

受電体の設置角度に依存しないシームレスな非接触給電 A seamless WPT system insensitive to angle of power receiving resonator

石田哲也*¹ 石崎俊雄*² 栗井郁雄*³
 Tetsuya Ishida Toshio Ishizaki Ikuo Awai

*¹ (株) ウェーブ・テクノロジー
 Wave technology Co., Ltd.

*² 龍谷大学理工学部電子情報学科
 Department of Electronics and Informatics, Ryukoku University

*³ (株) リューテック
 Ryutech Co., Ltd.

1. まえがき

無線電力伝送(WPT: wireless power transfer)は、非接触で受電体へ電力を供給する技術であり、携帯端末や家電製品、電気自動車への電力供給手段として応用が期待されている。主な WPT 方式として、“マイクロ波型”・“電磁誘導型”・“共振器結合型”の 3 つが挙げられるが、その中でも共振器結合型は、大電力を数 m の距離で高効率に伝送できることから、近年、様々な研究・開発が行われている。共振器結合型 WPT は送電スパイラルコイルと受電スパイラルコイルの結合を介して送電を行う。したがって、2 つのスパイラルの位置関係の変化による結合係数の変動は、伝送特性に大きな影響を与える。スパイラルの設置位置や角度によっては結合係数がほぼ 0 となり、電力伝送のデッドスポットが発生してしまう。このことから、共振器結合型を利用した、ある空間内の任意のポイントへの給電を可能とする研究報告例はほとんどない[1]。しかし、このデッドスポットの解消を図ることができれば、広範囲で高効率の電力伝送が可能となる。例えば、室内にある携帯電話のようなモバイル端末へ高効率で電力が供給できるようになる。したがって、共振器結合型の WPT システムをベースに、受電体の回転による生じる伝送効率低下の改善検討を行った。まずは検討の容易化の為、S パラメータが扱えるように電源の内部抵抗・負荷抵抗を 50Ω とし、受電側スパイラル回転による伝送特性悪化の改善検討を行った。その後、電源も含めた WPT システムのトータル効率を改善の前段階として、電源の内部抵抗を 0Ω とした時の伝送効率の算出方法を導出した。

2. 従来の WPT システムでの受電体回転変化

図 1 に共振器結合型 WPT システムの構造図を示す。2 つのスパイラル共振器をある間隔を空けて向かい合わせに設置し、それぞれのスパイラル共振器に電源または負荷を接続する。スパイラル共振器と電源・負荷の間にはコンデンサを挿入し、コンデンサの容量とスパイラル共振器のワイヤー長さで外部 k (k_{eg} , k_{el}) と共振周波数の調整を行う。

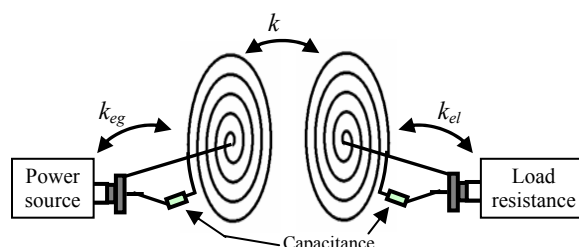


図 1. 共振器結合型 WPT システム構造

ここで、スパイラル共振器に電源または負荷が直接接続されているとき、例えば共振器と電源間の外部 k は(1)式によって求めることができる。ここで、 Q_{eg} は電源側共振器の外部 Q である。

$$Q_{eg} = \frac{1}{k_{eg}} = \frac{\omega_0 L_1}{R_g} \quad (1)$$

図 1 のシステム構造で図 2 に示すスパイラル共振器を用いて 20cm の無線電力伝送を行うとする。システム設計には 2 段のバタワース型 BPF 設計理論を用いる[2]。

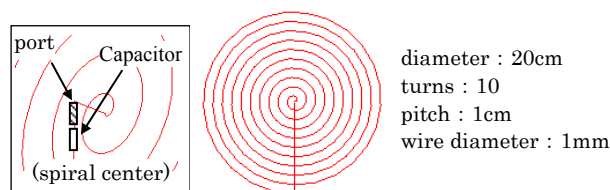


図 2. スパイラル構造

2 つのスパイラル共振器間隔に対する結合係数の変化は、電磁界シミュレーションソフト WIPL-D で求めると図 3 に示す結果となる。また、スパイラル共振器に接続されているキャパシタンスを変化させたときの外部 k のシミュレーション結果を図 4 に示す。WPT システムの動作周波数が決定している場合、スパイラル共振器の共振周波数をシステムの動作周波数に合わせる必要がある。したがって、共振器の共振周波数が変化しないように、共振器のワイヤー長さ(インダクタンス)とコンデンサ容量の両方を変化させ

て、外部 k の調整を行わなければならない。しかし、今回は特に動作周波数を決定しないため、コンデンサの容量変更のみで外部 k の調整を行っている。ここで、電源の内部抵抗、負荷抵抗は 50Ω としている。

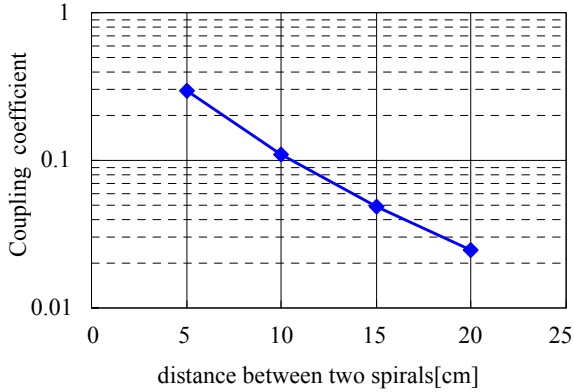


図 3. スパイラル間隔変化による結合係数変化

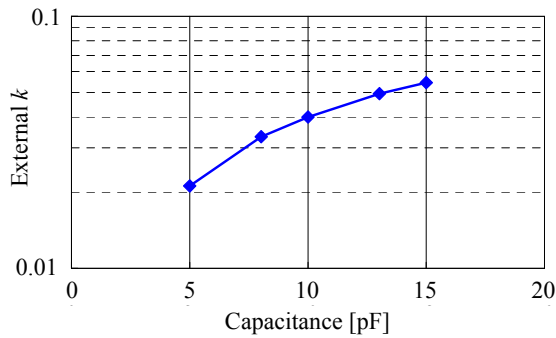


図 4. コンデンサによる外部 k コントロール

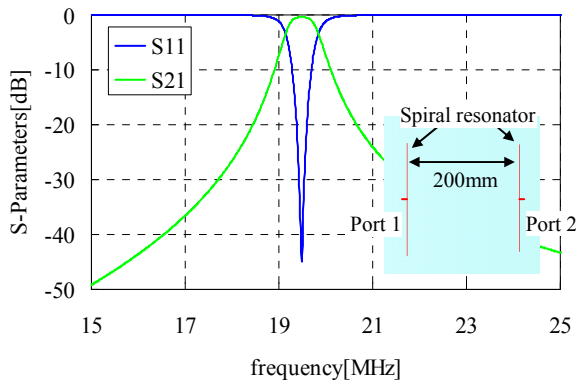


図 5. BPF 整合条件化の S パラメータ

2 段のバタワース型 BPF では、外部 k と結合係数は(2)式の関係を持つ。

$$\frac{1}{Q_{eg}} = k_{eg} = k = k_{el} = \frac{1}{Q_{el}} \quad (2)$$

したがって、図 3 の結果からスパイラル共振器間隔 20cm の結合係数は 0.015 であるから、(2)式の整合条件を満たすコンデンサ容量は 6pF となる。この時の共振周波数は約

19.5MHz となっている。図 5 にスパイラル間隔 20cm で外部 k の整合を取ったときの WPT システムの S パラメータのシミュレーション結果を示す。このシミュレーション結果から、設計した WPT システムがバタワース型の BPF として動作していることがわかる。

BPF の整合条件を満たした状態で、図 6 に示すように、ポート 2(受電側)のスパイラルを回転させた時の透過特性のシミュレーション結果を図 7 に示す。

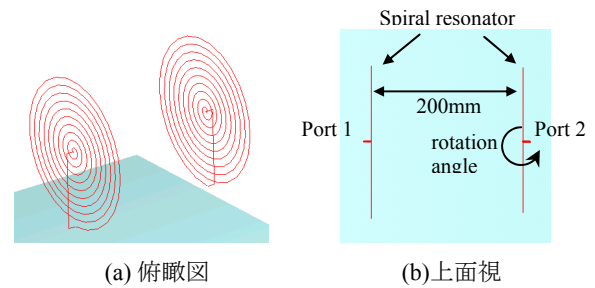


図 6. 受電スパイラル回転方向

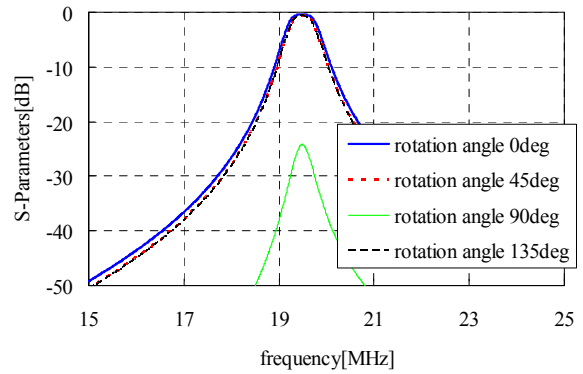


図 7. 受電側スパイラル回転による S_{21} 変化

2 つのスパイラルが向かい合っているときは BPF の整合条件を満たしている為、高い透過特性が得られている。しかし、受電側スパイラルが 90° 回転し、2 つのスパイラルが直行配置になったとき、透過特性が著しく悪化している。2 つのスパイラルが直行配置にあるとき、送電スパイラルが作る磁界の向きは、受電スパイラル面とほとんど平行となり、受電スパイラルを横切る磁力線が著しく減少する。2 つのスパイラル間の結合は主に磁気結合で成り立っている為、結合係数が著しく減少することになり、伝送効率が悪化してしまう。この減少した結合係数に対して、外部 k の整合調整を改めて行うことで若干の特性改善を図ることはできるが、そもそも結合係数が非常に小さい為、劇的な透過特性の改善は望めない。したがって、送電スパイラルが 1 つしかない図 1 の構造では、受電スパイラルの回転に対して、安定した伝送特性を保つことは困難である。

3. 複数の送電体による電力伝送

受電体が回転したときの伝送特性の著しい悪化は、送電スパイラルによって発生する磁力線が受電スパイラルを横切ることがなくなるために起こる。したがって、受電スパイラルの位置で、送電スパイラルの磁界を円偏波のように回転させることができれば、受電スパイラルが回転しても、

スパイラルを横切る磁界を一定に保つことができ、伝送特性の悪化を抑えられるはずである。アンテナで円偏波を作成する場合は、2つのアンテナを位相差 90° で同時に励振する。これに従い、2つのループコイルを図8に示すようにL字型に配置し、それぞれの送電スパイラルに電源を接続し、位相差 90° で同時に励起した。WIPL-Dによるシミュレーション結果を図9に示す。また、位相差 90° 励振による透過特性改善効果代を確認する為、位相差 0° で励振した場合のシミュレーション結果を図10に示す。

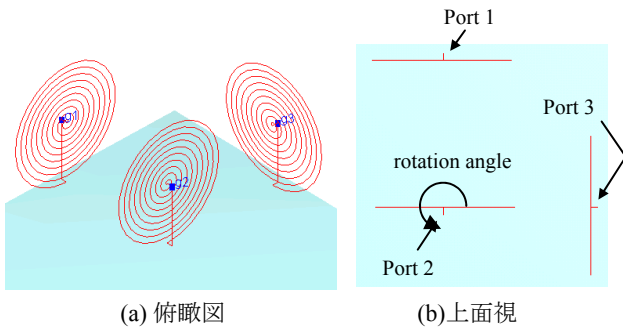


図8. 2つの送電スパイラルによる同時励振構造

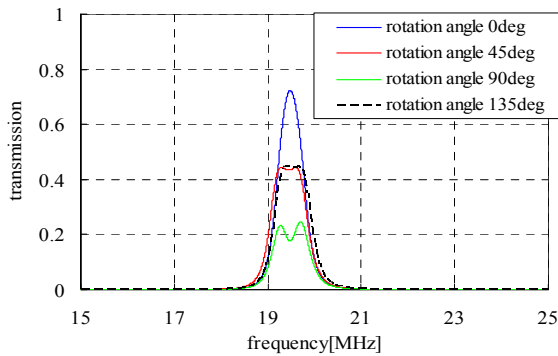


図9. 電源の位相差 90° 同時励振時の伝達特性

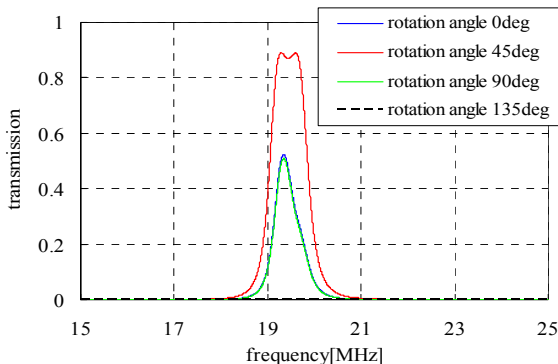


図10. 電源の位相差なし同時励振時の伝達特性

それぞれの送電スパイラルのポートをポート1とポート3、受電スパイラルのポートをポート2とする。ポート2への伝送特性は、シミュレーションで求めたSパラメータから

$$\text{伝送特性} = \frac{|S_{21} + S_{23}|^2}{2}$$

と定義する。位相差 90° で励振した場合は、 S_{23} の位相を 90° 進めてから足し合わせしている。位相差なしで同時励

振したとき、回転角度 135° で伝送特性がほぼ0となっているのに対し、位相差 90° で同時励振したときは受電スパイラルが回転しても著しい伝送特性の悪化が見られない、これは、位相差 90° 同時励振では受電スパイラル位置で綺麗な円偏波が形成されたのに対し、位相差なし同時励振では円偏波が形成されず、回転角度 135° で受電スパイラル面と送電スパイラルの磁界の向きが平行になったためと考えられる。したがって、2つの送電スパイラルの位相差 90° 同時励振は、伝送特性に効果的であることがわかる。しかし、受電スパイラルの回転による結合係数の変動が全く無くなったわけではない。今後、更なる伝送特性の改善のためには、結合係数の変動から生じる外部回路との mismatch を如何に抑えるかが課題となる。

4. 電源の内部抵抗の 0Ω 化

情報通信分野で用いられ電源の多くは、内部抵抗が 50Ω で規格化されている。WPTの研究開発の多くが、情報通信分野の流れをくんで、この内部抵抗が 50Ω の電源を使用している。しかし、内部抵抗がある電源では、電源とそれに接続される回路の整合を完璧に取っても負荷に供給される電力は、電源から出力される電力の半分にしかならず、WPTシステムのトータル伝送効率も最大で50%にしか達しない。したがって、WPTシステムのトータル効率を100%に近づけるためには、電源の内部抵抗を 0Ω にする必要がある。著者らは、この 0Ω 電源に対する設計・測定方法の提案を行い、内部抵抗がほぼ 0Ω であるスイッチング電源を使った検証実験結果も報告している[3][4]。しかし、これらの報告で検討したWPTシステムは図1に示すような2ポートのWPTシステムに対してのみであった。したがって、これまでの2ポートでの 0Ω 電源に対する伝送効率測定手法を3ポート回路へと拡張し、図8の構造において電源の内部抵抗を 0Ω として伝送効率の計算を行った。図8のWPTシステムを3ポート回路で図11のように描くことができる。

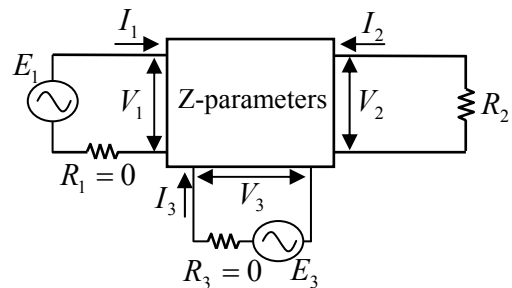


図11. 図8構造の3ポート回路モデル

この3ポート回路において、各ポートの電圧と電流の関係は、Zパラメータを使うと(3)式のように書くことができる。

$$V_1 = E_1 - R_1 I_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + Z_{13} I_3 \quad (3.a)$$

$$V_2 = -R_2 I_2 = Z_{12} I_1 + Z_{22} I_2 + Z_{23} I_3 \quad (3.b)$$

$$V_3 = E_3 - R_3 I_3 = Z_{13} I_1 + Z_{23} I_2 + Z_{33} I_3 \quad (3.c)$$

図8は可逆回路である為、 $Z_{12} = Z_{21}$ 、 $Z_{13} = Z_{31}$ 、 $Z_{23} = Z_{32}$ としてパラメータを省略している。(3)式を各ポートの電流について解くと、

$$I_1 = \frac{1}{\frac{B^2}{C} - A} \left[\frac{B}{C} \{ (R_2 + Z_{22}) E_3 \} + (R_2 + Z_{22}) E_1 \right] \quad (4.a)$$

$$I_2 = \frac{-1}{(R_2 + Z_{22})} \{ Z_{12} I_1 + Z_{23} I_3 \} \quad (4.b)$$

$$I_3 = \frac{1}{C} \{ B I_1 - (R_2 + Z_{22}) E_3 \} \quad (4.c)$$

と言う関係式を得ることができる。ここで、A, B, C はそれぞれ

$$A = Z_{12}^2 - (R_1 + Z_{11})(R_2 + Z_{22}) \quad (5.a)$$

$$B = Z_{13}(R_2 + Z_{22}) - Z_{12}Z_{23} \quad (5.b)$$

$$C = Z_{23}^2 - (R_3 + Z_{33})(R_2 + Z_{22}) \quad (5.c)$$

である。電源の内部抵抗 R_1, R_3 を 0Ω とすると、ポート 1, ポート 3 への入力電力 P_1, P_3 と負荷に供給される電力 P_2 は

$$P_1 = \text{Re}[E_1 I_1^*] \quad (6.a)$$

$$P_2 = R_2 |I_2|^2 \quad (6.b)$$

$$P_3 = \text{Re}[E_3 I_3^*] \quad (6.c)$$

と求めることができる。したがって、この WPT システムの伝送効率は

$$\eta = \frac{P_2}{P_1 + P_3} = \frac{R_2 |I_2|^2}{\text{Re}[E_1 I_1^*] + \text{Re}[E_3 I_3^*]} \quad (7)$$

で算出することができる。Z パラメータは外部回路によって変化しない値であるため、VNA(50Ω系)で測定した Z パラメータを 0Ω 系の Z パラメータとして扱うことができる。したがって、WPT システムを VNA で測定するだけで、容易に 0Ω 電源に対する WPT システムの伝送効率を求めることができる。図 8 の構造で電源の内部抵抗を 0Ω とし、(7) 式から算出した伝送効率を図 12 に示す。

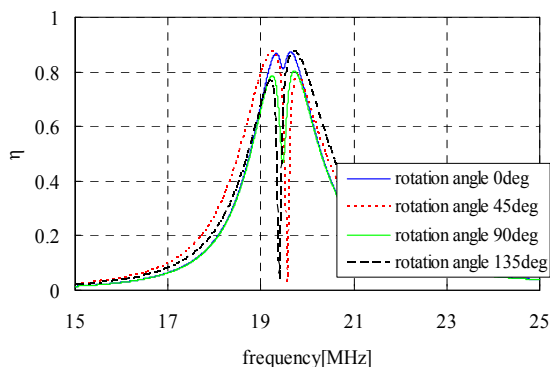


図 12. 0Ω 電源時の受電側スパイラル回転による伝送効率変化

このとき、2つの電源の位相差は 90° としている。 0Ω 電源においても受電側スパイラルの回転に対して著しい伝送効率の低下が見られず、安定した伝送効率を得られている。

しかし、どの回転角度においてもスパイラルの共振周波数とはほぼ同じ 19.5MHz 付近で伝送効率の急峻な落ち込みが見られる。この伝送効率悪化に関しては、今後、要因分析を実施していく。

5. まとめ

受電体の設置場所や設置角度で伝送効率に変化しない無線電力伝送システムの開発に向け、共振器結合型をベースとした WPT システムの検討を行った。送電側に 2つのスパイラル共振器を用い、位相差 90° で同時励振することで、受電側スパイラルが回転しても安定した電力伝送が行えることを示した。また、今後この WPT システムの高効率化を図るために電源の内部抵抗を 0Ω とした時の伝送効率の算出方法を示した。電源の内部抵抗が 0Ω となっても、内部抵抗が有る場合と同様に 2つの送電スパイラから位相差 90° で同時励振することで、受電スパイラルが回転しても安定した伝送効率を得られることがわかった。

今後、受電体の位置変化による伝送特性の変動抑制検討とシステムの高効率化検討を実施していく。

6. 参考文献

- [1] Toshio Ishizaki, Daisuke Fukada and Ikuo Awai, "A Novel Concept for 2-Dimensional Free-Access Wireless Power Transfer System Using Asymmetric Coupling Resonators with Different Sizes", IEEE IMWS-IWPT2011 Proceedings, IWPT-P-13, pp.243-246, 2011.
- [2] 栗井郁雄, "磁気結合共振器型ワイヤレス給電システムの BPF 理論による設計法", 電学論(c), 130 巻 12 号, pp.2192-2197, 2010 年
- [3] 栗井郁雄, "共鳴型ワイヤレス電力伝送の新しい理論", 電学論(c), 130 巻 6 号, pp.966-971, 2010 年
- [4] 山口和也, 石田哲也, 石崎俊雄, 栗井郁雄, "VNA による WPT システムの測定と変換", 2012 信学総大予稿集 BCS-1-5, 2012 年 3 月