

小形アンテナを用いた電磁界共振結合による ワイヤレス電力伝送技術の実用的研究

A Feasibility Study of Wireless Power Transmission Techniques using Electromagnetic Mutual Coupling between Small Antennas

常川 光一

Koichi TSUNEKAWA

あらまし 従来から多くの挑戦がなされているワイヤレス電力伝送について実用化を目指し、小形アンテナ間の相互結合による技術を検討した。特に近年は伝送効率の面から電磁界共振結合形が注目されており、本技術を基本として i)「屋内ユビキタスシステム（前プロジェクト）」で提案した小形スパイラルアンテナを用いた場合の検討、ii)小形アンテナを回路素子と見なして発振回路を構成（アクティブアンテナ化）し、相互インピーダンスを適宜補償する効率改善法の検討、およびiii)電界結合の平板アンテナにより独立した2つの伝送路（線路）を構成した場合の高効率化検討を行った。iii)は従来に無い独自の新しい発想である。

i)はシミュレーション検討では約40MHzで0.5mまでは-1dB(80%)程度のアンテナ間結合が得られたが、実験では0.1mが限界であった。しかし本システムは通信ではないことから、装置側入出力インピーダンスの変更やアンテナ狭帯域特性の許容等の対策が可能であり、これらの課題・対策についても述べた。ii)は発振器の具体的回路構成を示し、動作することを確認した。これにより、発振器とアンテナの整合条件が不要となると共にアンテナの相対位置による相互インピーダンスの変化を補償して常に最低損失伝送周波数で伝送を行えることがわかった。iii)は独立した2つの伝送路（線路）で空間の局所的な2点に電位差を発生させる案である。回路的検討により比較的高い伝送効率を得られることがわかったが、アンテナの構成法及び放射電界が発生することによる損失が課題であることがわかった。

キーワード 小型アンテナ、ワイヤレス電力伝送、電磁界結合、アクティブアンテナ

1. まえがき

あらゆる人や物が通信により情報共有する「ユビキタス社会」の実現に向けて多くの研究開発が勢力的に進められている。これらにより、近い将来ユビキタス通信システムの構築は確実なものと考えられる。しかしあらゆる物に通信システムを搭載することが可能となっても、装置の駆動エネルギーはバッテリーが主流となるため、設置物が制限されたり、所定の装置で定期的な充電をする必要があるなどの問題が残る。また大型装置では通信はワイヤレスなのに「電源コードは接続が必要」という矛盾も生じる。この課題を解決し、真のワイヤレスを実現するにはワイヤレス電力伝送が必要となる。

ワイヤレス電力伝送については古くから多くの研究がなされており、その中での課題は「いかに3次元空間に1次元の無線伝送路を構築するか」に集約される。この課題の克服方法は主に以下3点が挙げられる。

1) 送受信装置を密に近距離させることで、近接面に對して垂直方向に1次元伝送路を構築する。

2) 送信アンテナから受信アンテナ位置へ鋭い電波指向性を向けることで1次元伝送路を構築する。

3) 送受信アンテナを強く空間結合させて1次元伝送路を構築する。

1)はマットのような2次元伝送路を予め用意しておく、その上に通信装置を近接させることでマットと通信装置間で1次元伝送路を作るものである^(1,2)。本方法は適切なピックアップを用いれば比較的效率も高く、

実用化されているものもあるが、受信装置の給電場所がマット上に限定されるという課題がある。2)は鋭いアンテナ指向性により、本来3次元に拡散してしまう送信エネルギーを受信アンテナに集中させるものである⁽³⁾。本方法は宇宙空間から地上への伝送などで用いることが考えられているが、マイクロ波の大型アンテナが必要なことと、受信アンテナが移動した場合に指向性制御が必要となる欠点がある。後者の欠点を克服するために閉空間を様な無線電力で満たし、受信側に指向性アンテナを用いる工夫も行われている⁽⁴⁾。しかしこの場合もアンテナは比較的大きなものとなる。3)は近年注目されている研究であり、低い周波数（HF帯）の電波を用いて小形アンテナが近接した場合の強い結合を利用し、所望の装置にのみ電力を送るものである⁽⁵⁾。小形アンテナは形状がどんなに小さくても共振波長に応じた所望のクリアランス領域を持つので、その領域に他の共振アンテナが侵入すると強く結合する⁽⁶⁾。MIMOなどの通信システムではアンテナ特性を均一化するためにこのアンテナ間結合をなるべく小さくすることが必要である⁽⁶⁾が、電力伝送では逆に強い結合が望ましい。

一方、我々は閉空間に適用する「屋内ユビキタス無線アクセスシステム（前プロジェクト）」の研究を進めてきた⁽⁷⁾。本システムでは使用周波数より低い基本共振周波数のアンテナを多数用いて通信を行うことを考えている。そこで、この低周波数のアンテナを利用して、3)のアンテナ間結合による通信端末への空間電力

伝送を検討した^(8~10)。具体的には小形スパイラルアンテナを用いて、アンテナ間結合によるワイヤレス電力伝送の可能性を探るべくシミュレーション検討と簡易な実験を行った。

また電磁界共振結合形のワイヤレス電力伝送方式において、小形アンテナを回路素子と見なして発振回路を構成するアクティブアンテナの適用を提案する⁽¹¹⁾。これにより発振器との接続条件の検討が不要となると共に、アンテナの相対位置による共振周波数の変化に追従し、常に最低損失伝送周波数で伝送を行える。まずアンテナ素子のみのシミュレーションを行い、その結果を用いて具体的発信回路を作製して特性を確認した。

さらに高効率化を目指して金属板同士の静電結合(コンデンサ)を用いて電力を伝送するワイヤレス伝送方式を提案する^(12, 13)。本方式は独立な2つの経路を用いて電位差(ポテンシャル)を伝送することで効率を改善する。これは従来に無い独自の新しい発想である。

2. ユビキタス無線アクセスシステム (前プロジェクト)

システム構成を図1に示す。本システムは従来及び将来に渡る全ての通信システムに適用可能な汎用的アーキテクチャの提案であり、全てのアクセスシステムにソフトウェアの変更のみで対応できるものである。

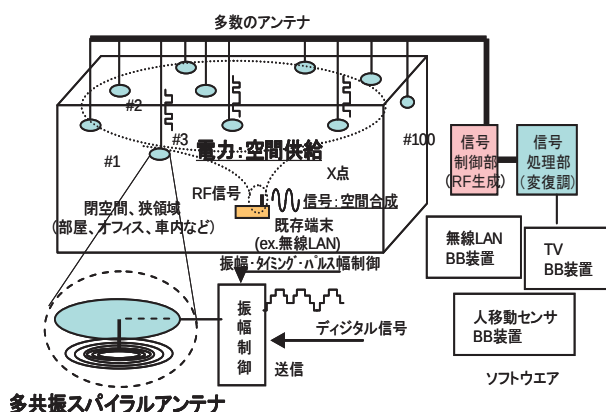


図1 ユビキタス無線アクセスシステム

具体的に下り回線の場合についての動作を説明する。エリア内に多数(10~100程度)のアンテナを設置し、そこにデジタル装置からの変調デジタル信号をキャリア周波数に載せてアンプ、フィルタといったRF回路を介さずに直接入力する。この信号はフィルタを通らないデジタル信号であるため、電波としてはスプリアスの多い「汚い電波」になる。そこで、このスプリアスをa) アンテナの共振フィルタ特性とb) 多重波空間特性を利用した空間フィルタ効果で抑圧する。しかし、これらのフィルタは電子回路フィルタほど高い減衰特性を得られないため、干渉の多い空間となってしまうことから、利用エリアは室内など狭い閉空間に限られる。

特に「a) アンテナ共振フィルタ」は無線システムによりあらゆる周波数に適合させる必要があることから共振周波数可変アンテナを用いる。しかし単独アンテナで周波数可変範囲を広く取ることは、構造が複雑になると共に損失も増大する。そこで基本共振周波数の非常に低いアンテナを用い、その高調波共振で高い周

波数を送信することで周波数可変範囲を小さくする。この場合放射パターンは複数ローブが発生し複雑な形状になるが、室内などの多重波空間ではフェージングの発生によりその影響は埋もれてしまう。一方複数アンテナを用いるので、図2に示すように所望周波数以外の各アンテナの共振周波数を適当にずらすことで、空間的に単一周波数の共振アンテナと同等の特性を得るものである。このように、本システムでは使用する無線システムに比べて非常に低い基本共振周波数を持つアンテナを複数用いる。

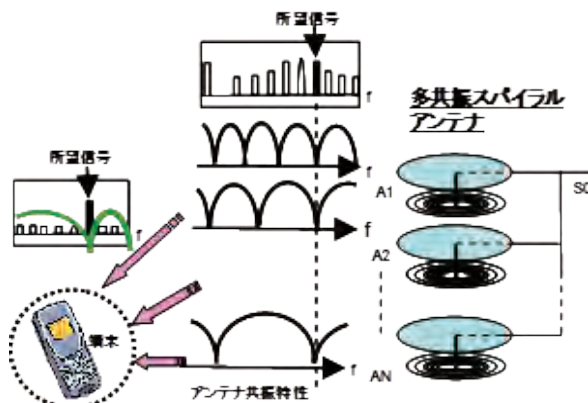


図2 複数アンテナによる空間フィルタ

そこで、狭い部屋の中に低い共振周波数のアンテナが多数存在するという特徴を生かせば無線端末への電力の供給が可能であると考えられる。まず本報告では、アンテナ1対1の場合についてその電力伝送の可能性を検討する。

3. スパイラルアンテナによる検討

本章では小形スパイラルアンテナを用いて、アンテナ間結合によるワイヤレス電力伝送の可能性を探るべくシミュレーション検討と簡易な実験を行ったのでその結果を報告する。

3.1 アンテナ構成と単体特性

図3に示すように小形地板上のモノポール形式のスパイラルアンテナを用いることとした。これは比較的低姿勢で低い周波数に共振する一方、使用周波数は高いので地板は比較的小さくても問題無いと判断した。ただし電力伝送では本アンテナを基本共振周波数で使用する。

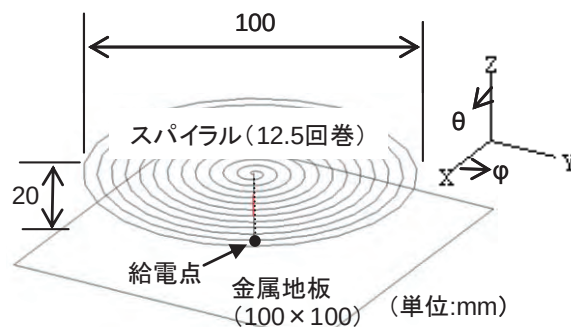


図3 アンテナ構成

本アンテナ特性についてモーメント法を用いて、まず導体損を考慮せずに解析した。図4に示すように入力インピーダンス特性は約41MHzでリアクタンス成分が0になるが、抵抗成分は 0.004Ω に過ぎない。明らかにこの周波数では整合回路を用いないと 50Ω 系との整合は出来ないが、電力伝送に関する基礎検討であることからこの周波数で共振していると考え検討を進めることとした。

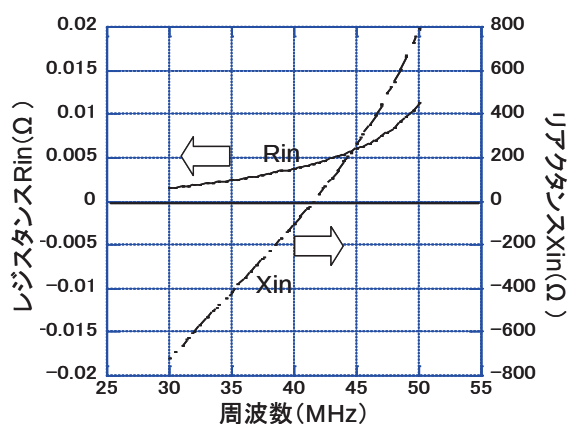


図4 入力インピーダンス ($R_{in} + jX_{in}$) 特性

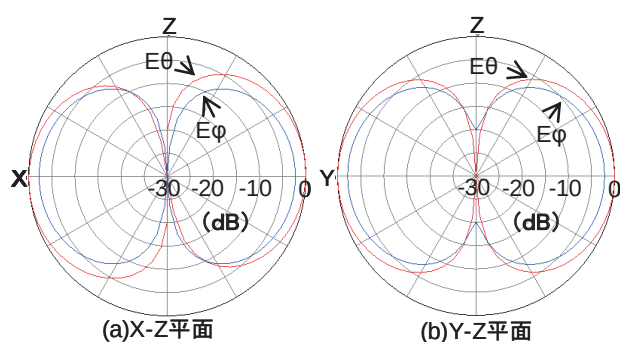


図5 放射パターン特性 ($D_g = 1.76\text{dB}$)

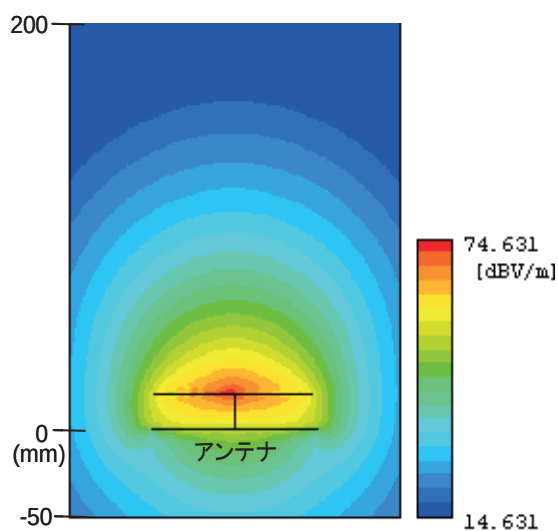


図6 近傍電界分布(アンテナ単位)
($f = 4.1\text{GHz}$ 、Y-Z面、1V給電)

共振周波数(41MHz)における放射パターン特性を図5に示す。遠方界を観測すると明らかに地板に垂直な微小モノポールと地板に平行な微小ループアンテナとして動作していることが分かる。また地板方向にも大きな放射があり、殆ど地板は反射板として動作していない。一方、近傍界を観測すると図6に示すようにアンテナ近傍全体に高い電界が存在し、さらに地板の影響によってYX方向よりZ方向に高い電界が発生していることがわかる。

3.2 アンテナ結合特性

前節で説明したアンテナを2基用いて給電点間の相互結合特性を解析した。アンテナ配置は図7に示すように、スパイラル面を対向させる垂直配置Vとモノポール軸を平行にさせる水平配置Hの2種類を検討した。



図7 アンテナ配置

周波数による相互結合量特性の一例を図8に示す。これは垂直配置で50cm(約0.07波長)アンテナを離した場合である。この図から明らかに、ほぼリアクタンス成分が0になる点で急激に相互結合が強くなり、最大 -0.6dB (87%)と0dBに近い値になる。ただしこれはアンテナ素子の導体損を考慮していない値である。図9には最大結合量となった周波数における各アンテナの近傍電界を示してある。アンテナ1を給電することでアンテナ2が共振しており、これにより強い結合が生じていることがわかる。

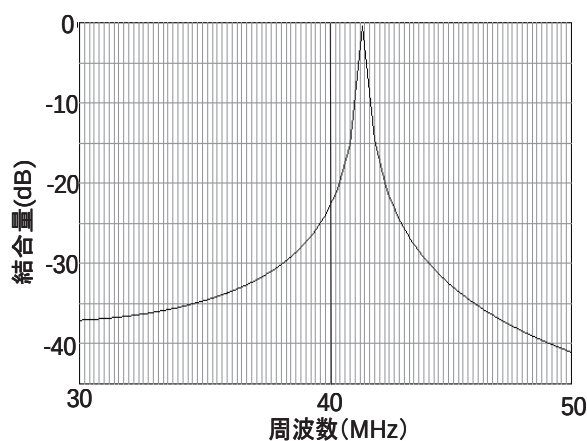


図8 結合量特性(垂直配置V、 $L = 0.5\text{m}$)

アンテナ間隔と結合量の関係を図 10 に示す。アンテナを離すと急速に結合量が減衰し、またスパイラル面を対向させる垂直配置の方がより強い結合が得られることが分かる。これは図 6 に示したように、近傍では地板に垂直な方向に強い電界は発生していることから理解できる。このグラフから垂直配置では約 70cm (約 0.1 波長) ぐらいまでは 1 dB 程度 (約 79%) の結合量が得られることが分かる。

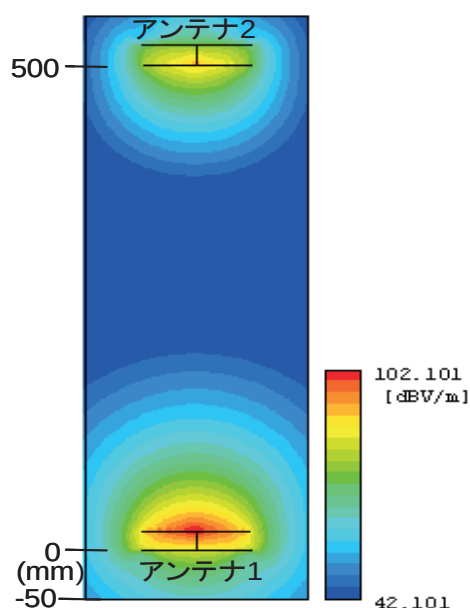


図9 近傍電界分布(アンテナ結合時)
($f_0=4.153\text{GHz}$ 、Y-Z面、1V給電)

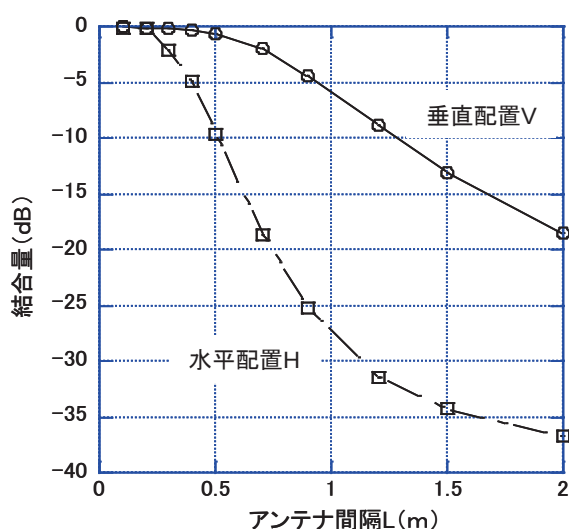


図10 アンテナ結合量-距離特性 ($f_0=4.153\text{GHz}$)

アンテナ間距離を 50cm に固定し、スパイラルエレメントに損失がある場合の結合量の検討を行った。図 11 に本アンテナにおけるスパイラルエレメントの全抵抗値またはエレメント金属の導電率 σ と結合量の関係を示した。エレメント全体における共振周波数での高

周波抵抗が 0.01Ω を超えると急激に結合量が減衰する。現実的な銅金属でエレメントを作製した場合、高周波による表皮効果や不純物の影響、金属表面の汚れ、近接物の影響で導電率は純素材の値から数十倍以上悪い値になることが経験的にわかっている。従って、実験ではかなり結合量が低下することが予想される。

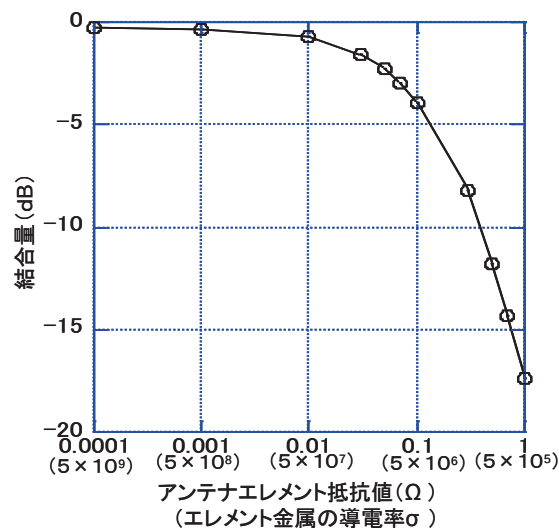


図11 アンテナ結合量-エレメント抵抗特性

3.3 実験

図 3 に示すアンテナを作製し実験を行った。銅地板の上に直径 2mm の銅線でスパイラルモノポールエレメント作製した。50 Ω 系のネットワークアナライザで測定したところ 32MHz でリターンロスが 10 dB となり共振した。モーメント法による解析では 41MHz でリアクタンス成分が 0 になったものの 50 Ω での共振点は現れない。従って明らかに実験ではアンテナの損失が影響して共振が現れていることが推察される。実験の様子を図 12、伝送損失とアンテナ共振周波数特性を図 13 に示す。図 13 から解析結果との差が大きいことが明白である。アンテナ間隔が僅か 2cm で 3 dB もの損失となっており、10 cm のアンテナ間隔では 2W 入力で発光ダイオードを光らせることが出来た程度であった。本実験ではリターンロスが 10 dB 程度であることから不整合損失は約 1 dB である。このことを考慮しても、図 11 から推定するとアンテナエレメント損失抵抗が 0.5 Ω 以上あると思われる。

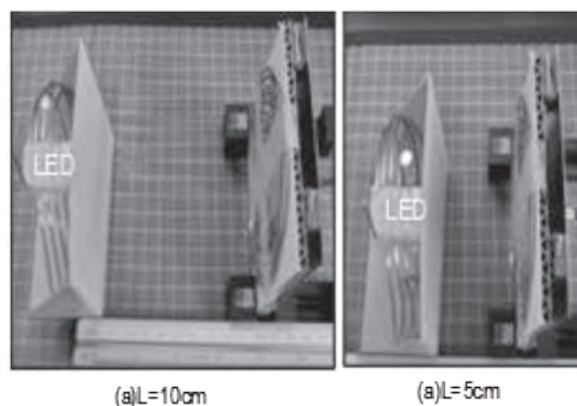


図12 電力伝送実験の様子(垂直配置V, $f_0=32\text{MHz}$, 2W入力)

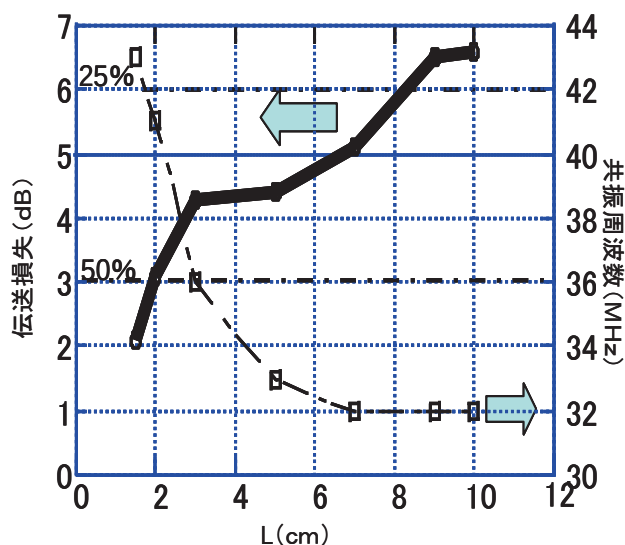


図13 実験伝送損失特性(50Ω系)

3.4 電力伝送システムに関する考察

シミュレーション検討では、アンテナ間結合によりアンテナ給電点間では 0.1 波長程度でほぼ 80% 程度 (1dB) の効率で伝送できることが分かった。しかし実験では結合量に約 10 dB 以上の差がある。これは明らかにアンテナエレメントの損失抵抗が大きく影響している。シミュレーションからエレメント金属の実導電率を 5×10^7 程度に抑えればほぼ無損失の場合と同じ結合量 (効率) に出来るので、この導電率を実際のエレメントで実現することが課題である。ただしこの場合、放射抵抗成分は 0.004Ω 程度となる。通信用アンテナと違い 50 Ω に変換する必要は無いが、この出力インピーダンスで動作する効率の良い電力伝送装置が必要である。これらを解決する一手段としては、メタ材料で小形アンテナの周囲を覆うことで放射抵抗を上げる方法⁽¹⁴⁾や、超伝導装置などを用いてアンテナエレメントの冷却によって実導電率を下げる事が考えられる。すなわち電力伝送ではアンテナの帯域は狭くても良いので、Q の非常に高い超小形アンテナを作ることが重要な課題となる。一方、実用面では小形アンテナのクリアランス領域内にアンテナ以外の物質が侵入している状態で使用することになるため、アンテナ特性が常に変化する。そこで常に最大効率となる周波数を探して電力を送るような制御機能が必要になる。

3.5 スパイラルアンテナ検討のまとめ

「屋内ユビキタス無線アクセスシステム」で通信への使用を検討している小形スパイラルアンテナを用いて、アンテナ間結合によるワイヤレス電力伝送の可能性を探る検討を行った。この結果、シミュレーション検討では約 40MHz で 0.5m までは -1dB (80%) 程度のアンテナ間結合が得られたが、実験では 0.1m が限界であった。この原因はアンテナエレメント銅線の実抵抗が規格値より大幅に高いためであり、今後改善検討が必要である。またワイヤレス電力伝送実現の課題についても考察した。

4. 相互インピーダンス補償による効率改善検討

電磁界共振結合形のワイヤレス電力伝送方式は電磁

誘導方式に比べて高効率かつ比較的長距離の伝送ができる可能性がある⁽⁵⁾。この方式は、2つのアンテナの電氣的近傍領域を重ね合わせ、この領域内に発生する非放射エネルギーを利用してアンテナ間で電力を伝送するものである。従って本方式では電氣的の小形アンテナを用いている。しかし、小形アンテナは本質的に狭帯域特性と低い入力抵抗特性を有し、さらに入力インピーダンスはアンテナの外部 (近傍) 環境に影響される⁽¹⁵⁾。このことは本方式で高効率な伝送を行うには、送受信アンテナの相対位置関係をあまり変えられないことを意味する。近傍にある2つのアンテナの位置関係が変わると入力インピーダンスの変化により共振 (入力リアクタンス = 0 Ω) 周波数が変化してしまうからである。従って本方式ではアンテナ間結合がある状態での共振周波数で伝送する必要がある。一方、低い入力抵抗はアンテナエレメントの導体損が伝送効率を低下させるのみならず、一般的発振器などの 50 Ω 系外部電源との接続が難しくなる。インピーダンス整合回路を用いれば効率の低下を招くことになる。

そこで本章では、電磁界共振結合形のワイヤレス電力伝送方式において、小形アンテナを回路素子と見なして発振回路を構成するアクティブアンテナの適用を提案する。これにより発振器との接続条件の検討が不要となると共に、アンテナの相対位置による共振周波数の変化に追従し、常に最低損失伝送周波数で伝送を行える。まずアンテナ素子のみのシミュレーションを行い、その結果を用いて具体的発信回路を作製して特性を確認した。

4.1 共振結合形伝送路の特性

本方式は各アンテナがある程度の結合状態を保ちながら、かつ各々を共振 (入力リアクタンス成分 (X_{in}) = 0 Ω) させる必要がある⁽⁵⁾。図14に示す自己共振スパイラルアンテナの場合⁽⁸⁾、エレメントの導体損失を無視すれば、図15に示すように $S=500\text{mm}$ の距離で 0.6dB 以下 (41.53MHz) と非常に低損失な伝送が可能である。しかし、同図から判るように結合量のピークは非常に急峻であり、ピンポイントの周波数でしか高い効率は得られない。さらに、アンテナ入力インピーダンスは図16(a)に示すように抵抗成分 (R_{in}) が非常に小さいのに対し、リアクタンス成分 (X_{in}) は値も大きく変化も激しい。このことからエレメントの導体損失が大きく効率を下げ、また共振帯域 ($X_{in} \approx 0 \Omega$) も非常に狭いことがわかる。さらに本アンテナに一般的な 50 Ω 系の外部装置を接続するには整合回路などのインピーダンス変換が必要になる。これらは小形アンテナの本質的課題そのものである。一方、図16(b)は本方式特有の現象で、アンテナを近づけると結合により2共振特性が現れてくる。

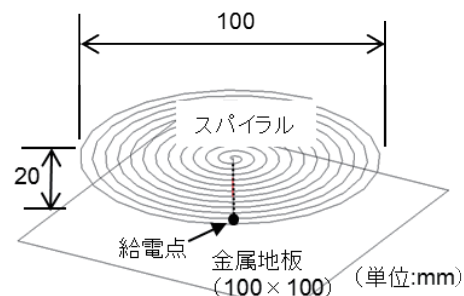


図14 地板付きスパイラルアンテナ

アンテナ間隔 (S) と2つのアンテナ共振周波数 (f_{01} , f_{02}), 最大伝送効率周波数 (f_p), 伝送損失 ($|S_{12}|$) の関係を図17に示す. 明らかにアンテナ間距離により共振周波数及び最大効率となる周波数が変化することがわかる. これらはアンテナ間隔を含めてアンテナの相対位置によって変化する. 一方, 伝送損失はアンテナ間隔が狭いほど低いため, 周波数を固定して伝送するにはある程度アンテナの相対位置を限定して使用する必要がある.

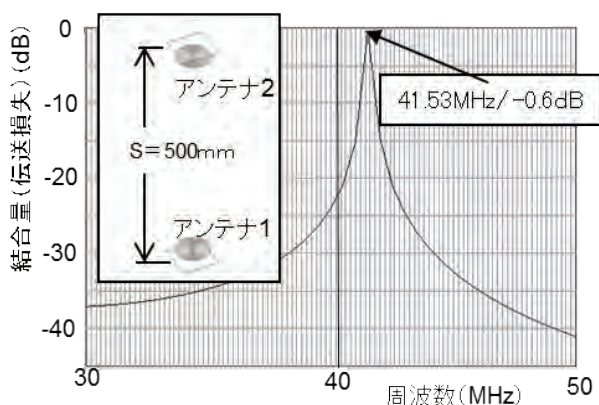
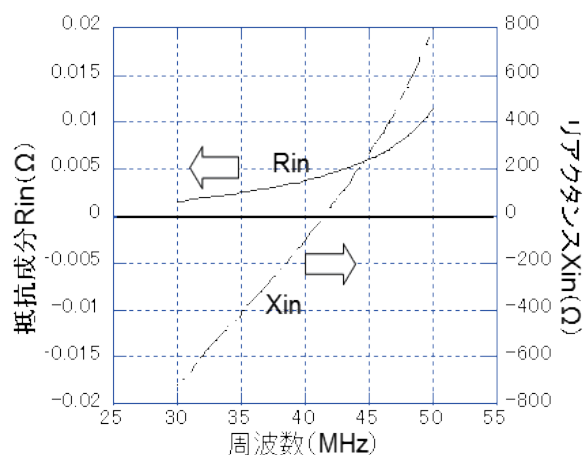
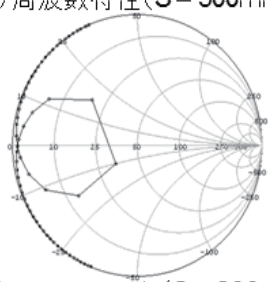


図15 伝送損失 ($|S_{12}|$) 特性

すなわち, 本方式ではワイヤレスでの電力伝送が可能でありながら, 伝送損失を低く抑えるには受信装置の設置位置を限定して使用することになる.



(a) 周波数特性 ($S = 500$ mm)



(b) スミスチャート ($S = 200$ mm)

図16 入力インピーダンス ($R_{in} + jX_{in}$) 特性

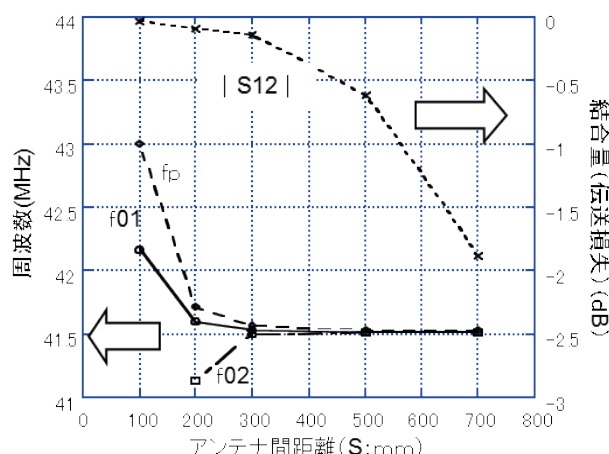


図17 アンテナ間距離 (S) による特性変化
(f_{01}, f_{02} : 共振 ($X_{in} = 0$) 周波数, f_p : 伝送損失最小周波数)

4.2 小形アンテナの入力インピーダンス特性

前節で述べたとおり, 小形アンテナはアンテナとしては扱いにくい素子である. むしろ, その性質はコイルやコンデンサといった回路素子に近く, 入力リアクタンスが大きい. これは, アンテナ近傍において周期的に給電点から電磁エネルギーの蓄積/放出を繰り返す無効電力が発生することを示している.

そこで小形アンテナを L, C の回路素子と考えて共振回路を構成することを考える. 図18に示すように小形アンテナとして典型的な小形ヘリカルアンテナと小形ダイポールアンテナについて, 入力インピーダンス特性とアンテナ結合量特性を図19, 図20に示す. 明らかに大きな入力リアクタンス値となり, この特性から L, C としての素子定数を近似することが出来る. ヘリカルアンテナはエレメント間の浮遊容量により単純なインダクタ素子特性ではないが, 概略では数十 μ H 程度のインダクタ素子として, 小形ダイポールアンテナは約 0.6 pF のキャパシタ素子として動作していると考えられる.

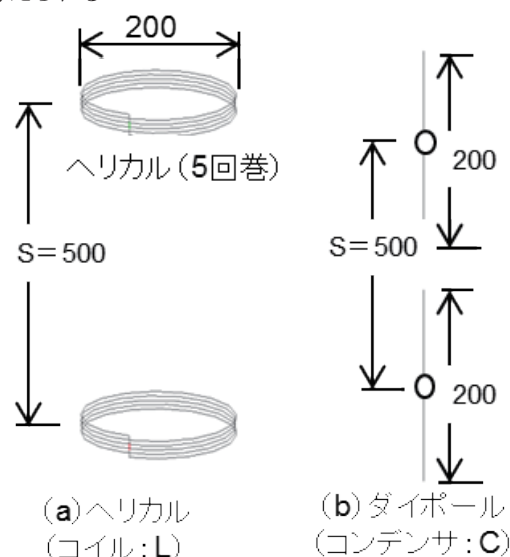


図18 2種類の小形アンテナ
(単位: mm, $\bigcirc$: 給電点)

一方、各小形アンテナ間の結合量（伝送損失）は図20に示すように非常に低い。このことは、共振状態でないアンテナの場合、リアクタンスにより発生する電力のほぼ全てが給電点に戻ってくる無効電力であることを示している。

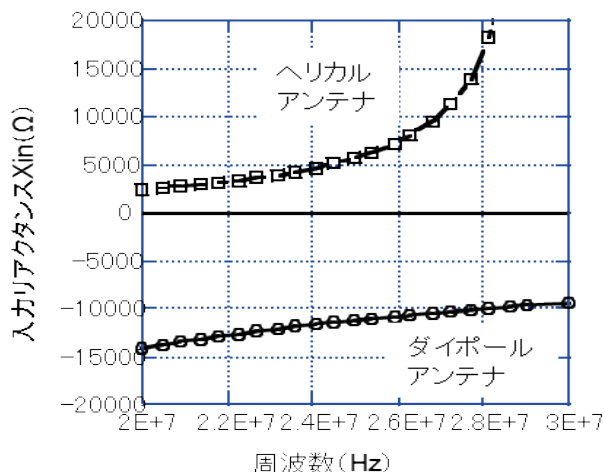


図19 入力リアクタンス特性

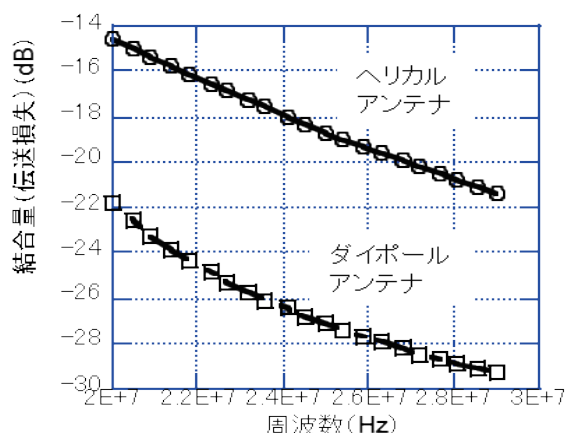


図20 結合量(伝送損失)特性

4.3 アンテナ系を含めた伝送システムの提案

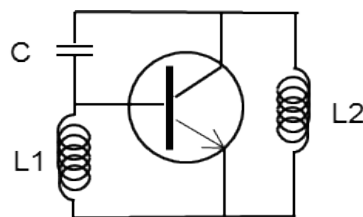
小形ヘリカルアンテナと小形ダイポールアンテナがほぼインダクタ素子およびキャパシタ素子としての性質を持つことから、これらの素子を組み合わせて発振回路を構成する。図21に提案するアンテナ一体形発振器を示す。これは一般的なハートレー発振回路について、小形アンテナ素子をLC素子として構成したものである。ヘリカルアンテナには発振条件を満たすよう適切な位置でタップを出す必要がある。既に述べたように、各小形アンテナは非常に低い入力抵抗成分しかないのではLC素子として動作し、トランジスタのインピーダンスが十分高ければ基本的な動作はランプ形のLC素子を用いた回路と変わらないと考えられる。ちなみにMITの同伝送実験⁽¹⁾においても、コルピッツ発振回路のコイル素子としてループアンテナを用いており、発振回路とアンテナを直結している。一般的にハートレー発振回路の共振周波数は次式で決まる。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

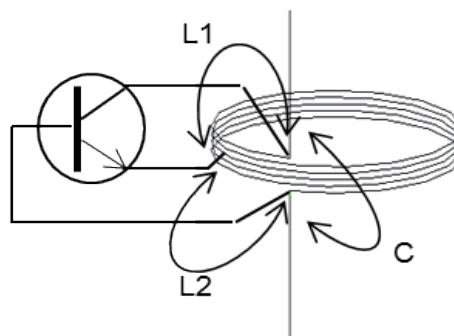
$$L = L1 + L2 \quad \dots\dots\dots (1)$$

$L1, L2, C$ は図21(a)回路の各インダクタンス値及びキャパシタンス値である。また、図21(b)に示すように発振回路に接続されたアンテナは小形ヘリカルアンテナと小形ダイポールアンテナを直列に接続した構造であり、小形ヘリカルアンテナは $j\omega L (=L1+L2)$ 、小形ダイポールアンテナは $1/j\omega C$ のリアクタンス値を持つ ($j = \sqrt{-1}$)。このアンテナの共振条件（入力リアクタンス成分 $X_{in} = 0\Omega$ ）は正に式(1)そのものであり、発振器の発振周波数とアンテナ系の共振周波数は一致する。さらに、各アンテナの入力リアクタンス (X_{in}) は近傍にある小形アンテナとの相互結合インピーダンスを含んだ値である。従って、アンテナ間隔が狭く強い結合をしている状態においても、その結合状態での共振周波数（最小伝送損失）で発振することになる。

すなわち本伝送システムは、送受信アンテナの位置関係がどのような状態でも、常に最大電力を伝送するように共振周波数の最適化を行う機能を持っている。



(a) ハートレー発振回路(交流回路)



(b) 小形アンテナと発振回路の対応

図21 アンテナ一体形発振器

4.4 アンテナ、回路シミュレーション

図22に示すように、小形ヘリカルアンテナと小形ダイポールアンテナを直列接続し、アンテナのみで伝送損失をシミュレーションにより求めた。小形ヘリカルアンテナと小形ダイポールアンテナ単独の場合は図20に示すように10dB以上の大きな損失となっていたが、組み合わせることにより伝送損失は図23に示すようにアンテナ間隔 $S=500\text{mm}$ において0.3dB以下の非常に低い損失となった。但し、この場合もエレメントの導体損失は無視している。 $S=300\text{mm}$ の場合はア

アンテナ間結合により入力インピーダンス特性が変化しているが伝送損失量は0.02dBと非常に小さい。

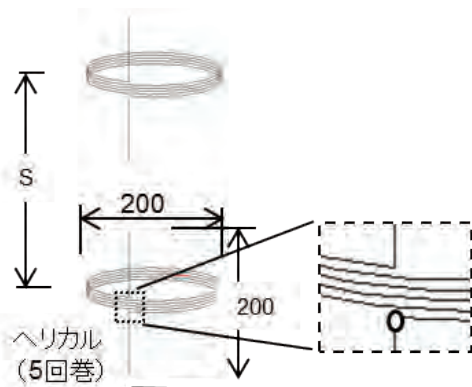


図22 シミュレーションモデル
(単位:mm 〇 : 給電点)

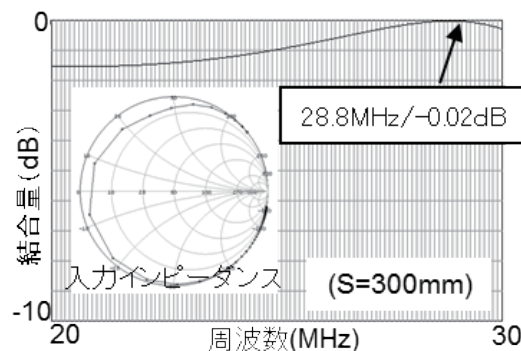
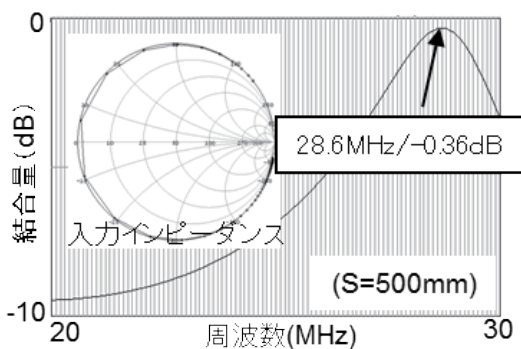
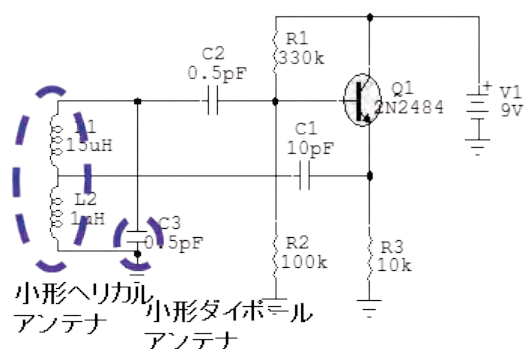
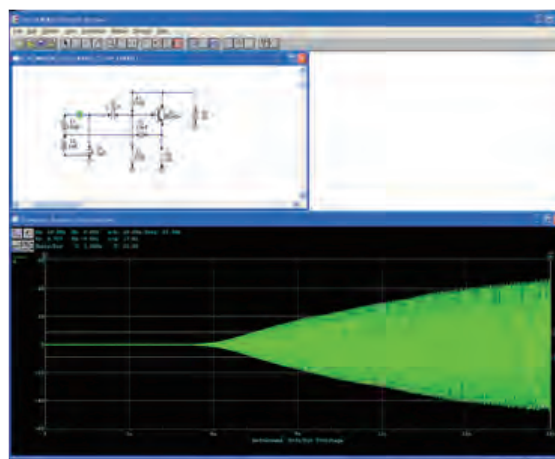


図23 伝送損失特性

そこで図24に示すように、各アンテナがLC素子と考へて、回路シミュレータ(CM2000)によりハートレー回路を構成して動作確認を行った。図24(a)に示すようにタップのあるコイル部を小形ヘリカルアンテナで実現し、コンデンサ部を小形ダイポールアンテナで構成すると考へた。それぞれの値はアンテナシミュレーションにより得られた値を用いた。本回路の発信立ち上がり特性を図24(b)のシミュレーション画面に示す。このように発信状況が確認されたと共に共振周波数56MHzであった。ワイヤレス電力伝送では低い周波数で共振させることで、アンテナの電気的小形化を実現する必要があり、これは十分低い共振周波数である。



(a) 回路構成



(b) シミュレーション状況

図24 回路シミュレーション結果

4.5 実験

実回路およびアンテナを作製して実験を行った。図25に回路とアンテナを示す。アンテナはヘリカル形とし、途中にタップを引き出して図24(a)に示す回路のコイル部分としている。一方、同回路のコンデンサ部はダイポールアンテナとはせずトリマーコンデンサとした。このコンデンサにより周波数を調整して効率最大化と発信の安定化を図る。一方、受信側は同形状のヘリカルアンテナとし、スペクトラムアナライザに繋いで発信周波数と受信レベルを測定した。

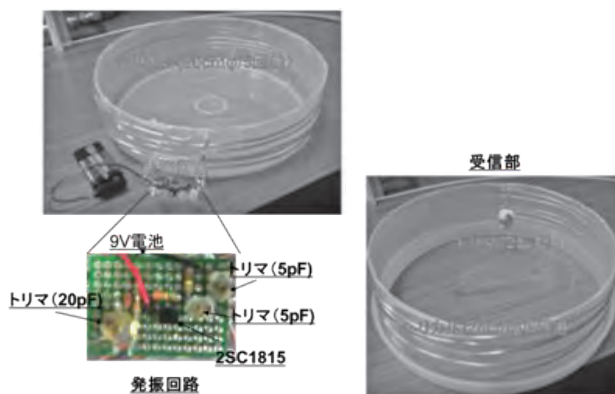
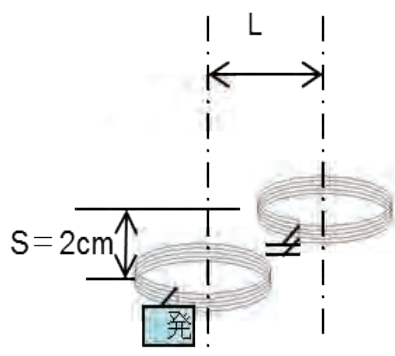
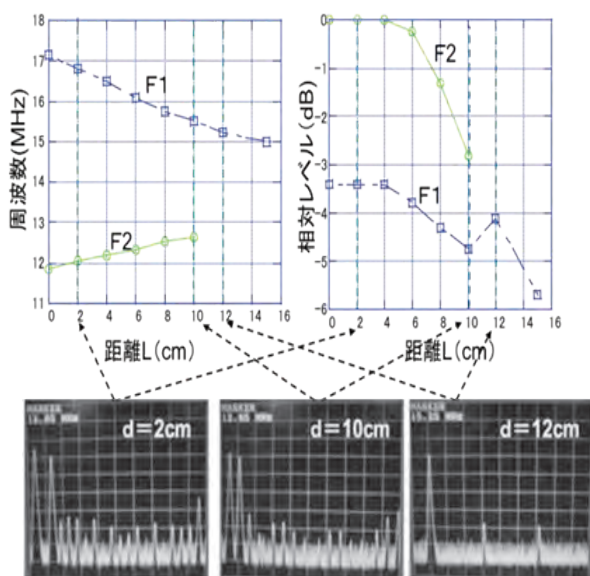


図25 実験回路およびアンテナ

図 26 にアンテナを対向させ、横ずれさせた時の発信周波数と相対レベルを示す。受信レベルはアクティブアンテナであることから、発信機の出力点（アンテナとの接続点）が存在しない。従って送信電力の測定が出来ないため、絶対値に意味はないことから相対値で示した。図 26(b) より、明らかに発信機として動作しており、さらにその発信周波数が、ずれの量 L により変わることがわかる。すなわちアンテナ間の結合によってヘリカルアンテナのインダクタンス L が変化し、これが回路のコイル値の変化となって全体の発信周波数が変化したと言える。すなわちアンテナの相対位置関係に応じて適応的に周波数を変えることが出来るシステムである。ただし、受信レベルも変化しておりこの値が最大効率になっているかはわからない。これはアクティブアンテナであることの欠点であり、効率を測定する方法を検討する必要がある。



(a) アンテナの位置関係



(b) 横ずれ L と発信周波数、受診レベル(結合度)

図26 実測結果(横ずれの場合)

4.6 アクティブアンテナ（インピーダンス補償）検討のまとめ

共振結合形ワイヤレス電力伝送においては、小形ア

ンテナの本質的問題である狭帯域特性と低い入力抵抗特性を免れないことを示し、このため固定周波数では送受アンテナの相対位置関係を、ある程度限定して使用する必要があることを示した。そこで、小形アンテナを回路素子として発振回路を構成するアクティブアンテナを提案した。これにより、アンテナの相対位置による相互インピーダンスの変化を補償して共振周波数の変化に追従し、常に最低損失伝送周波数で伝送を行える。アンテナ素子のみのシミュレーションでその効果を確認し、回路シミュレータで素子定数を決定した。さらに、同回路およびアンテナを試作し実験により本システムの動作を実証した。すなわち、アンテナの相対位置関係に応じて適応的に周波数を変えることが出来るシステムであることがわかった。ただし、効率が測定できないため、最大効率であるかはわからない。これはアクティブアンテナであることの欠点であり、効率を測定する方法が必要になる。但し、本技術を用いてアンテナの相対位置による相互インピーダンスの変化を補償すれば、常に最低損失伝送周波数で伝送を行えることがわかった。

5. 電界結合アンテナによる検討

電磁界共振結合形のワイヤレス電力伝送方式において高い効率でかつ伝送距離を伸ばすには、共振器であるアンテナ（コイル）の導電率を上げ、非常に高い Q を実現する必要がある⁽¹⁶⁾。実アンテナでこの高い Q 値の実現は大変難しく、現状では実験での伝送距離はアンテナの大きさ程度に限定されてしまう⁽¹⁷⁾。そこで本章では、従来の電磁界による電力の伝送には限界があると考え、金属板同士の静電結合（コンデンサ）を用いて電力を伝送するワイヤレス伝送方式を提案する。これは従来に無い独自の新しい発想である。本方式は独立な2つの経路を用いて電位差（ポテンシャル）を伝送する必要がある。

5.1 伝送線路に電界結合を導入した電力伝送

電磁界共振結合形では、結合形共振器として表される回路を、実アンテナで実現しようとするに無理があるように思われる。例えば、アンテナではその電気長以上離れた2点の空間電位差（スカラーポテンシャル）を給電点に発生させることは出来ないが、回路では2本の線路間にどんな高い電位差も発生させられる。アンテナで給電点に高い電位差を発生させるには受信アンテナ周辺に非常に高い電界か磁界を形成するしかない。遠方界ではアンテナのアレイ化により特定方向に高い電界を発生させることが出来る。近傍界でも空間の特定の位置に高い電界を発生させることが出来と考える。ただしこの場合はアンテナが複雑になり、送信アンテナではある程度の大きさが必要になる。一方、送信アンテナから受信アンテナに直接電位差（スカラーポテンシャル）を伝送すれば伝送回路と同じ現象を実現できるはずである。これは遠方界では不可能であるが、金属板同士の電界結合を用いれば可能である。つまりアンテナをコンデンサと考えて静電界（アンテナに垂直な電界）を用いるものであり、遠方界、誘導界に次ぐ第三の界である静電界を用いた電力伝送とも考えられ、斬新な方法である。

5.2 ダイポールによる放射方向電界の検討

極座標の原点にある Z 軸方向の微小ダイポールアンテナ Il の全放射電界成分は以下である。

$$E_r(r) = j \frac{120\pi I l}{\lambda} e^{-jkr} \left\{ \frac{1}{jkr^2} + \frac{1}{(jk)^2 r^3} \right\} \cos \theta$$

$$E_\theta(r) = j \frac{60\pi I l}{\lambda} e^{-jkr} \left\{ \frac{1}{r} + \frac{1}{jkr^2} + \frac{1}{(jk)^2 r^3} \right\} \sin \theta$$

$$E_\phi(r) = 0$$

..... (2)

ここで、 $k=2\pi/\lambda$ ， λ ：波長， j ：虚数単位である。
 (2)式で静電界は r^3 に比例する項であるが、本来クーロンの法則に従う電界であり、 E_r 成分のみで r^2 に比例するはずである。しかしダイポールであるため、常に正負の電荷が近傍にあることから E_θ 成分が発生し、 r^3 に比例することになる。ただし、一方の極近傍であれば単独の電荷と同じ特性が現れるはずである。そこで図 27 に示すように平板金属で電極を形成し、その中央を導線で結んで給電をしたダイポールアンテナの近傍電界をシミュレーションにより調べた。

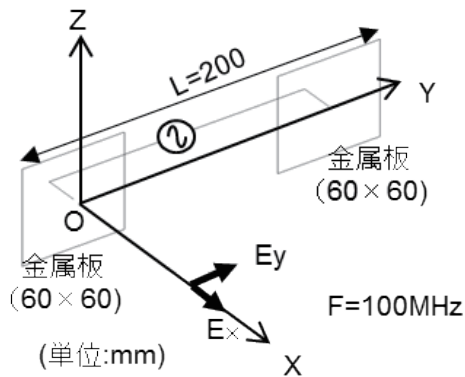


図27 ダイポールアンテナ

電界 E_x (式(2) E_r) 成分の近傍分布を図 28 に、 X 軸に沿った電界 E_x (式(2) E_r)、 E_y (式(2) E_θ) 成分の距離特性を図 29 に示した。明らかに極近傍においては高い E_x (E_r) 成分が発生し、ダイポールの中心線上では互いに相殺して 0 になっている。また距離特性では約 0.3m を境に E_y (E_θ) 成分が E_x (E_r) 成分を上回り、遠方において支配的になっていくことがわかる。 E_x 成分の 0.1m 点を基準に $1/x^2$ (x ：距離) に比例する線を記入すると、実際の E_x の値より高く推移する。これはダイポール形式であるために、ある程度の距離以降では正負極の E_x 成分界が相殺して強度が低下するからである。

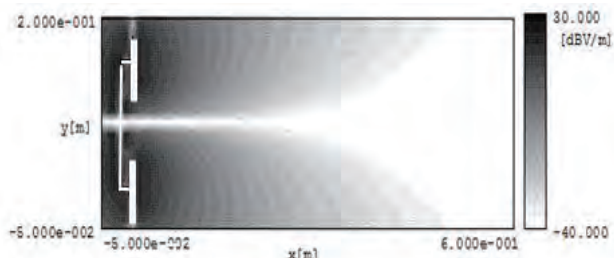


図28 近傍電界(E_x)の分布(1V給電)

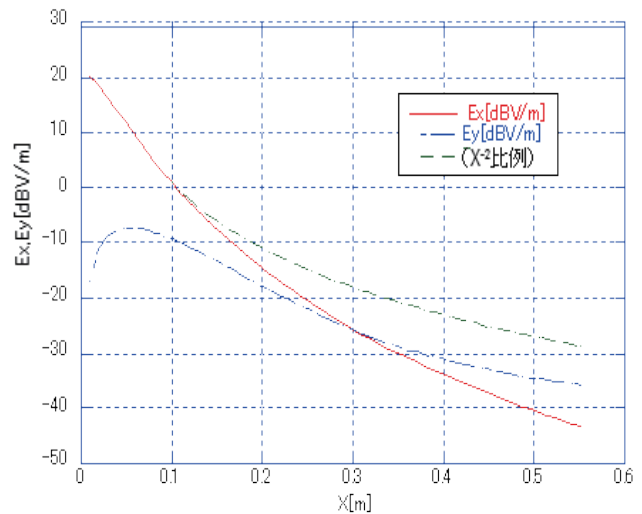


図29 近傍電界(E_x, E_y)の強度

そこで、図 30 に示すように途中にコンデンサを入れた伝送線を考える。高周波においては電力の伝送が可能である。そこでこのコンデンサの片方 2 枚の電極をダイポールアンテナとし、アンテナから伝送方向の電界 E_x (式(2) E_r) 成分により互いに結合をさせれば、給電側の高い電界を受信側の負荷に伝送できると考えられる。ただし、どこまでコンデンサの間隔を広げる事が出来るかが課題である。

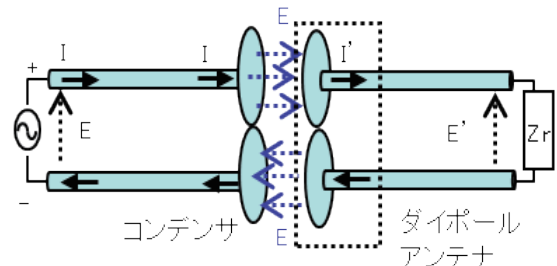


図30 コンデンサを挿入した伝送線路

5.3 極小容量コンデンサを用いた伝送回路

回路シミュレータを用いてコンデンサを挿入した伝送路の検討を行った。図 31 に回路図を示し、図 32 に電力の伝送状況を示した。

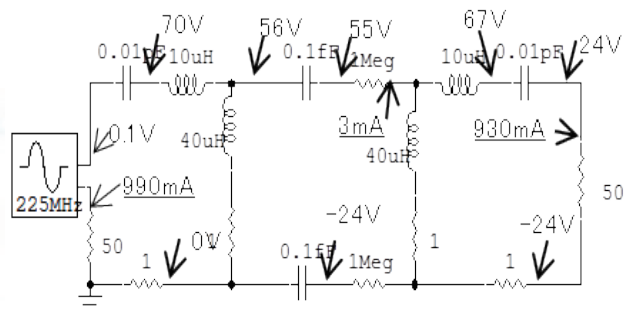


図31 極小容量のコンデンサを用いた伝送回路

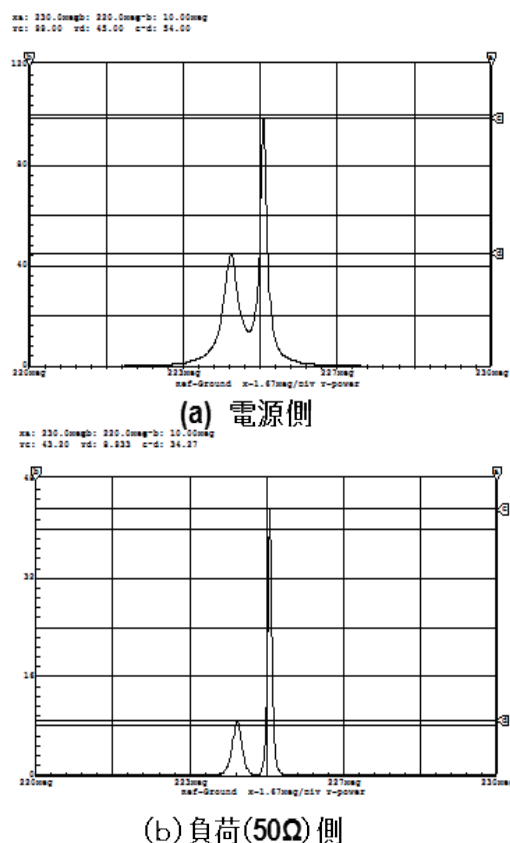


図32 電力の周波数特性

図 31 の回路は十分にパラメータを追い込んではいないが、所望の結果が得られたと考える。すなわち非常に極小容量のコンデンサ (0.1fF) と高抵抗 (1MΩ) を用いて 225MHz で 43% (43/99W) の効率が得られている。数平方 cm の 2 枚の電極を 1m 以上離しても 0.1fF 程度のコンデンサになる。図 31 の回路は左右の直列共振回路 (アンテナ) を適当なタップを取ってコンデンサで結合させたものである。図中の電圧/電流値から、電源電圧の数百倍の電圧がコンデンサにかかっており、一方コンデンサを流れる電流は数百分の一になる。このことから電界結合の回路であることがわかる。この回路を空間伝送に適用するためには、アンテナによる共振回路を 2 つの極小コンデンサを用いた伝送路で接続すればよいということになる。

5.4 独立な空間伝送路の構築方法

図 31 の回路を空間で実現するために最も重大な問題は、2 つのコンデンサを独立に動作させることである。回路上では各コンデンサを一つの素子として考えているが、空間では互いの電極が 1 m 以上離れるので互いの 2 枚電極 (アンテナ素子) 同士が相互に結合してしまう。これでは空間で独立な 2 つの伝送路が確保できなくなり、本回路が実現できない。そこで空間の伝送位相を利用して相互結合を相殺することを考える。この回路を図 33 に示す。

図 33 では、コンデンサ電極 (アンテナ素子) を結合させないため、電極同士を半波長伝送路をずらすことで相殺し独立な伝送路を実現している。このシミュレーションでは 33% (17/51W) の伝送効率が得られた。本

回路の実現には、コンデンサの電極 (アンテナ素子) をかなり離して配置する必要がある。アンテナの構成が問題となる。また本手法の実現方法としては室内において反射電界を利用する MIMO のような構成も考えられる。

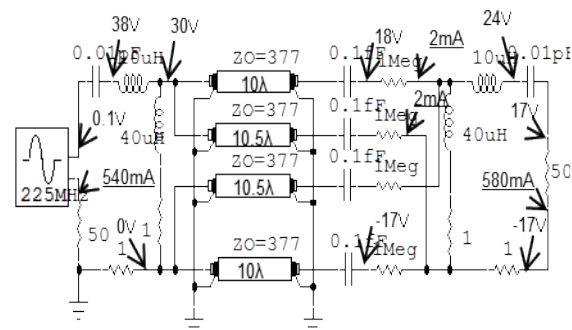


図33 コンデンサ間の相互結合を相殺する伝送回路

5.5 アンテナ構成と伝送効率の検討

これらの検討を基に簡単なアンテナを設計しシミュレーションを行った。アンテナ構成を図 34 に示す。アンテナは素子 (電極) 間を出来る限り離す必要があるので、高インピーダンスと 50Ω 給電系との整合をとるためにテーパ線路を用いた。アンテナ素子は遠方界の放射を抑えるために方形金属の中央に給電線を接続し、素子上の電流が相殺するようにした。一方、コンデンサとしての結合を強くするため対向する平板金属でアンテナ素子 (電極) を構成した。シミュレーションは電極同士を対向させて S12 を計算した。

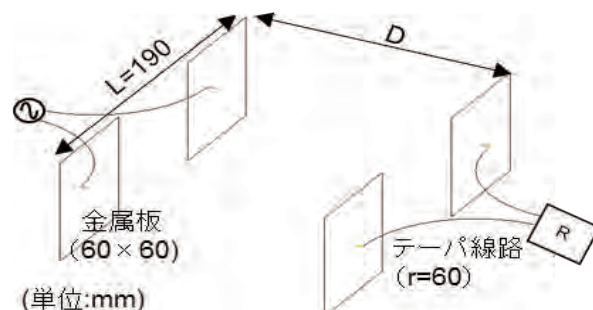


図34 アンテナ構成と電力伝送状況

伝送効率の距離特性を図 35 に示す。まだ従来の電磁界共振結合形に比べて高い効率を得ることは出来ない。また回路シミュレーションで得られた効率も実現できない。しかし本構成は電界結合形なのでアンテナ素子は金属板を用いるため、導体損失の影響が少なく、シミュレーションに近い値が実装置で実現できると考えられる。ただし、この構成では前説で検討したような電極間の結合が相殺出来ないこと、及び電極を離すことで不要な放射界が発生して損失になることが本結果となった要因と考えられる。

5.5 独立形伝送方式検討のまとめ

電磁界共振結合形による電力の伝送では、高い Q のアンテナ実現が難しく限界があるため、電界結合により空間の局所的な 2 点に電位差を発生させる電力伝送方法を提案した。これは単純に金属板同士の静電結合 (コンデンサ) 2 つを用いて電力を伝送するものである。

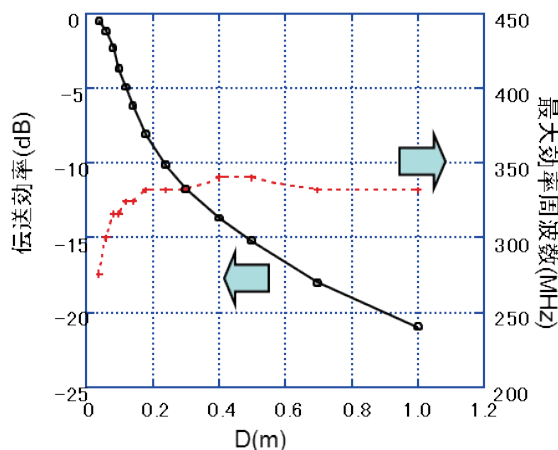


図35 効率の距離特性とその周波数

すなわちアンテナ素子を2つのコンデンサの電極と考え、それぞれを独立になるような経路を用いて電位差（ポテンシャル）を伝送しようとするものである。回路的検討により、数平方cmの電極を1m程度離れた非常に小さなコンデンサでも、伝送位相差を利用して独立な2つの経路を実現すれば30%程度の伝送効率が得られることがわかった。しかしダイポールアンテナの素子（電極）同士を大きく離す必要があり、アンテナの構成法が問題であること、及び放射電界が発生することによる損失が課題であることがわかった。本章ではワイヤレス電力伝送実現のための可能性を探ったものとなった。

6. まとめ

ワイヤレス電力伝送について実用化を目指し、小形アンテナ間の相互結合による手法を検討した。特に伝送効率の面から電磁界共振結合形が注目されており、本技術を基本として以下3項目を検討した。

- i) 小形スパイラルアンテナの適用検討
- ii) アクティブアンテナによる効率改善
- iii) 電界結合独立形伝送方式の提案と検討

i) はシミュレーション検討では約40MHzで0.5mまでは-1dB(80%)程度のアンテナ間結合が得られたが、実験では0.1mが限界であった。これはアンテナの導体損失が大きく影響している。特に入力インピーダンスの非常に低い本アンテナでは、メタマテリアルの適用や狭帯域特性の許容等の対策で解決策を検討する必要がある。ii) は小形アンテナがLC素子として動作することを示し、具体的なハートレー発信回路を作製して実験的に周波数自動制御が可能であることを確認した。これにより、発振器とアンテナの整合条件が不要となると共にアンテナの相対位置による相互インピーダンスの変化を補償して常に最低損失伝送周波数で伝送を行える。iii) は電磁界共振結合形の決定を克服する案であり、空間の局所的な2点に電位差を発生させる。回路的検討により、fF程度のコンデンサ形アンテナでも約50%近い比較的高い伝送効率が得られることがわかった。しかし、具体的なアンテナ構成法として放射電界が発生することによる損失が課題であることがわかった。

なお、本研究は科学研究費補助金基盤研究(C)「小型ダイポールアンテナを用いたワイヤレス電力伝送の基礎検討」として採択され、H26年度まで継続することとなった。この一環として、既にヘリカルダイポールアンテナによる検討を進めている⁽¹⁸⁾。

文 献

- [1] 篠田裕之, “素材表面に形成する高速センサネットワーク,” 制御と計測, 第46巻, 第2号, 2007年2月号, pp. 98-103, 2005
- [2] 新井宏之, 厳権宣, “シート状の導波路の構成法とその応用について,” 信学技報, A・P2007-50, pp. 47-52, 2007
- [3] 篠原真毅, 松本紘他, “京都大学におけるマイクロ波エネルギー伝送研究の現状,” 信学技報, SPS2005-03, pp. 11-17, 2005
- [4] 篠原真毅, 松本紘他, “無線電力伝送の基礎研究,” 信学技報, SPS2003-18, 2004
- [5] A. Kurs, A. Karalis, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonance,” Scienceexpress, www.scienceexpress.org, 7, 10.1126, science.1143254, 2007
- [6] 新井宏之, “小形アンテナの形状による相互結合について,” 信学技報, AP2007-193, pp. 119-122, Mar. 2007
- [7] 常川光一, “分散アンテナを用いた屋内ユビキタス無線アクセスシステムの構成法に関する一検討,” 信学技報, AP2007-185, 2007
- [8] 常川光一, “屋内ユビキタス無線アクセスシステムにおいてアンテナ相互結合を用いた電力伝送の可能性検討,” 信学技報, AP2008-274, 2008
- [9] Y. Cheng, K. Tsunekawa, “A Fundamental Study of Wireless Power Transmission Performance of Dipole Antenna Miniaturization Techniques,”
- [10] Y. Cheng, K. Tsunekawa, “The Partly Inserted Dielectric Material Planar Inverted-F Antenna Performance in Wireless Power Transmission,” Tokai-Section Joint Conference, No. A2-2, 2011
- [11] 常川光一, “結合形ワイヤレス電力伝送において相互インピーダンス補償による効率改善に関する検討,” 信学技報, AP2009-88, 2009
- [12] 常川光一, “電界結合による2つの独立な空間伝送路を用いたワイヤレス電力伝送の可能性検討,” 信学技報, AP2010-109, 2010
- [13] K. Tsunekawa, “A Feasibility Study of Wireless Power Transmission System by using Two Independent Coupled Electric Fields,” IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series (IMWS) IWPT 7-2, Proc. pp141-144, 2011
- [14] A. Erentok, “Metamaterial-Inspired Efficient Electrically Small Antenna,” IEEE Trans. on AP, Vol. 56, No. 3, 2008
- [15] 新井宏之, “小形アンテナの形状による相互結合について,” 信学技報, AP2007-193, pp. 119-122, 2007
- [16] 奥山佑樹, 平山裕, 菊間信良, 榊原久二男 “磁界共鳴型無線電力伝送の導電率を考慮した等価回路,” 信学技報, WPT2010-09, pp. 9-14, 2010
- [17] “磁界共鳴型を使った高効率な「ワイヤレス給電システム」を開発,” 2009年10月02 ソニー報道資料, 2009
- [18] K. Tsunekawa, “Proposal of Electric Far Field Suppression Helical Antenna for High Efficiency WPT System,” International Symposium on Antennas and Propagation, 2E1-1, Proc. pp. 59, 2012