

# 電磁界の観点から見た結合共振型無線電力伝送

平山 裕<sup>†</sup> 矢満田博之<sup>†</sup> 菊間 信良<sup>†</sup> 榊原久二男<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 名古屋工業大学大学院 工学研究科 情報工学専攻 〒466-8555 名古屋市昭和区御器所町

E-mail: †hirayama@m.ieice.org

あらまし 無線電力伝送には遠方界の電波を用いるもの、電磁誘導を用いるもの、電界結合を用いるもの、結合共振を用いるものなどがある。さらに、結合共振型無線電力伝送には、共振器として、インダクタとキャパシタを用いるタイプ、自己共振コイルを使うタイプなどがある。本報告では、「無線電力伝送工学」の確立を目指して、電磁界の観点から様々な無線電力伝送技術を整理する。まず、無線電力伝送技術全般を、結合の有無、共振の有無に注目して分類する。さらに、結合共振型無線電力伝送を、結合機構と共振機構に注目して分類する。その上で、結合共振型に自己共振アンテナを用いた場合と、電磁誘導に共振キャパシタ付加した場合の違いについて、実例を挙げて説明する。最後にインピーダンス整合と共振の関係の観点から議論を行う。

キーワード 無線電力伝送, 結合共振, 電界結合, 磁界結合, 空間インピーダンス, インピーダンス整合

## Coupled-resonant wireless power transfer technology from the viewpoint of electro-magnetic field

Hiroshi HIRAYAMA<sup>†</sup>, Hiroyuki YAMADA<sup>†</sup>, Nobuyoshi KIKUMA<sup>†</sup>, and Kunio SAKAKIBARA<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Nagoya Institute of Technology Gokiso-cho, showa-ku, Nagoya, 466-8555 Japan

E-mail: †hirayama@m.ieice.org

**Abstract** Various kinds of technologies are used for wireless power transfer (WPT), such as far-field technology, magnetic induction, electric-field coupling, and coupled resonance. For the coupled resonance technology, self-resonant antennas and inductor with resonance capacitor are used as a resonator. In this report, these technologies are categorized from the perspective of electro-magnetic field, in order to establish “Wireless Power Transfer Engineering”. At first, the whole WPT technologies are categorized from the viewpoint of resonance and coupling. Next, various kinds of coupled-resonant WPT technologies are categorized from a resonant mechanism and a coupling mechanism. Furthermore, difference between the self-resonant antenna and the magnetic induction with resonant capacitor is demonstrated. Finally, we discuss relationship between the impedance matching and the resonance.

**Key words** Wireless power transfer, Coupled resonance, Electric-field coupling, Magnetic-field coupling, Spatial impedance, and Impedance matching

### 1. ま え が き

MITによる論文[1]を嚆矢として、無線電力伝送に関する研究が活気づいている。現在は「無線電力伝送工学」なるものは確立されておらず、電力工学、マイクロ波工学、電磁波工学などを無線電力伝送に応用したものの寄せ集めとなっている。無線電力伝送技術の発展のためには、一つの体系のもとに、これらの要素技術を位置づけることが重要と考えられる。本報告では、エネルギーの空間における伝搬に注目し、様々な無線電力伝送技術を、質的な違いで説明するのではなく、一つの体系の中での量的な違いとして説明することを目指す。第2章では、

多様な無線電力伝送を「結合」と「共振」の観点から分類する。その上で、一般化した結合共振型無線電力伝送のモデルを示す。第3章、第4章では、それぞれ、電磁誘導を用いた結合共振型と、自己共振型について、第2章で示したモデルにより演繹的に説明する。第5章では、インピーダンス整合の観点から議論を行う。第6章はまとめである。

### 2. 無線電力伝送の分類

#### 2.1 無線電力伝送技術全般の分類

無線電力伝送技術には、遠方界を用いる「電波型」[2]、近傍界を用いる「電磁誘導型」[3]、「結合共振型」[4]、「電界型」[5]、

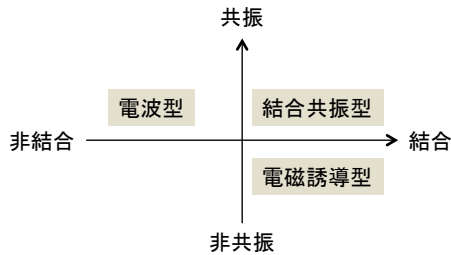


図1 「結合」と「共振」の観点による、無線電力伝送技術の分類

などがある。これらの技術は、「結合の有無」と「共振の有無」の観点から、図1のように分類することができる。ここで、「結合がある」とは、負荷の状態の変化が電源側に影響する状態である。「共振がある」とはシステムに共振機構が存在している状態である。

電波型の場合、送受信アンテナ共に使用周波数で共振するように設計されるので、共振機構を有している。一方、負荷の状態は電源に影響せず、それ故、送信系と受信系を、利得さえ決めてしまえば独立して設計できるため、結合はないと言える。電磁誘導では、共振機構は有さないが、負荷の変動がそのまま電源に影響するため、結合があると言える。結合共振型の場合、共振機構と結合機構を両方有している。

2本のダイポールアンテナを近距離に設置し、伝送効率が最大になるような最適負荷を設置した場合、ダイポール長が波長に比べて短い領域では放射が少なくなるため、インピーダンス整合により反射を抑えてしまえば伝送効率が高くなる[6]。この場合、整合回路とダイポールアンテナをひとつの系と見なせば、結合共振型として動作していることになる。周波数を上げていき、ダイポール長が半波長程度の領域になると、ダイポールの共振により放射された電磁波により電力が伝送されるため、伝送効率が高くなる。この場合は電波型として動作していることになる。このように、同一の構造であっても、周波数によって結合共振型から電波型に連続的に変化するため、電波型と結合共振型の差異は量的な違いであると言える。

なお、「アンテナ」という用語については議論のあるところである。電子情報通信学会のアンテナ工学ハンドブックでは、「電磁波と電気回路その他とのエネルギー変換を行う装置である」と定義されている[7]。この定義によると、電磁波ではなく電磁界を用いる結合共振型無線電力伝送には適用できなくなる。一方、「共振子」では、電磁誘導で用いるコイルには適用できなくなる。電磁誘導を用いるHF帯RFIDタグにおいても「アンテナ」という用語が使われていること[8]も考慮し、本報告中では、アンテナを「電磁界と電気回路の間でエネルギー変換を行う装置である」と定義する。

## 2.2 結合共振型無線電力伝送技術の分類

電界結合と磁界結合の観点から、結合共振型無線電力伝送は、図2のように分類できる。結合共振型の無線電力伝送の分類のためには、結合のための機構と共振のための機構を分けて考えることが有用である。結合のために磁界のみ、電界のみを用いた場合、共振を起こすためにリアクタンス素子が必要とな

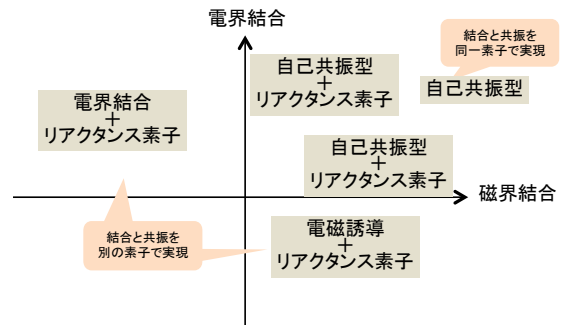


図2 「電界結合」と「磁界結合」の観点による、結合共振型無線電力伝送技術の分類

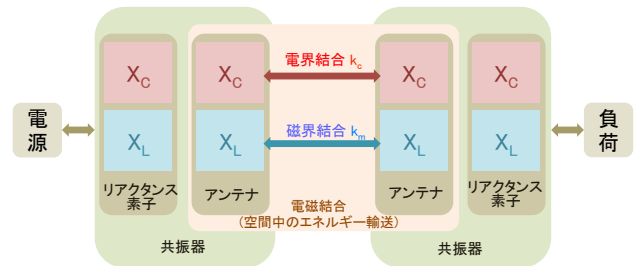


図3 一般化した、結合共振型無線電力伝送のモデル

る。自己共振型のアンテナでは、空間に蓄積される電氣的エネルギーと磁氣的エネルギーが等しくなる周波数で共振を起こすため、電界結合と磁界結合の両方が存在することになる。ただし、自己共振型においても集中定数のリアクタンス素子を用いることにより共振周波数を調整することが可能であり、この場合は第2象限もしくは第4象限に近いものとなる。

## 2.3 一般化した結合共振型無線電力伝送のモデル

結合共振型に属するWPTシステムは、電界型・磁界型、直接給電型・間接給電型、集中定数型・分布定数型、自己共振型・LC共振型など様々な観点から分類できる。図3の様なモデルを導入することにより、あらゆる種類の結合共振型WPTシステムを統一的に説明できる。

まず、無線電力伝送機構を、電流・電圧によるエネルギーと電磁界のエネルギーを変換する「アンテナ」と、空間には電磁界を放出しない「リアクタンス素子」に分ける。アンテナは、電氣的エネルギーと磁氣的エネルギーを電圧・電流に変換し、それらに対応する、容量性リアクタンス  $X_C$  と誘導性リアクタンス  $X_L$  を有する。これらはアンテナ自体を特徴づける量であり、伝送距離には依存しない。送信アンテナと受信アンテナは、伝送距離に依存する量である電界結合係数  $k_c$  と磁界結合係数  $k_m$  によって結合し、電力を伝送することができる。

共振とは、系の持つ電氣的エネルギーと磁氣的エネルギーが等しくなる状態であると言える。アンテナの持つ  $X_C$  と  $X_L$ 、およびリアクタンス素子の持つ  $X_C$  と  $X_L$  によって、送信側・受信側の共振器が構成され、共振周波数が決定する。

このモデルを用いて、図2の第2、第4象限におけるシステムの考え方を第3章で、第1象限におけるシステムの考え方を第4章で述べる。また、リアクタンス素子の考え方を第5章で述べる。

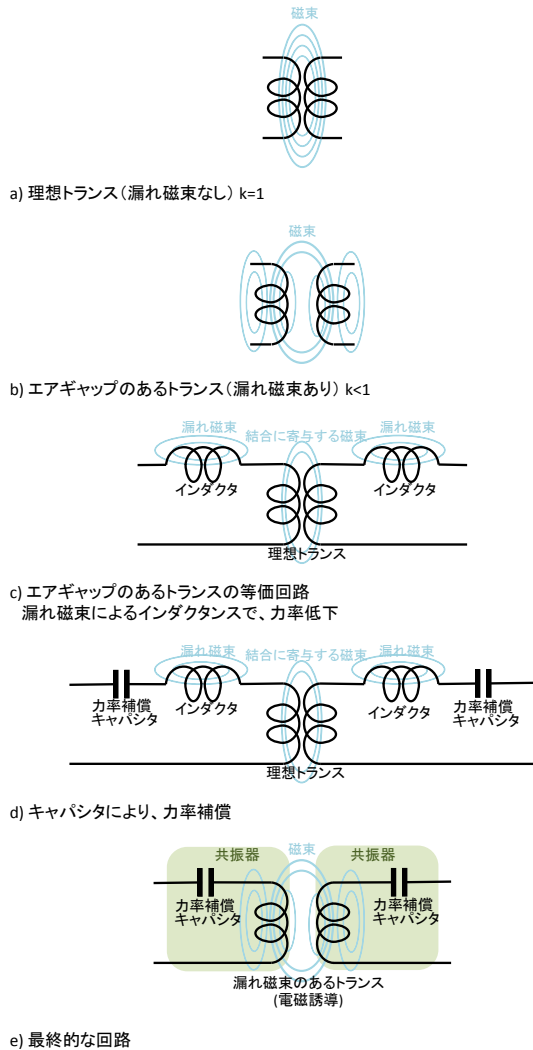


図 4 電磁誘導型から結合共振型への変形

### 3. 電磁誘導を用いた結合共振型無線電力伝送

電磁誘導と共振型の違いは、よく問われる問題である。インダクタとして動作するコイルに共振用キャパシタを付加するタイプの無線電力伝送は、結合機構に注目する限り電磁誘導と同じものであるといえる。

まず、漏れ磁束のない理想トランスを考える(図4(a))。トロイダルコアを用いたトランスがこれに近いものとなる。結合係数  $k = M/L$  は 1 となり、銅損、鉄損を無視できれば伝送効率は 100 % となる。

次に、1 次側と 2 次側を離し、エアギャップがある状態を考える(図4(b))。漏れ磁束が発生し、結合係数  $k$  は 1 以下となる。これを等価回路で表すと、図4(c)のように書ける。結合に寄与する磁束を理想トランスで表現すると、漏れ磁束は直列に挿入したインダクターとして表される。このインダクターにより、力率が低下することになる。

力率が低下すると、電流が増加し、導体損失が増えることになる。力率を補償するために、図4(d)の様に進相コンデンサを加えると、導体損失を最小化でき、伝送効率を最大化できる。結果として図4(e)のように、漏れ磁束のあるトランスに力率

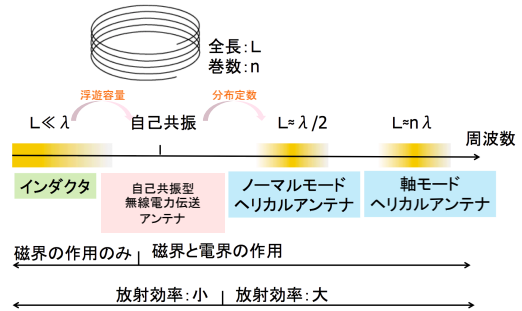


図 5 ヘリカルワイヤーの周波数による動作の変化

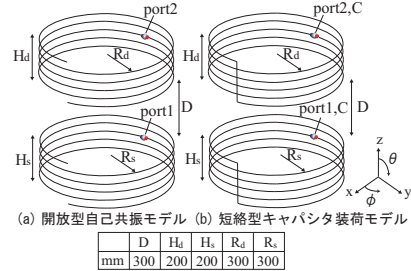


図 6 開放型自己共振ヘリカルアンテナと短絡型キャパシタ装荷ヘリカルアンテナ

補償キャパシタを接続すると、 $L$  と  $C$  で構成された共振器が相互インダクタンスによって結合していることと等価となる。これは、図3のモデルを用いると、アンテナとしては  $X_L$  のみ、リアクタンス素子としては  $X_C$  のみが存在しているものとして説明できる。

共振型の特徴として、 $k$  が小さくても  $Q$  が大きければ良いことが知られている。距離が離れば漏れ磁束も大きくなり、位相遅れも大きくなる。このため、共振用キャパシタとコイルの間に大きな電流が流れることになり、導体損が支配的となる。 $Q$  を大きくすることにより、伝送効率を維持することができる。

なお、電界結合型の場合、送信側の 2 つの電極間を直接結ぶ電気力線による容量を、インダクタによって打ち消すと考えることにより同様の議論が成立する。

### 4. 自己共振を用いた結合共振型無線電力伝送

#### 4.1 自己共振型の分類

MIT による初めての検証実験で用いられたアンテナは、自己共振周波数を持つ開放型ヘリカルアンテナであった [9]。開放型ヘリカルアンテナは、直流においてインピーダンスが無窮大となることを考えると、ループアンテナよりはダイポールアンテナに近いことになる。このように考えると、開放型ヘリカルアンテナは電界型になるのだろうか？

自己共振を起こすということは、アンテナ自身が保持する電氣的エネルギーと磁氣的エネルギーが等しくなる、ということに他ならない。そのため、波長より短い構造で自己共振を持つ場合、磁界を発生するループ成分と、電界を発生するダイポール成分を持つことになる。ヘリカル構造やスパイラル構造のように、磁界が同相で重なるような構造にした場合は磁界が支配的となる。メアンダ構造 [10] のように、磁界が逆相で重なるように配置した場合は、電界が支配的になる。いずれの場合も、

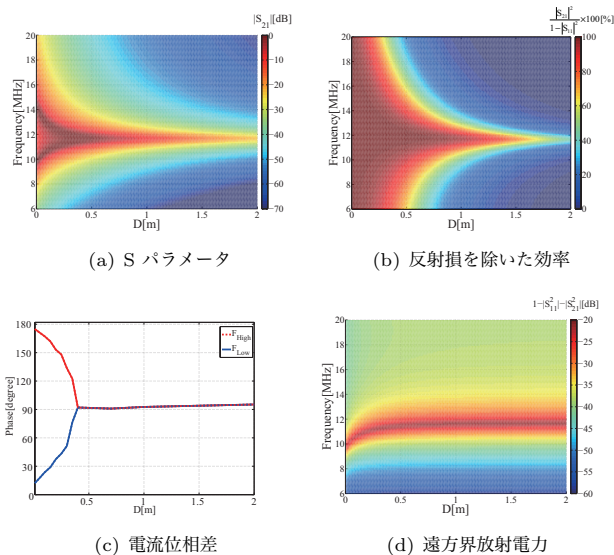


図7 開放型自己共振ヘリカルアンテナの送受信間距離特性

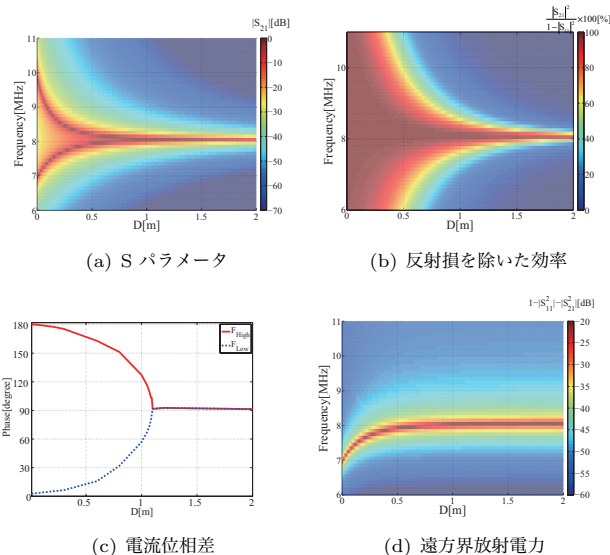


図8 短絡型キャパシタ装荷ヘリカルアンテナの送受信間距離特性

電界・磁界のどちらかのみではなく、両方が結合に寄与することになる。(それ故に、稲垣らは、これらを「磁界主結合」「電界主結合」と呼んでいる [11]. )

図3のモデルで考えると、アンテナとして  $X_L$  と  $X_C$  が存在し、この2つが等しくなったところが自己共振周波数となる。自己共振型の場合であっても、リアクタンス素子を接続することで、共振周波数の調整が可能である。

なお、自己共振を用いた無線電力伝送は、小型アンテナの電氣的体積 [12] の中に侵入した受信アンテナへの電力の輸送である、と見ることもできる。八木アンテナなどの無給電素子を用いたアンテナにおける、給電素子と無給電素子の結合は、結合共振型無線電力伝送を用いたアレーアンテナへの給電であるとも言えよう。

#### 4.2 自己共振を用いた結合共振型無線電力伝送の基本特性

ヘリカルワイヤの周波数によるふるまいの変化を、図5に示す。周波数が十分低いときはインダクターとして動作する。LC共振型の場合は、この領域を利用することになる。周波数が上昇すると、浮遊容量により自己共振を起こす。自己共振型のヘリカルアンテナはこの領域を利用している。さらに、線長が波長程度になってくると、ノーマルモードヘリカルアンテナ、軸モードヘリカルアンテナとして動作する。電波型の無線電力伝送は、この領域を利用している。

ここでは、同じ大きさのスパイラルアンテナを、開放型にして自己共振で用いる場合と、短絡型にしてインダクターとして用いる場合の違いについて検討する [13]。図6(a)は開放型モデルであり、11.6MHzに自己共振を持っている。図6(b)は短絡型のLC共振モデルであり、インダクタとして動作する8MHzで共振するように、ポートにキャパシタを接続している。

これらのモデルの、送受信間距離と使用周波数を変えたときの諸特性を図7, 8に示す。図7, 8(a)は  $S_{21}$  である。距離が近づくと、共振が2つのモードに分かれていることが分かる。2つの共振モードと、その共振周波数が決定するメカニズムは、文献 [14] [15] で述べられている。図7, 8(b)は、反射損をイン

ピーダンス整合により除いたときの伝送効率である。この伝送効率を実現する方法は、影像インピーダンスに基づく方法 [16] と、Sパラメータに基づく方法 [17] が提案されている。図7, 8(c)は、高周波共振モードと低周波共振モードにおける、送信アンテナと受信アンテナの電流位相差を示す。高周波共振モードは逆相、低周波共振モードは同相であり、距離が近づき結合が増えるほど、位相差が大きくなっていることが分かる。この解析は完全導体を仮定しているため、 $1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$  の値は放射電力となる。図7, 8(d)に放射電力を示す。低周波共振モードでは、送受信アンテナが同相であるので、遠方界放射が大きくなっていることが分かる。これらの図から、短絡型モデルの方が伝送距離が大きいことが分かる。

自己共振型とLC共振型の違いを明らかにするために、次式で定義される対数正規化空間インピーダンス  $\zeta$  を用いる。

$$\zeta = 20 \log_{10} \left( \frac{1}{\eta_0} \frac{|\mathbf{E}|}{|\mathbf{H}|} \right) = 10 \log_{10} \frac{W_E}{W_M} \quad (1)$$

ただし  $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$  は真空の空間インピーダンス、 $\mathbf{E}$  と  $\mathbf{H}$  はそれぞれ電界ベクトル、磁界ベクトルを表す。対数正規化空間インピーダンスは、正の値を持つときは電界が支配的、負の値を持つときは磁界が支配的、0の時は自由空間伝搬と同じであることを示す。また、 $\zeta$  は同時に、磁氣的蓄積エネルギー  $W_M$  に対する電氣的蓄積エネルギー  $W_E$  の比ともなっている。図9に、自己共振型モデルとLC共振型モデルの対数正規化インピーダンスを示す。自己共振型モデルでは電界が支配的な部分と磁界が支配的な部分の両方が存在するのに対し、LC共振型モデルでは全ての領域で磁界が支配的になっている。

導電率を考慮すると、この2つのモデルは大きな違いを示す。図10(a)に、導電率を  $10^5, 10^6, 10^7$  S/m としたときの、共振周波数における伝送効率  $S_{21}$  の伝送距離特性を示す。より遠くまで伝送効率が一定であるのはLC共振型であるが、伝送距離が近いときは自己共振型の方が高い伝送効率を有していることが分かる。図10(b)に、伝送距離を30cmとしたときの、伝送効率の導電率依存性を示す。導電率が悪くなるほど、LC共振

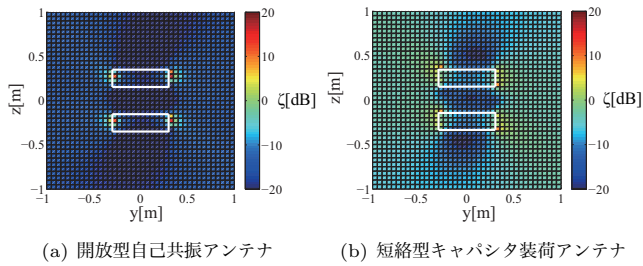


図 9 空間インピーダンス

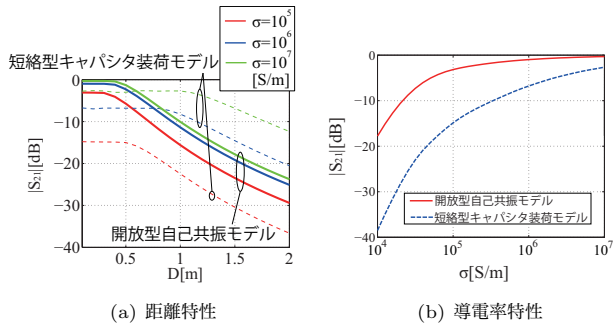


図 10 導電率に対する伝送効率

型は自己共振型に比べて伝送効率が悪くなっていることが分かる。LC 共振型では伝送インピーダンスが低いため、同じ電力を送るのに必要な電流が大きくなり、導体損が大きくなっていると考えられる。このことから、電界型 [5] は伝送インピーダンスが高くなるため、電流が小さくなり、導体損が小さくなるのがメリットであるといえる。

#### 4.3 電界結合と磁界結合の影響

マイクロ波理論の分野では、共振器の結合係数は電界結合係数と磁界結合係数の差となることが知られている [18]。そのため、電界結合と磁界結合を有する自己共振型スパイラルアンテナでは、送信アンテナと受信アンテナを逆方向に巻くことにより結合係数を向上させることが可能となる [19]。本章では、電磁誘導型と自己共振型の違いを示すために、スパイラルアンテナの伝送特性について検討する。

図 11 に示す開放型スパイラルアンテナは、単体時に 36.7MHz で自己共振する。短絡型モデル (図 12) は、開放型アンテナの両端を短絡した上で、この構造がインダクタとして動作する 25MHz で共振するようにキャパシタを直列に接続した。

これらのモデルの、共振周波数における伝送効率の距離特性を図 13 に示す。主として電磁誘導で動作している短絡型モデルでは、巻き方向によって伝送特性は変化しない。一方、電界結合と磁界結合が存在する開放型モデルでは、逆方向巻きにすることによって伝送距離が伸びていることが分かる。この原理については、稲垣らにより提案された電界結合係数と磁界結合係数を分離して求める方法 [20] を用いて、文献 [21] で議論されている。

なお、逆方向巻きモデルは、送信側は時計回りとする受信側は反時計回りに巻いたものであるが、同じものを向かい合わせにしたものでもある。円偏波アンテナとして考えると、偏波を一致させることによる偏波損の抑制という見方もできる。

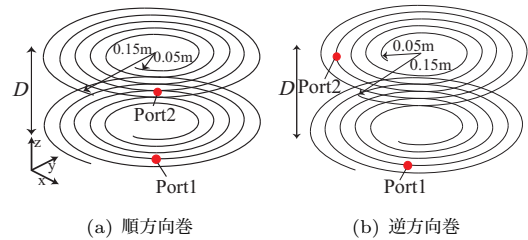


図 11 開放型自己共振スパイラルアンテナ

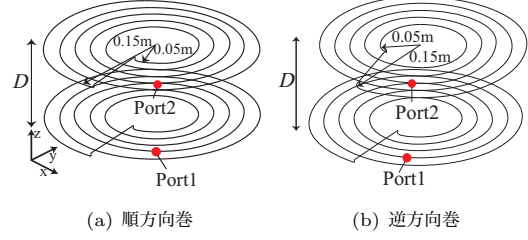


図 12 短絡型キャパシタ装荷スパイラルアンテナ

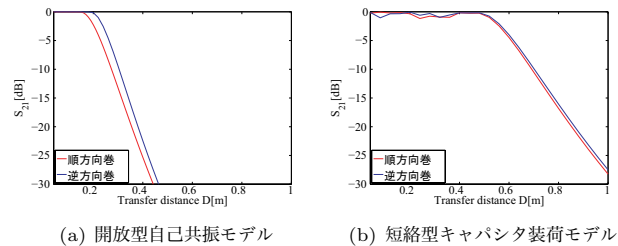


図 13 スパイラルアンテナの伝送効率の距離特性

## 5. インピーダンス整合

### 5.1 伝送効率最大化と力率整合

インピーダンス整合の観点から無線電力伝送をとらえると、負荷側の都合で必要な電力だけを取り出す場合と、電源が出しうる最大の電力を取り出す場合の 2 通りが考えられる。

負荷側で必要な電力だけを取り出す場合、負荷インピーダンスの実部は需要電力に応じて決定することになる。伝送効率を最大化させるためには、伝送損失を最小化させればよく、そのためには電流の値を小さくすれば良いことになる。これを実現するための第一の方法は、力率整合をとるように、負荷インピーダンスの虚部を決定することである。負荷を共振器の一部と見なすと、力率整合をとることと、共振を起こすことは等価となる。電流の値を小さくする第二の方法は、伝送インピーダンスを高くすることである。電力系統の分野では、高圧送電によりこれを実現しているが、電界結合を積極的に利用する方法は、これに該当するといえる。

電力系統の分野で複素共役整合を用いずに力率整合を用いる理由は、一对多の送電が前提であり、受電電力は個々の需要家の都合で決定したいためである。無線電力伝送の分野でも、一对多の送電を行う場合は、この考え方が参考になるであろう。

### 5.2 受電電力最大化と複素共役整合

負荷の都合によらず、電源が供給しうる最大の電力を取り出したい場合、複素共役整合を行うことになる。一对一の電力供給が前提であるが、一对多での複素共役整合を行う方法も提案されている [22]。複素共役整合は、共振を起こす (同時に力率整合をとる) ために負荷インピーダンスの虚部を決定し、受電

電力を最大化するために負荷インピーダンスの実部を決定している、ということもできる。

### 5.3 インピーダンス整合の実現方法による分類

アンテナの端子にリアクタンス素子を直接接続してインピーダンス整合を実現するのが第一の方法である。一方、アンテナの近傍にピックアップコイルを設置し、アンテナとピックアップコイルの結合係数を調節することにより、インピーダンス整合を実現する方法もある。この場合、設計にはフィルタ理論の適用が有用である [23]。また、伝送距離の変化によるインピーダンス整合条件の変化を、共振器とピックアップコイルの距離を動的に変えることで対応する方法も提案されている [24]。なお、インピーダンス整合回路を電源・負荷の一部とみなせば、インピーダンス整合をとることと、最適負荷インピーダンス [25] を直接接続することは同じこととなる。

### 5.4 出力インピーダンスの扱いについて

出力インピーダンスとは、受電電力を最大化する電圧と電流の比として説明される。特性インピーダンスと同様に、実抵抗ではなく、それ自体で電力を消費するものではない。実際に、F 級増幅器などでは直流から 50 オーム負荷への電力効率が 90 % を超える [26] ことを考えると、「50 オーム系の電源では出力インピーダンスの電力消費があるので、最大効率は 50 % である」というのは誤りであるといえる。ただし、測定器などにおいては、広帯域インピーダンス整合を実現する目的で、低出力インピーダンスの増幅器に 50 オームの実抵抗を直列に接続する場合があります、この場合は最大効率 50 % となる。

なお、遠方界で用いる受信アンテナにおいては、外来電磁波によって励振された電流によって再放射が起こるが、これが出力インピーダンスにおける電力の消費として説明される。そのため、複素共役整合時、受電電力の 50 % は再放射 (即ち出力インピーダンスでの電力消費) となり、負荷で消費可能な電力は残りの 50 % となる [27]。

## 6. 結 び

電磁界の観点から様々な種類の無線電力伝送技術を統一的に説明した。今回は、一般化した共振型無線電力伝送モデルを概念的に示したが、今後はより定量的なモデルの構築を行っていく。また、電力の流れを示すポインティングベクトルを用いた考察 [28] などを行っていく予定である。

## 謝 辞

共振と結合の観点からの分類については、小島プレス工業 (株) の堀様にアドバイスをいただきました。

本研究は JSPS 科研費 基盤研究 C 24560453 の助成を受けたものです。

## 文 献

- [1] Arsteidis Karalis, John joannopoulos, Marin Soljacic, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer," *Annals of Physics*, 323, pp. 34-48, Apr. 2007.
- [2] N. Shinohara, H. Matusmoto, and K. Hashimoto, "Solar Power Station/Satellite (SPS) with Phase Controlled Magnetrons" *IEICE Trans. on Electronics*, Vol.E86-C No.8 pp.1550-1555, Aug. 2003.
- [3] 松木英敏, 田倉哲也, 佐藤文博, "ワイヤレス電力伝送における効

- 率向上 ~ 電磁誘導 (LC ブースター) 方式を例に ~," 信学技報, WPT2012-21, pp. 1-10, Nov. 2012.
- [4] 細谷達也, "電磁界共鳴結合共振器を用いた複共振形 ZVS ワイヤレス給電システムの動作解析," 信学技報, WPT2012-05, pp. 21-26, May. 2012.
- [5] 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, Aug. 2012.
- [6] 陳強, 小澤和紘, 袁巧微, 澤谷邦男, "近傍無線電力伝送のアンテナ設計法についての検討," WPT2010-05, pp. 5-10, Jul. 2010.
- [7] 電子情報通信学会 編, アンテナ工学ハンドブック 第 2 版, オーム社, Aug. 2008.
- [8] 上坂晃一, 高橋広明, "無線 IC タグにおけるアンテナ技術," 信学論, Vol.J89-B, No.9, pp.1548-1557, Sep. 2006.
- [9] Andre Kurs, Arsteidis Karalis, Robert Moffatt, John joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *Science Express*, Vol. 317, No. 5834, pp. 83-86, Jul. 2007.
- [10] 居村岳広, 内田利之, 堀洋一, "非接触電力伝送用メアングララインアンテナの提案," 信学ソ大, B-9-1, Sep. 2008.
- [11] 稲垣直樹, 丸地智博, 奥村康行, 藤井勝之, "開路型共鳴方式無線電力伝送系の提案と改良等価回路による特性評価," 信学論, Vol.J95-B, No.4, pp.576-583, Apr. 2012.
- [12] 新井宏之, "小形アンテナの電氣的体積 ~ 電流分布と等価半径 ~," 信学技報, AP2007-9, pp. 49-52, Ape. 2007.
- [13] 天野智博, 平山裕, 菊間信良, 榊原久二男, "無線電力伝送用短絡型, 開放型ヘリカルアンテナに関する検討," 信学技報, WPT2011-06, Oct. 2011.
- [14] 平山裕, 小澤俊之, 平岩洋介, 菊間信良, 榊原久二男, "無線電力伝送の共鳴モードと等価回路表現," 信学技報, AP2009-85, pp.35-40, Sep. 2009.
- [15] H. Hirayama, T. Ozawa, Y. Hiraiwa, N. Kikuma, and K. Sakakibara, "A Consideration of Electromagnetic- resonant Coupling Mode in Wireless Power Transmission," *IEICE ELEX*, Vol. 6, No. 19, pp. 1421-1425, Oct. 2009.
- [16] 稲垣直樹, 堀智, "近傍界結合アンテナを用いる無線接続の基礎," 信学論, Vol.J94-B, No.3, pp.436-443, Mar. 2011.
- [17] 袁巧微, 陳強, 澤谷邦男, "S パラメータによる無線電力伝送システム伝送効率の解析," 信学技報, WPT2011-18, Oct. 2011.
- [18] 栗井郁雄, 張陽軍, "共振器の結合係数一直観的理解への一つの道一," 信学論, Vol.J89-C, No.12, pp.962-968, Dec. 2006.
- [19] 栗井郁雄, 日経エレクトロニクス, pp.100-108, 11-14, Nov. 2011.
- [20] 稲垣直樹, 堀智, "共鳴方式無線接続システムの偶奇モードリアクタンス関数と映像インピーダンスに基づく特性評価," 信学論, Vol.J94-B, No.9, pp.1076-1085, Sep. 2011.
- [21] 小松佳奈子, 天野智博, 平山裕, 菊間信良, 榊原久二男, "結合共振型無線電力伝送における開放型, 短絡型スパイラルアンテナに関する検討," 信学技報, WPT2012-03, May. 2012.
- [22] 袁巧微, 吳銘達, 陳強, 澤谷邦男, "マルチポート S パラメータによる無線電力伝送システム伝送効率の解析," 信学技報, WPT2013-04, pp. 16-19, Apr. 2013.
- [23] 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," 電気学会論文誌 C, Vol. 130, pp. 2192-2197, Dec. 2010.
- [24] 山川将人, 石田隼, 奥田健太, 小紫公也, 小泉宏之, "無線給電による小型ヘリコプターの飛行と高度に応じた自動インピーダンスマッチング," 信学技報, WPT2013-09, pp. 18-22, Jun. 2013.
- [25] 榊原悠, タン ザ カン, 荒木純道, "伝送電力最適化問題," 信学技報, WPT2012-39, pp. 47-50, Dec. 2012.
- [26] 本城和彦, 石川亮, 高山洋一郎, "高調波処理によるマイクロ波電力増幅器の高効率化および低ひずみ化," 信学技報, WPT2011-14, Oct. 2011.
- [27] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design* 3rd edition, Wiley-Interscience, Apr. 2005.
- [28] H. Hirayama, N. Kikuma, K. Sakakibara, "An Estimation Method of Poynting Vector with Near-Magnetic-Field Measurement," *IEICE Trans. Elec.*, Vol.E93-C No.1 pp.66-73, Jan. 2010.