled with the transmission line in order to transmit power. The circuit analysis shows that the proposed system has the same impedance conversion characteristics of LC high pass filters. This paper theoretically derives that the proposed system is capable of improving the power transmission efficiency performance. Computer simulation analysis based on electromagnetic field simulator also confirms that the proposed system achieves the high power transmission efficiency.

**Key words** parallel line feeder, magnetic coupling, impedance transformation, high pass filter

### 1. ま え が き

ワイヤレス電力伝送は、電源に対する利便性の向上、安全・安心な電源供給・充電、環境にやさしい社会の実現、端末のバッテリー軽量化を目的として、近年、盛んに研究されている [1]- [7]. 実用化に向けた課題は、技術開発の観点と制度上の問題にわけられており、前者にはシステム最適化手法、送電デバイス、整

This article is a technical report without peer review, and its polished and/or extended version may be published elsewhere.

流器、コイル、整合回路等の選定、環境依存性、制御方法などの課題が挙げられる一方、後者には電波法等の法令整備、人体防護、発熱対策、電磁干渉等が挙げられる [2]. ブロードバンドワイヤレスフォーラムでは、送電電力、送電距離、適用先などでワイヤレス電力伝送技術の利用シーンを大きく4つに分け、それぞれの利用シーンにおけるガイドラインを策定し始めており、2015年度以降は、新たな制度が施行されることとなつて

いる。

これまで多くのワイヤレス電力伝送方式が報告されている [1], [4], [5] が, 走行中給電 [7] や給電エリアの広域化に関しては, 特に中継コイルを用いた報告がある [8], [9]. 中継コイルを配置して給電エリアを拡張するには, 中継器の設計, 配置等の条件を良好な伝送効率となるよう整える必要がある. 上記のような電力基盤の敷設に関わる条件の厳しさは, ワイヤレス電力伝送の普及の妨げにならないとは限らないと考えられる. そこで, 本稿は容易に給電可能エリアの広域化することを目的とした平行二線路を給電線とするワイヤレス電力伝送方式の提案を行い [10], そのアンテナ設計手法を示すことを目的とする. 実用化されているレールシステム [11] では, 平行二線路を用いて非接触に給電し, 二次側を稼働させている. 給電部との接点がないことの利点として, 悪環境下での運用が可能であること, 摩擦音が無いこと, 接触型に比較して走路の許容があること等が挙げられる. このレールシステムは, 電磁誘導方式を基にしており, ワットクラスから数十キロワットの電力伝送を可能としている. 今後, 給電線の長手方向の拡張ならびに複数受電器への給電, 搬送波の高周波数化などにより, 給電線路が分布定数回路となった場合には, 共振方式を利用する必要があると考えられる.

本稿では, HF 帯の搬送波を平行二線路を給電線として利用して受電器の負荷回路へ給電するためのアンテナ設計手法を提案する [10]. 磁気結合の状態を等価回路で表示し, ハイパスフィルタのインピーダンス変換回路の特性を持つことを示す. そして, 送受信アンテナのインダクタンスの値と結合係数及び入出力ポートのインピーダンス整合条件を導く. 電磁界シミュレータ [12] ならびに高周波回路シミュレータ [13] を用いて平行二線路や受電アンテナのインピーダンス特性, 電力伝送効率を評価する.

## 2. アンテナ設計法

### 2.1 平行二線路

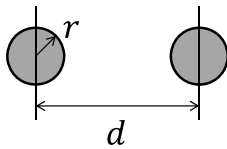


図 1 平行二線路 (断面)

図 1 に平行二線路の断面図を示す. 平行二線路は高周波に対して分布定数回路であり, その回路定数は,

$$L = \frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \left( \frac{d}{2r} \right), [H/m] \quad (1)$$

$$C = \frac{\pi\epsilon}{\cosh^{-1} \left( \frac{d}{2r} \right)}, [F/m] \quad (2)$$

$$R = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\mu f}{\pi\epsilon}}, [\Omega/m] \quad (3)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, [\Omega] \quad (4)$$

と与えられている. ここで,  $L, C, R, Z_0$  は, それぞれインダクタンス, キャパシタンス, 抵抗, 特性インピーダンスを表す. また,  $d, 2r$  は, それぞれ線間長, 素線の直径を表す. 例えば,  $d$  と  $2r$  を  $4$  [mm],  $1$  [mm] に設定すると,  $Z_0=525.46[\Omega]$  となる. 一方, 端を短絡する場合の給電点から距離  $x$  の地点の平行二線路のインピーダンスは, 以下のように表せる,

$$Z_0 \frac{\tanh \alpha x + j \tan \beta x}{1 + j \tanh \alpha x \tan \beta x}, \quad (5)$$

ここで,  $\alpha, \beta$  はそれぞれ減衰定数, 位相定数である.  $\alpha$  がゼロの時, インピーダンスは,  $jZ_0 \tan \beta x$  となる.

### 2.2 インピーダンス変換回路

図 2 に T 型の回路構成を示す. この回路は高周波においてハイパスフィルタの特性を示し, 特に, 共振周波数  $f_0$  における特性インピーダンス  $Z_F$  は,

$$Z_F = 2\pi f_0 L_F = \frac{1}{2\pi f_0 C_F} \quad (6)$$

をもつ  $1/4$  波長分の伝送線路の特性を示す. Q マッチング法で知られるように  $1/4$  波長の伝送線路はインピーダンス変換特性を持ち, 伝送線路の特性インピーダンスで正規化したスミスチャート上では,  $180$  度の回転となる.

この回路に負荷抵抗  $R_L$  を接続した場合, 周波数  $f_0$  における入力側から平行二線路をみたインピーダンス  $Z_{in}$  は, 以下のように表せる,

$$Z_{in} = \frac{Z_F^2}{R_L}. \quad (7)$$

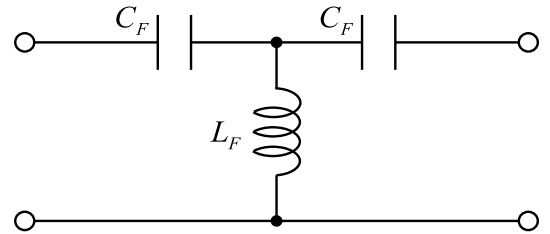


図 2 T 型回路

### 2.3 等価回路と共振条件

磁気共振方式のワイヤレス電力伝送においては, 伝送に用いるアンテナを伝送周波数  $f_0$  において共振させるため, インダクタンスとキャパシタンスの関係が  $2\pi f_0 L_s = 1/2\pi f_0 C_s$  となるように設定する. これは, インピーダンスの虚部がゼロになることである.

図 3 に磁気結合時の等価回路を表す [3], [6]. 図のように共振条件を満たす 2 つのアンテナ (給電側及び受電側) は  $M$  を相互インダクタンスとするトランスの T 型回路で表せる. ここで, 添字の  $S, L$  はそれぞれ電源側 (Source) と受電側 (Load) を表す. アンテナ共振条件から,

$$2\pi f_0 L_S = \frac{1}{2\pi f_0 C_S}, \quad (8)$$

$$2\pi f_0 L_L = \frac{1}{2\pi f_0 C_L}, \quad (9)$$

であり、これより以下の関係が導ける。

$$2\pi f_0 M = \frac{1}{2\pi f_0 C_S} - 2\pi f_0 (L_S - M) \quad (10)$$

$$= \frac{1}{2\pi f_0 C_L} - 2\pi f_0 (L_L - M). \quad (11)$$

ここで等価回路の左上段の枝のインピーダンスは、

$$\frac{1}{j2\pi f_0 C_S} + j2\pi (L_S - M) \quad (12)$$

$$= j \left( 2\pi f_0 L_S - \frac{1}{2\pi f_0 C_S} \right) - j2\pi f_0 M \quad (13)$$

$$= -j2\pi f_0 M, \quad (14)$$

となっており、中央の枝のインピーダンスと共役の関係となっている。同様に右上段の枝のインピーダンスとも共役の関係となっていることが分かる。

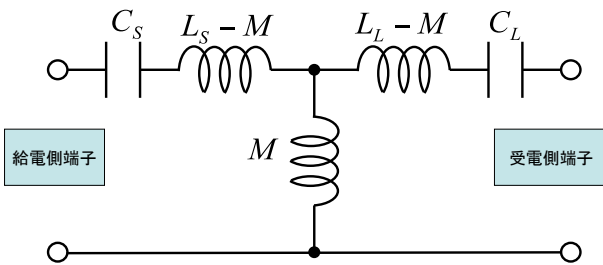


図 3 磁気結合の等価回路

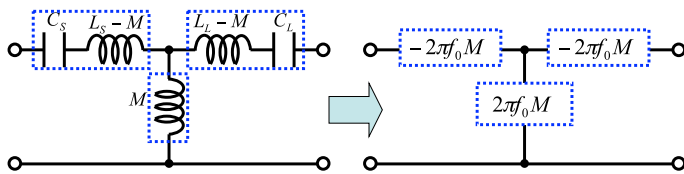


図 4 磁気共振回路とハイパスフィルタ回路

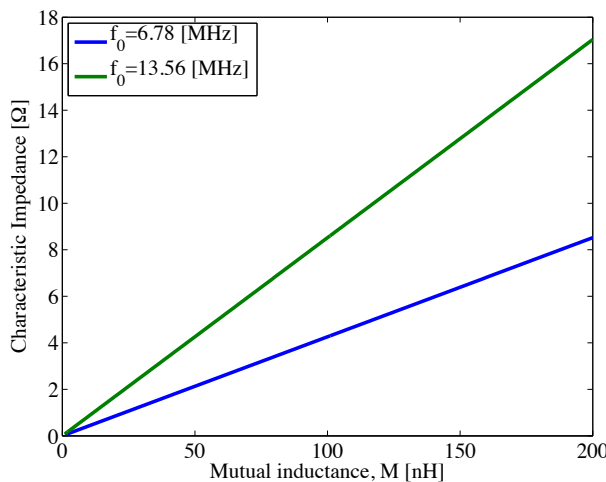


図 5 M と特性インピーダンスの関係

前節より、2つのアンテナが磁気結合をした状態の等価回路は、

共振周波数  $f_0$  において特性インピーダンスが  $2\pi f_0 M$  のハイパスフィルタの特性を示すことが分かる。図 4 に、磁気共振時の等価回路と各インピーダンス値の関係を示す。本回路の特性インピーダンスは送受電側のアンテナインダクタンス値や共振用のキャパシタンス値に関係なく、アンテナ間の相互インダクタンス値  $M$  によって決定される。

アンテナ間の相互インダクタンス  $M$  は結合係数  $k$  を用いて、

$$M = k\sqrt{L_S L_L} \quad (15)$$

と表せ、アンテナ形状や相互の距離や向きで決定される。アンテナ配置の条件が変動して相互インダクタンス  $M$  が変化することは、等価回路におけるハイパスフィルタ回路の特性インピーダンスが変化すること、すなわち 1/4 波長線路の特性インピーダンスが変化することと等価である。図 5 に相互インダクタンスと伝送路の特性インピーダンスの関係を示す。

#### 2.4 インピーダンス整合

前節で述べたようにアンテナ間の結合状態が変化した場合、伝送路の特性インピーダンスが変化することになる。信号源インピーダンスと負荷インピーダンスをそれぞれ  $Z_{in}, Z_{out}$  と表し、伝送路のインピーダンスを  $Z_F$  と表すと、インピーダンス整合状態は、以下のように表せる。

$$Z_F = \sqrt{Z_{in} Z_{out}}. \quad (16)$$

ただし、 $Z_F = 2\pi f_0 M$  である。結合係数  $k$  を用いて表すと、

$$\sqrt{Z_{in} Z_{out}} = 2\pi f_0 k \sqrt{L_S L_L}, \quad (17)$$

となる。よって

$$L_S L_L = \frac{Z_{in} Z_{out}}{(2\pi f_0 k)^2} \quad (18)$$

となる。特に送信側と受電側のアンテナが同形状の場合 ( $L_S = L_L = L$ )、かつ入出力インピーダンスが等しい場合 ( $Z_{in} = Z_{out} = Z$ )、 $Z$  は、

$$Z = 2\pi f_0 k L \quad (19)$$

と表せる。

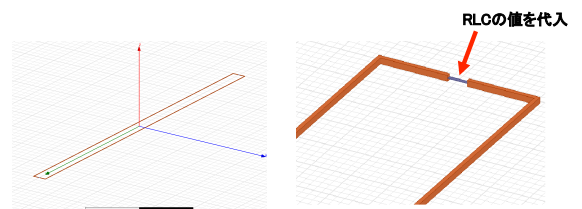


図 6 平行二線の空間配置

### 3. シミュレーション

#### 3.1 平行二線路の特性インピーダンス

図 6 に送信側と受電側の空間配置を示す。線材は 1mm の角の銅であり、長辺長 1000mm、平行二線の線間間隔は、40mm とし

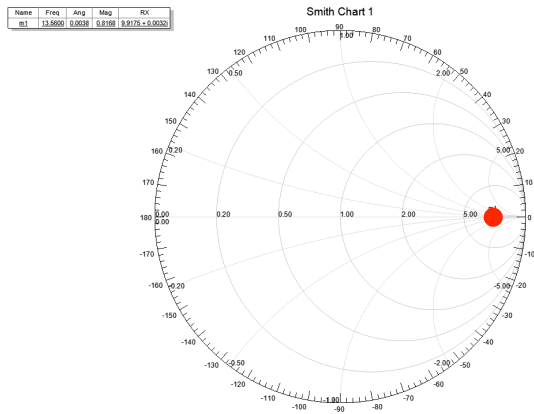


図 7 入力インピーダンスのスマスチャート ( $Z_0=495.19\Omega$ )

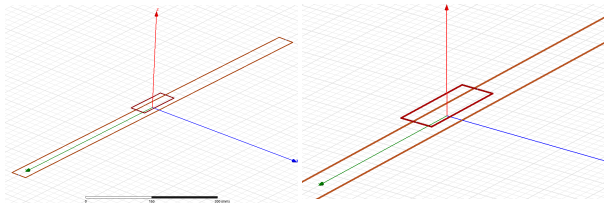
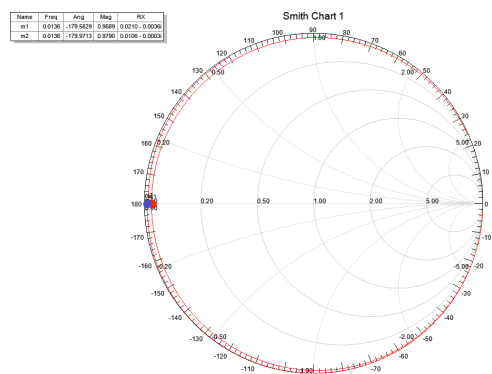


図 8 平行二線と受電回路の空間配置



給電線側:  $1.05-j0.18\Omega$

受電側:  $0.53-j0.015\Omega$

図 9 インピーダンス (インピーダンス不整合時)

た、図に示すとおり短辺中央に回路定数を変更可能な点を設け、抵抗  $1M\Omega$ 、 $1m\Omega$  を設定することで開放と短絡をそれぞれ模擬した。正規化インピーダンスを  $50\Omega$  とする電磁界シミュレーションの結果、 $13.56\text{MHz}$  におけるインピーダンスは開放時と短絡時でそれぞれ  $3.24-j1629.675[\Omega]$ 、 $0.67+j150.465[\Omega]$  であった。これより伝送線路の特性インピーダンスは、 $495.19\Omega$  であることがわかった。

図 7 に図 6 中の回路定数の変更点に  $495.19\Omega$  の抵抗を設定し、周波数範囲はを  $1\text{MHz}$  から  $27\text{MHz}$  としたときの入力インピーダンスを示す。図より入力インピーダンスが周波数によらず 1 つの値を持つことで、特性インピーダンスの値が確認できた。

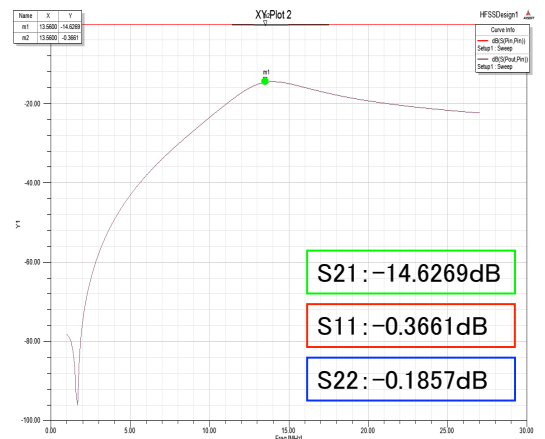
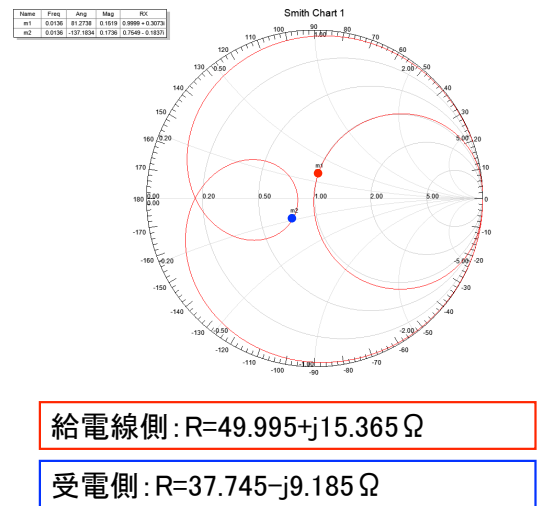


図 10 S パラメータ (インピーダンス不整合時)



給電線側:  $R=49.995+j15.365\Omega$

受電側:  $R=37.745-j9.185\Omega$

図 11 インピーダンス (インピーダンス整合時)

### 3.2 共振の設定

以下、平行二線路を短絡させた状態を仮定する。平行二線路の短絡時のインピーダンスは、 $0.67+j150\Omega$  であり、そのインダクタンスは周波数が  $13.56\text{MHz}$  では  $1766\text{nH}$  に相当する。共振条件となるキャパシタンス  $78.005\text{pF}$  を直列接続した結果、入力インピーダンスは  $0.595-j0.06\Omega$  となり、虚部をほぼ打ち消す

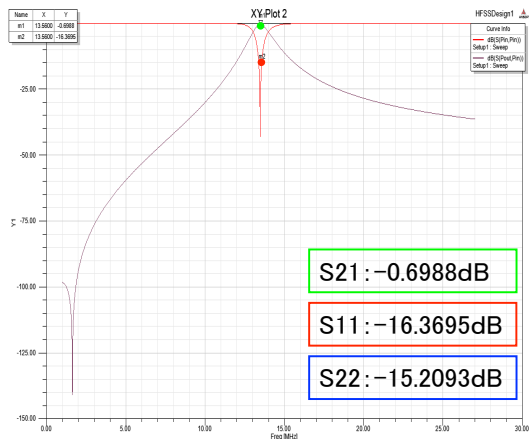


図 12 S パラメータ (インピーダンス整合時)

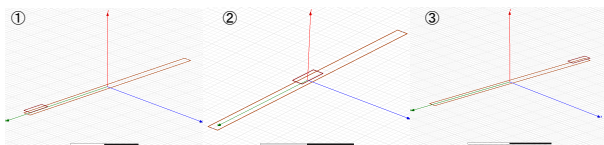


図 13 受電アンテナの配置 (1:左端, 2:中央, 3:右端)

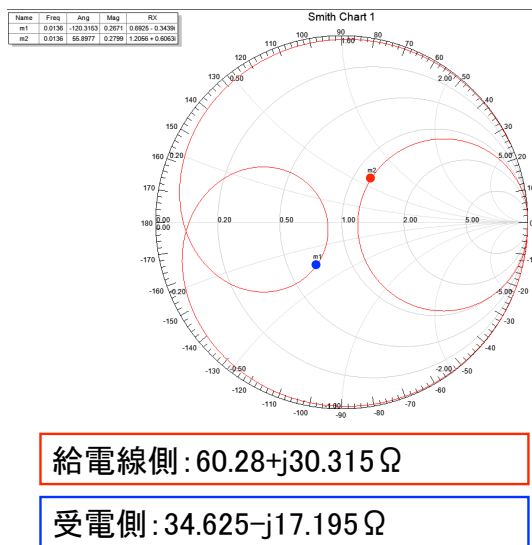


図 14 入出力インピーダンスが非対称時のインピーダンス

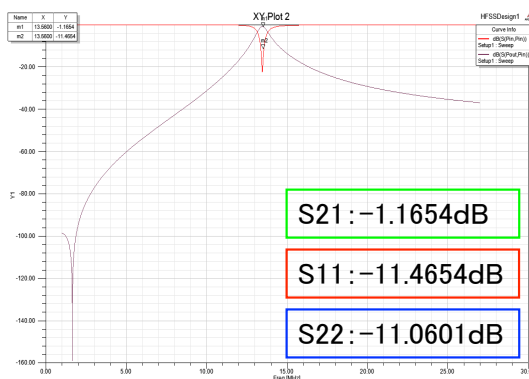


図 15 入出力インピーダンスが非対称時の S パラメータ

ことができた。

受電側アンテナとして同一線材、長辺長 110mm、平行二線の線間間隔が 40mm のアンテナを仮定する。短絡時のインピーダンスは  $0.0919 + j19.5621\Omega$  であった。送信側と同様に受電側を 13.56MHz で共振させた結果、インピーダンスは  $0.0902 + j0.0895\Omega$  となった。なお、直列接続したキャパシタンスは 602.67pF であった。

### 3.3 電力伝送

図 8 に電力伝送のシミュレーションを行うための平行二線と受電回路の空間配置を示す。送信側の平行二線と受電回路との距離は 10mm であり、受電回路は平行二線の中央に配置した。

図 9 に磁気結合時のインピーダンスを示す。図中の”給電線側”，”受電側”は平行二線の入力端から平行二線をみたときのインピーダンス，負荷から受電アンテナをみたときのインピーダンスをそれぞれ表す。なお，正規化インピーダンスは 50Ω である。図より送信側，受電側共にリアクタンスに変化は少なく共振は保たれていることが分かった。

図 10 に電力伝送時の S パラメータを示す。伝送効率が低い (3.4%) 原因は，入出力ポートと平行二線ならびに負荷回路間のインピーダンスの不整合である。

2 節で導出したように，磁気結合している回路間の相互インダクタンスから伝送に最適な入出力インピーダンスが計算が可能となる。言い換えれば，入出力インピーダンスと結合係数からアンテナに必要な自己インダクタンス値を計算することが可能である。電磁界シミュレータの解析結果より，平行二線と受電アンテナの自己インダクタンスはそれぞれ 1763nH，229nH であり，相互インダクタンスは 55nH であった。これより伝送路の特性インピーダンスは  $4.686\Omega$  である。入出力インピーダンスが等しいとき  $Z_{in} = Z_{out} = 4.686\Omega$ ，さらに負荷抵抗値も  $4.686\Omega$  とすれば

入出力ポートのインピーダンス共に 5Ω に変更して伝送シミュレーションを行った。その他のシミュレーション諸元は図 8 の設定と同一とした。

図 11 に磁気結合時のインピーダンスを示す。図中の”給電線側”，”受電側”の意味は図 9 のそれと同じである。

図 12 に電力伝送時の S パラメータを示す。インピーダンス整合をとることで 85% の伝送効率を達成できた。

### 3.4 受電用アンテナの位置に関する検討

図 13 に受電アンテナの配置を示す。送信側及び受電側はともに 13.56MHz で共振するアンテナを用いた。アンテナ間距離は 10mm とした。入出力ポートの抵抗はともに 5Ω とした。

表 1，2 に示すようにインピーダンス，伝送効率ともに大きな変化がなかった。これは，平行二線の線路上の位置を長手方向へ平行に移動しても相互インダクタンスに変化が起らないためである。

### 3.5 入出力ポートの非対称性に関する検討

電磁界シミュレータにより相互インダクタンス  $M$  は 55nH であった。2 節で示したインピーダンス整合条件について，入力ポートのインピーダンスを 50Ω とすると，出力インピーダンスは  $0.44\Omega$  となる。本節では入出力インピーダンスが非対称時

の特性を評価する。

送信側及び受電側はともに 13.56MHz で共振するアンテナを用いた。アンテナ間距離は 10mm とした。入出力ポートの抵抗はそれぞれ 50Ω, 0.44Ω とした。受電アンテナは平行二線の中央に配置した。

HFSS を用いて伝送シミュレーションを行った。図 14 に入出力ポートのインピーダンスが非対称時の平行二線及び受電アンテナのインピーダンスをそれぞれ示す。図 15 に入出力ポートのインピーダンスが非対称時の S パラメータを示す。伝送効率は 76.46% であり、対称時に比べ約 10% の劣化が見られた。S<sub>11</sub> 及び S<sub>22</sub> 特性は共に 4dB の劣化が見られるため、抵抗値の大きさではなく、インピーダンスの不均衡のみが原因と考えられる。特に受電回路は 50Ω でない場合があるため、受電回路にインピーダンス変換回路の追加が必要となるなどの課題が考えられる。

#### 4. ま と め

本稿では、平行二線給電線から磁気共振を利用して受電器へ電力伝送をする方式を提案した。送電側と受電側のアンテナが磁気結合したときの等価回路とハイパスフィルタの特性インピーダンスの関係を明らかにした。さらにハイパスフィルタが持つインピーダンス変換特性について述べ、入出力ポートと伝送線路のインピーダンス整合に必要な条件を示した。電磁界シミュレータ及び高周波回路シミュレータを用いて、平行二線と受電アンテナのインピーダンス、S パラメータの評価を行った結果、平行二線の特性インピーダンスは理論値とほぼ等しい値が得られた。磁気共振の等価回路がもつインピーダンス変換特性を用いて、入出力ポートのインピーダンスと伝送線路のインピーダンスを整合させることが可能であることを示した。相互インダクタンスについて、平行二線の長手方向に対する受電アンテナの位置ずれの影響は小さいことを示した。

表 1 シミュレーション結果 (インピーダンス)

受電アンテナの位置	平行二線のインピーダンス [Ω]	受電アンテナのインピーダンス [Ω]
左端	55.93+j14.905	42.755-j10.675
中央	49.995+j15.365	37.745-j9.185
右端	51.72+j15.155	39.26-j9.635

表 2 シミュレーション結果 (S パラメータ)

受電アンテナの位置	S <sub>21</sub> [dB]	S <sub>11</sub> [dB]
左端	-0.6376 (86.3%)	-16.4814
中央	-0.6988(85.1%)	-16.3695
右端	-0.6759(85.1%)	-16.5760

#### 文 献

[1] K. Kobayashi, N. Yoshida, Y. Kamiya, Y. Daisho, and S. Takahashi, "Development of a non-contact rapid charging inductive power supply system for electric-driven vehicles," IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC),

pp.1-6, 2010.

[2] K. Mizuno, J. Miyakoshi, and N. Shinohara "Coil design and dosimetric analysis of a wireless energy transmission exposure system for in vitro study," 2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS 2012), pp.79-82, 2012

[3] J.O. Mur-Miranda, G. Fanti, Y. Feng, K. Omanakuttan, R. Ongie, A. Setjoadi, and N. Sharpe, "Wireless power transfer using weakly coupled magnetostatic resonators," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.4179-4186, 2010.

[4] T. Ishizaki, T. Komori, T. Ishida, and I. Awai, "Comparative study of coil resonators for wireless power transfer system in terms of transfer loss," IEICE Electronics Express, Vol. 7, No. 11 June, 2010.

[5] T. Hosotani, and I. Awai, "A novel analysis of ZVS wireless power transfer system using coupled resonators," 2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS 2012), p.235-8, 2012

[6] 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 Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, Issue 10, pp.4746 - 4752, 2011.

[7] M. Hanazawa, N. Sakai, and T. Ohira, "SUPRA: Supply Underground Power to Running Automobiles: Electric Vehicle on Electrified Roadway Exploiting RF Displacement Current Through a Pair of Spinning Tires," 2012 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), p.4, 2012.

[8] 居村岳広, "磁気共振結合のワイヤレス電力伝送における中継アンテナの等価回路化," 電学論 D, Vol. 131, No. 12, pp. 1373-1382, 2011.

[9] 橋口宣明, 込山伸二, 三田宏幸, 藤巻健一, "磁気共鳴型ワイヤレス給電用中継デバイスの開発" 2010 信学総大, B-1-25, 2010.

[10] 東野武史, 馬子驥, 岡田 実, 辰田康明, 後藤義和, 鶴田義範, 田中良平"平行二線路を用いたワイヤレス電力伝送の提案," 2013 信学総大, B-1-20, 2013.

[11] 非接触給電装置 CPS "http://www.vahle.jp/pc/contents24.html" VAHLE 株式会社.

[12] ANSYS HFSS, "http://ansys.jp/products/electromagnetics/hfss/"

[13] Microwave office, "http://www.awcorp.com/jp/products/microwave-office"