

リアクティブ電磁界結合によるワイヤレス電力伝送のためのヘリカルモノポールアンテナの特性

M2009MM013 丸地智博

指導教員：奥村康行

1 はじめに

近年、家電機器や電力インフラ機器などの用途にワイヤレスによる電源供給や充電を行う技術に対する注目が高まっている。ワイヤレスで電力伝送が可能になれば、携帯電話、ノートPCといったモバイル端末や電気自動車などの電池を内蔵した機器などへ手軽に充電することが出来る。2007年に伝送距離2mで45~50%の伝送効率を得られる、共鳴方式ワイヤレス電力伝送技術が発表され[1][2]、ユビキタスエネルギー社会の実現の道が拓かれた。各研究機構でも盛んに研究が行われている[3][4]。共鳴は共振周波数を等しくする二つのアンテナが近くに置かれたとき、一方のアンテナを共振周波数で励振すると他方のアンテナも同じ周波数で強く振動する現象である。アンテナの共振はアンテナ間距離の大小に関わらず、アンテナ間の伝送効率を高めるために取られる手段であり、入力インピーダンスの虚部、入力リアクタンスがゼロである状態を指す。互いに等しい磁界と電界の中で、アンテナ間の結合への主な寄与を磁界が担う磁界先導型共鳴方式と、電界が担う電界先導型共鳴方式を提案し、先に発表した[5][6]。本稿では、以下の特性を満たす小形アンテナとしてヘリカル構造からなるモノポールアンテナを提案する。

- アンテナは電氣的超小形である
- 受信アンテナが近くに存在しない場合、送信アンテナは電力をほとんど放射しない
- 伝送距離を離れた場合でも、高効率である
- 送信アンテナと受信アンテナの位置合わせが電磁誘導方式ほどの精度を要しない

この条件を満たすヘリカルモノポールアンテナの特性を説明するために、ISMバンドの一つである周波数13.56MHz帯において、電磁界解析シミュレータFEKO[8]の結果と実験により電力伝送効率の特性について比較を行う。実験は、ネットワークアナライザ(NA:Network Analyzer)を使用して、送信アンテナと受信アンテナ間の効率を測定し評価する。また、LC素子からなる等価回路を導出し、ヘリカルモノポール系による電力伝送の動作メカニズムと特徴を明確にする。

2 ヘリカルモノポールアンテナの着想に至る経緯

電界先導型共鳴方式のシステムを考案して提案し、モノポール型のアンテナについて研究を行ってきた[5]。最終的に電氣的超小形のヘリカルモノポールアンテナに辿りついたが[7]、その着想に至る経緯を述べる。

2.1 電界先導型共鳴方式を実現する逆L形アンテナ

まず、送受信アンテナとして低背形アンテナの代表である逆L形アンテナを検討した。インダクタンスを直列接続した逆L形アンテナ系は最適化を行ったとき、つぎの特性をもつ。送信用逆L形アンテナにより空間に電気エネルギーを分布させておき、受信用逆L形アンテナの装荷インダクタンスがOFFの状態では電力伝送が全く行われぬが、装荷インダクタンスをONにすると送信機と受信機の両回路が同時に共振(共鳴)し、両回路がまるで有線で接続されたように結ばれて電力の伝送が行われる。送信アンテナと受信アンテナの結合は、装荷インダクタンスのONに先立って空間に分布させておく電気エネルギーによるものであるため、この方式を電界先導型共鳴方式と呼ぶ。

2.2 集中定数インダクタンス装荷

電氣的超小形とするために、装荷インダクタンスとして集中定数のインダクタンスを装荷して共振をとった場合の逆L形アンテナのモデルを図1、共振周波数をISMバンドの一つである13.56MHzの10倍にしたときの、逆L形アンテナのパラメータを表1に、電力伝送効率のシミュレーション結果を図2に示す。Lは装荷インダクタンス、 Z_0 は特性抵抗、導線半径は0.8mmとする。また、反射係数 S_{11} 、透過係数 S_{21} に対し、出力した電力が反射して電源側に戻ってくる反射電力の効率を η_{11} 、電力が負荷側に伝わる率の透過電力の効率(電力伝送効率)を η_{21} とする。電力伝送効率は $20 \log_{10} |S_{21}|$ [dB]で与えられる。周波数135.0~140.0MHzにおいて $\eta_{21} = 80\%$ 以上で、共振周波数の135.6MHzにおいては $S_{21} = -0.640$ dB、 $\eta_{21} = 85\%$ であることが確認できた。シミュレーションは完全導体として扱っているため、導体損失は考慮されていないものとする。

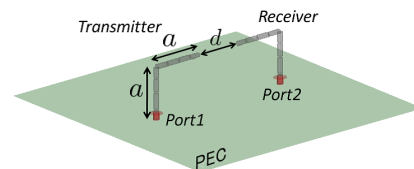


図1 集中定数インダクタンス装荷モデル

表1 集中定数インダクタンス装荷モデルのパラメータ

d [mm]	a [mm]	L [\(\mu\text{H}\)]	Z_0 [\(\Omega\)]
15	17	2.2	50

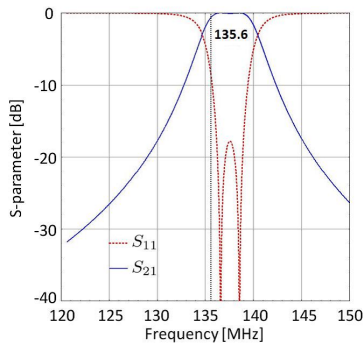


図2 集中定数インダクタンス装荷モデルの伝送特性

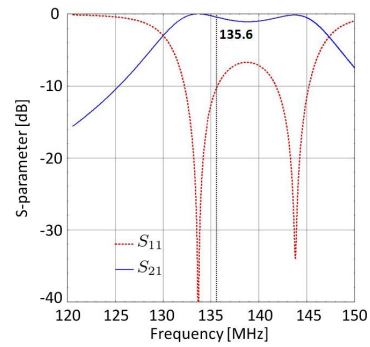


図4 コイル装荷モデルの伝送特性

2.3 コイル装荷

次に、実験のための装荷インダクタンス $2.2\mu\text{H}$ をコイルで実現するモデルを検討した。長岡係数を使って設計すると、線径との関係で作製可能なコイルは逆Lアンテナに匹敵する大きさとなり、その収容方法が問題となった。そこで、大きなコイルの上に2.2で設計した逆Lアンテナをそのまま乗せることを試みた。そのモデルを図3、パラメータを表2に、電力伝送効率のシミュレーション結果を図4に示す。 N はコイルの巻き数で、コイルの導線半径を 0.275mm とする。共振周波数の 135.6MHz において $S_{21} = -0.456\text{dB}$ 、 $\eta_{21} = 90\%$ となり、共振周波数の上下でほとんど $\eta_{21} = 100\%$ となる周波数があることも確認できた。大きなコイルが邪魔をしてアンテナ特性を劣化させると考えるのが従来の通信用アンテナの常識であるが、この場合には図3は図1とあまり変わっていない。アンテナとコイルは集中定数回路の中の一素子のような挙動をし、3次元構造としての相互結合による影響は小さいことが確認できた。また、モノポール型のアンテナは導線の全長が約四分の一波長のときに共振する。コイル装荷逆Lアンテナは、導線を引き伸ばして長さを計るとコイル部分の長さが全体の98%以上を占める。そこで、逆Lの部分を削除して、コイル部分をアンテナとするアイデアに到達した。

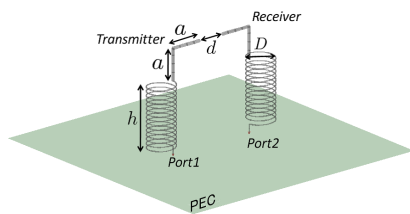


図3 コイル装荷モデル

表2 コイル装荷モデルのパラメータ

$d[\text{mm}]$	$a[\text{mm}]$	$D[\text{mm}]$	$h[\text{mm}]$	N	$Z_0[\Omega]$
15	17	15	39	15	50

3 ヘリカルモノポールアンテナ系によるワイヤレス電力伝送

逆Lの部分を削除し、コイル部分をアンテナとしたヘリカルモノポールアンテナのモデリングをし、シミュレーションと実験により特性を比較する。

3.1 モデリング

ヘリカルモノポールアンテナ系のモデルを図5に、共振周波数 13.56MHz において電力伝送効率が最大となるように FEKO の optimizer, OPTFEKO 励振によって算出したパラメータを表3に示す。 N は巻き数、 Z_0 は特性抵抗、導線半径は 0.45mm とする。実験の便宜を考慮しても周波数は ISM バンドの 13.56MHz のままで十分小形である。

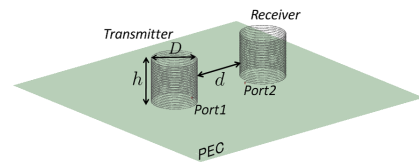


図5 ヘリカルモノポールアンテナ解析モデル

表3 ヘリカルモノポールアンテナのパラメータ

$d[\text{mm}]$	$D[\text{mm}]$	$h[\text{mm}]$	N	$Z_0[\Omega]$
150	90	90	26	50

3.2 シミュレーション

図5のヘリカルモノポールアンテナモデル系に対する電力伝送効率のシミュレーション結果を図6に示す。 $13.11\text{MHz} \sim 13.66\text{MHz}$ においては $\eta_{21} = 70\%$ 以上を得ており、逆L形アンテナと同様に広帯域での高い伝送効率を得られることが確認できた。また、共振周波数の 13.56MHz では $S_{21} = -0.0782\text{dB}$ 、 $\eta_{21} = 98\%$ とほぼ100%の伝送効率が得られた。

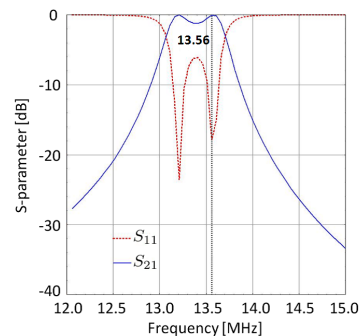


図6 円形ヘリカルモノポールアンテナ系の伝送特性

3.3 実験

表3のパラメータをもつヘリカルモノポールアンテナを作製したものを図7に示す。ただし、シミュレーション結果を確かめるための実験では、断面が正八角形の構造を用いた。円形よりも八角形の方が精度の高い実験モデルを作り易い。このモデルに対する電力伝送効率に対してシミュレーションと実測の比較を図8に示す。図中にシミュレーションによる結果を、 S_{11} は、 S_{21} はで示し、実測値は実線で示す。実験とシミュレーションは良く一致し、シミュレーションの結果は信頼できることがわかった。実験における S_{21} の最大値は約 -0.5dB である。共鳴方式ワイヤレス電力伝送ではアンテナは非放射型で用いられ、通信用小形アンテナがもつ大きさと比帯域幅の関係は成り立たないことがわかった。

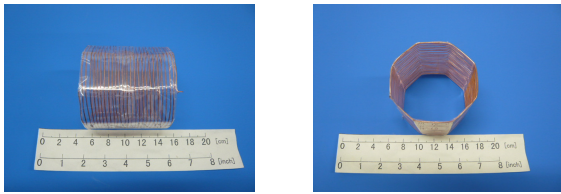


図7 八角形ヘリカルモノポールアンテナ

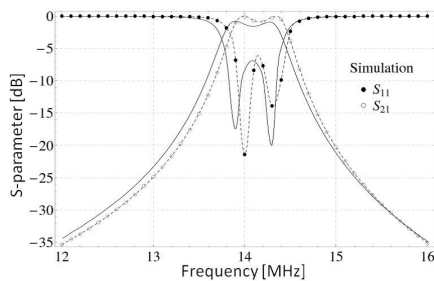


図8 八角形ヘリカルモノポールアンテナ伝送特性

4 ヘリカルモノポールアンテナ系の等価回路の導出

ヘリカルモノポールアンテナは電氣的超小形でありながら優れた電力伝送特性をもつが、その動作メカニズムを考察し、優れた特性の原理を明らかにするために、集中定数からなる等価回路を導出する。

4.1 型等価回路

二つのヘリカルモノポールアンテナと両者を結ぶ空間を図9のII型等価回路で表すことを目指す。この図にある等価回路の入ピーダンス Z_A と Z_B の特性が実アンテナ系の特性をよく近似するように決定できればよい。

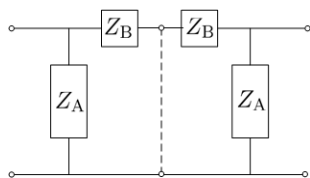


図9 II型等価回路

Z_A と Z_B の同定問題を簡単化するために、実アンテナ系の偶モードと奇モードを考える。偶モードは向かい合う二つのヘリカルモノポールアンテナを同相同大の電源で給電するモードであり、図9の二つの Z_B の中間点で回路は等価的に開放状態となり、その等価回路は図10に簡単化される。すなわち、偶モードのアンテナの入力インピーダンスは Z_A に等しい。奇モードは二つのアンテナを逆相同大の電源で給電するモードであり、図9の二つの Z_B の中間点で回路は等価的に短絡状態となり、その等価回路は図11に簡単化される。すなわち、奇モードのアンテナの入力アドミタンスは $1/Z_A + 1/Z_B$ に等しい。



図10 偶モード等価回路

図11 奇モード等価回路

4.2 偶奇モードの周波数特性と等価回路

偶モードと奇モードの入力インピーダンス(アドミタンス)の周波数特性をシミュレータにより解析すると、図12に示すような $Q > 10^5$ の並列共振(リアクタンス X が大)と直列共振(サセプタンス B が大)の周波数、 f_X と f_B が現れる。偶モードと奇モードのこれらの周波数を

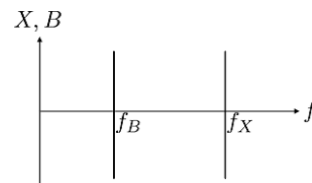


図12 偶奇モードの入力リアクタンス・サセプタンス周波数特性

$f_{X,e}, f_{X,o}, f_{B,e}, f_{B,o}$ と表すことにする。表3の寸法のアンテナ系に対するシミュレーション結果は以下の通りである。 $f_{X,e} > f_{X,o} > f_{B,e} > f_{B,o}$ の関係がある。この関係を満たす必要条件から等価回路の構成が絞られる。

$$\begin{aligned} f_{X,e} &= 14.349 \text{ MHz}, & f_{X,o} &= 13.8096 \text{ MHz}, \\ f_{B,e} &= 13.589 \text{ MHz}, & f_{B,o} &= 12.9903 \text{ MHz} \end{aligned}$$

4.3 等価回路パラメータの算出

等価回路パラメータ(C_1, C_2, C_3, L)を定める。偶モードと奇モードの入力アドミタンスを低周波数で求めると、周波数に比例する正のサセプタンスとなる。サセプタンスの値から静電容量を算出し、 $C_{dc,e}, C_{dc,o}$ と表す。これらは以下のように算出される。

$$C_{dc,e} = 45.9953\text{pF}, \quad C_{dc,o} = 46.6494\text{pF}$$

直流静電容量は図13の等価回路パラメータを用いてつぎのように表される。

$$C_{dc,e} = C_1 + C_2, \quad C_{dc,o} = C_1 + C_2 + C_3 \quad (1)$$

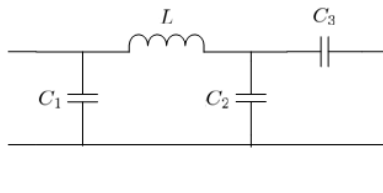


図 13 等価回路の左半分

共振，反共振周波数から以下の関係式を得る．

$$f_{X,e} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}{L}}, f_{X,o} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2+C_3}}{L}} \quad (2)$$

$$f_{B,e} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{1}{C_2}}{L}}, f_{B,o} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{1}{C_2+C_3}}{L}} \quad (3)$$

式 (1) と式 (2)，式 (3) を用いて，以下の順序で回路定数を定めることができる．

$$C_3 = C_{dc,o} - C_{dc,e} = 0.459953 \text{ pF} \quad (4)$$

$$c21 = C_2/C_1 = (f_{X,e}/f_{B,e})^2 - 1 = 0.115011 \quad (5)$$

$$C_1 = C_{dc,e}/(1 + c21) = 41.251 \text{ pF} \quad (6)$$

$$C_2 = C_1 \times c21 = 4.74433 \text{ pF} \quad (7)$$

$$L = 1/((2\pi f_{B,e})^2 C_2) = 28.913 \mu\text{H} \quad (8)$$

4.4 等価回路を用いた電力伝送特性の評価

上記のように定めた等価回路の電力伝送効率の周波数特性を求め，実アンテナ系の特性と比較していく．この等価回路は抵抗を含まず無損失回路（リアクタンス回路）であり，アドミタンス行列 \bar{Y} の要素はすべて純虚数であるため共役影像アドミタンスの公式を適用できない．等価回路を用いた電力伝送特性を図 14 に示す．実アンテナ系の特性を非常に良く近似していることが確認できた．

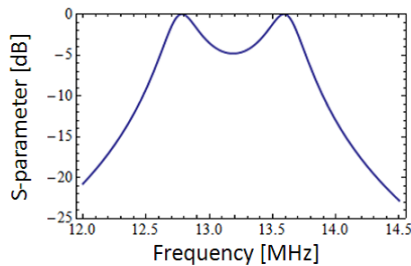


図 14 等価回路による伝送特性

5 種々の発展形態

ヘリカルモノポールアンテナの基本特性を示したが，実用に供する際に可能な種々の形態に発展が可能である．接地面をもつ利点を強調する形態として，平行な接地面を二面用意し，送信機と受信機をそれぞれ上下の接地面に装着して対面型とする発展，図 15 から図 16 への発展が考えられる．電気自動車の充電を車庫の床面と車体下部の間で無線で行うには適した形態である．対面型にしても並置型と同じように電界結合型として動作することを確かめている．

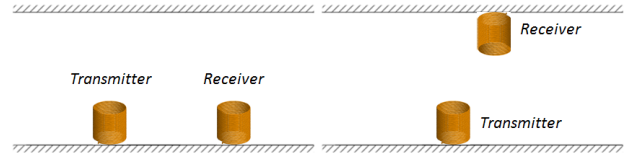


図 15 並置型

図 16 対面型

6 むすび

本稿では，リアクティブ電磁界結合によるワイヤレス電力伝送の検討を行い，コイルを装荷した逆L形アンテナの逆L部分を取り除いたヘリカル構造からなるモノポールアンテナを提案した．ヘリカルモノポールアンテナは電氣的超小形でありながら，比較的広帯域で高い電力伝送効率を有することがシミュレーションと実験により確認でき，磁界結合方式と類似の特性を持たせられることを示した．また，ヘリカルモノポールアンテナ系は，その等価回路における送受アンテナの結合が静電容量によっていることから，電界先端型共鳴方式に基づくと言える．このアンテナは，アンテナの一部をグランド下部に隠したり，送信用と受信用のグランドを別として平行に対向させる対面型の発展が可能であり，電気自動車の充電を車庫の床面と車体下部の間で無線で行うには適した形態であると考えられる．

参考文献

- [1] A. Karalisa, J. D. Joannopoulos, M. Soljačić, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” *Annals of Physics*, 323, pp.34-48, Elsevier, 2007.
- [2] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljačić, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science Express*, Vol.317, No.5834, pp.83-86, 2007.
- [3] 庄木裕樹, “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.
- [4] 居村岳広, 堀洋一, “電磁界共振結合による伝送技術,” *電学誌*, Vol.129, No.7, pp.414-417, 2009.
- [5] 丸地智博, 伊藤敏貴, 増田清也, 稲垣直樹, 藤井勝之, “リアクティブ電磁界結合による無線接続のための電氣的超小形アンテナの設計と特性,” *信学技報*, A・P2009-188, pp.23-28, 2010.
- [6] 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 (B)*, vol.94-B, no.3, 2011. 掲載予定.
- [7] 丸地智博, 稲垣直樹, 奥村康行, 藤井勝之, “リアクティブ電磁界結合による無線接続のためのヘリカルモノポールの特性,” *信学技報*, A・P2010-104, pp.69-74, 2010.
- [8] FEKO ホームページ, <http://www.feko.info/>.