

第5章 電磁界共振結合システム

5.1 まえがき

前章までにおいてはアンテナ単独の特性を調べてきた。しかしながら、高効率での電力伝送を実現するにあたってはアンテナ単独の特性改善だけでは困難である。そこで、システムとして必要な要素を検証し、電磁界共振結合用のシステムを提示し、その可能性について検討を行う。特に、 Q 値が高く、狭共振における電力伝送技術がアンテナ単独時だけでなく、システムとして動作させた時に、高効率を維持できるのかを検証し、ワイヤレス電力伝送として電磁界共振結合が有効であるかを検証することが必要である。“5.2 電磁界共振結合システムの必要性”では、エアギャップと負荷変動が電力伝送効率に与える影響を検討し、“5.3 最大効率追従制御の各種方式”では最大効率で電力伝送を行なう方法を提案し、“5.4 最大効率追従制御の実験的検証”では各種方式の検証を行なう。“5.5 電気自動車へのワイヤレス充電模擬実験”では、電気自動車への模擬実験として、整流器を介して 2 次電池への充電実験を行い、最後に“5.6 あとがき”で電磁界共振結合システムのまとめを述べる。

5.2 電磁界共振結合システムの必要性

電磁界共振結合は大きなエアギャップにおいて高効率の電力伝送が可能である事はこれまでに述べてきた。電磁界共振結合は送信アンテナと受信アンテナの電磁エネルギーの結合による電力伝送による電力伝送である。通信用アンテナのように送信アンテナと受信アンテナが離れた位置にあり、電気的な影響を受けない場合や、通信用共振器や設置型の電磁誘導の様に配置や位置の固定を前提にした技術とは違い、送受信アンテナは様々な位置において電力伝送をする必要がある。

例えば、駐車中の電気自動車へのワイヤレス充電を考えた場合、常に同じ位置で停めることは困難である。また至る所でワイヤレス自動充電という将来像を考えた場合、送信アンテナと受信アンテナの位置は常に変化する。そのため、送信アンテナと受信アンテナのエアギャップや位置ずれによる相互インダクタンスや相互キャパシタンスの変化によって共振周波数が大きく変化する。

また、負荷変動による電磁界共振結合への影響を検証する必要がある。今までは、負荷は一定としたが、一般的には負荷の値は変動する。つまり、送信アンテナや受信アンテナを作製しただけでは、ロバストなシステムとは言えず、ワイヤレス電力伝送技術としては不十分であり、電磁界共振結合用のシステムが必要である。

そこで、本節では、実際のワイヤレス電力伝送の使用時を想定して、“5.2.1 相互インダクタンス変化”でエアギャップが変化する場合、“5.2.2 負荷の変化”で負荷が変化する場合それぞれにおいて電力伝送効率に与える影響について検討し、問題点を洗い出す。

5.2.1 相互インダクタンス変化

エアギャップが変化すると相互インダクタンスが変化し、共振周波数が変化するのはこれまでに述べてきた通りとおりである。本章では、全て半径 150mm，巻数 5 巻，ピッチ 5mm，太さ 2mm の銅線における自己インダクタンス，相互インダクタンス，キャパシタンスを使用し等価回路を用いる（図 5.1）。エアギャップが変化し，相互インダクタンスが変化した時の効率と周波数の関係を，再度，図 5.2 で確認する。負荷側のインピーダンスは 50Ω で固定とする。エアギャップが小さい場合共振周波数が 2 つであり，エアギャップが大きい場合は共振周波数が 1 つになる。スミスチャートを図 5.3 に，入力インピーダンスを図 5.4 に示す。エアギャップが変化する場合，相互インダクタンスが変化するので，主に虚数成分の変化となり，実数成分はあまり変化しない。そのため，結合が強い状態においては，共振周波数は変化するが，2 つの共振周波数においては，高効率の電力伝送となる。この様にエアギャップの変化は相互インダクタンスの変化であるので，共振周波数の大きな変化として影響を及ぼしていることが分かる。

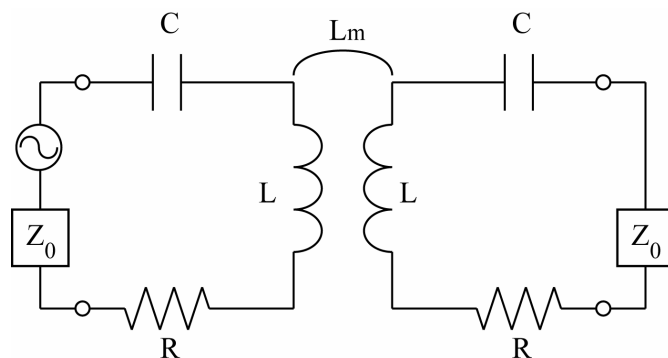


図 5.1 磁界共振結合の等価回路

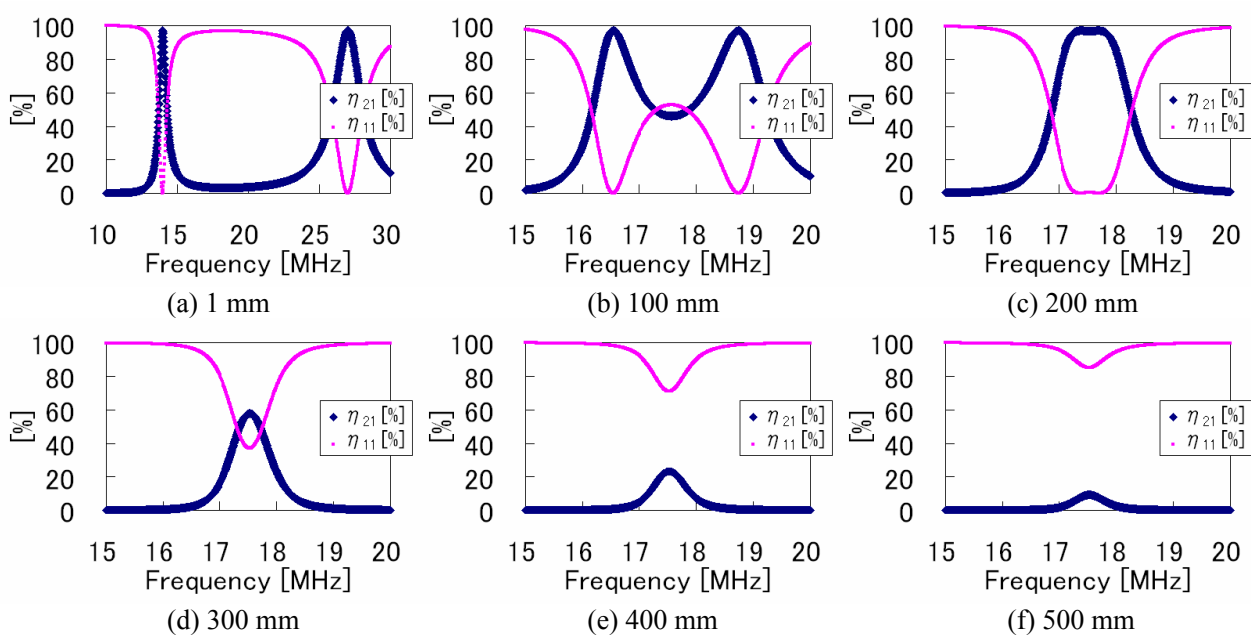


図 5.2 エアギャップ変化時の共振周波数と効率の関係

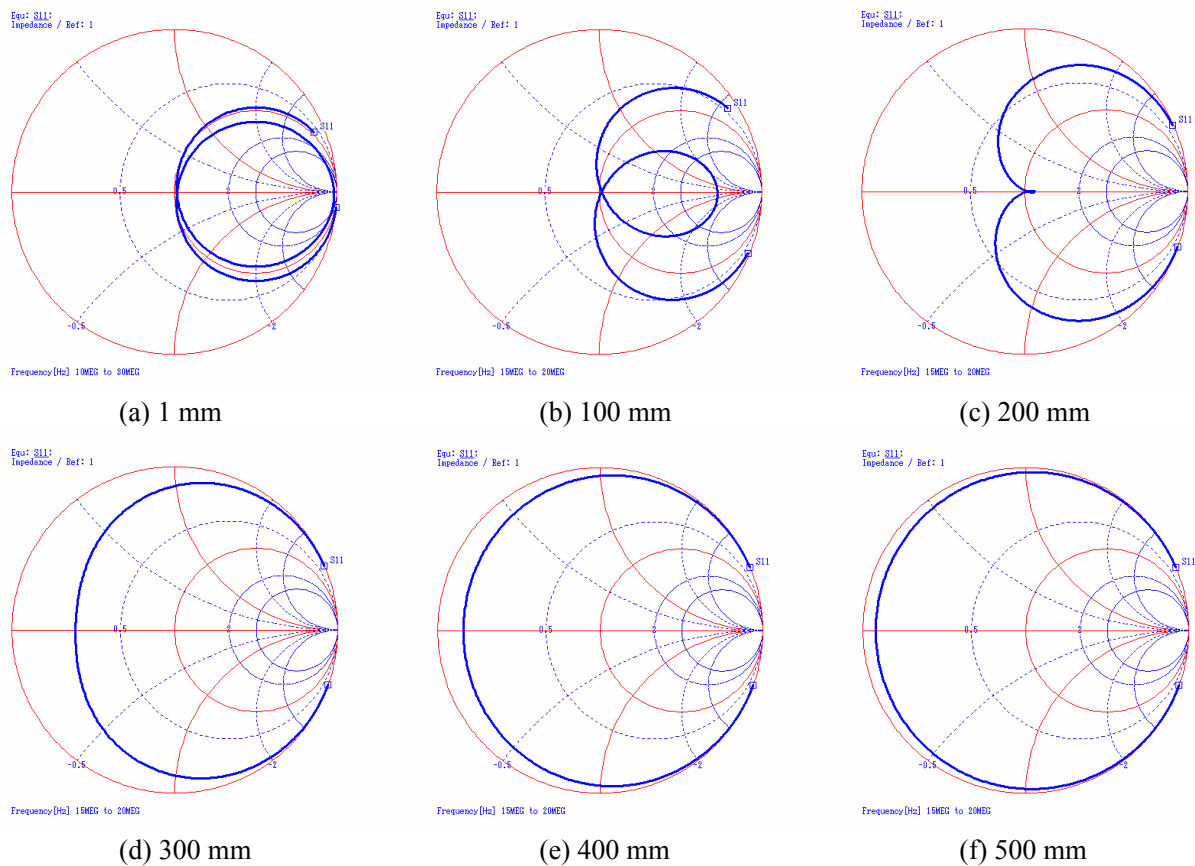


図 5.3 エアギャップ変化時のスミスチャートの関係

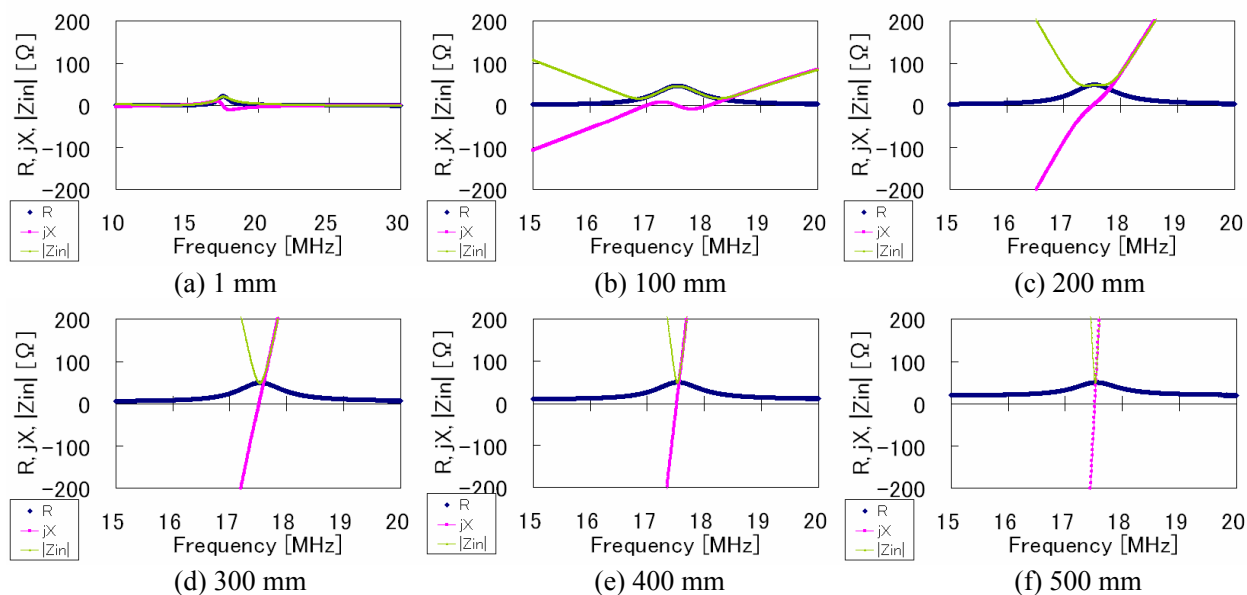


図 5.4 エアギャップ変化時の入力インピーダンスの関係

5.2.2 負荷の変化

負荷が変化した時の効率と周波数の関係を、図 5.6 で確認する。エアギャップは 150mm の時で固定する。エアギャップが変化した時は相互インダクタンス、つまり虚数部の変化が主であったが、負荷が変化する場合は、実数部の変化として現れる。入力側は 50Ω の特性インピーダンスの同軸を想定しているので、負荷側のインピーダンスが最適値からずれるに従い、電力伝送効率は悪化する。もちろん共振周波数は虚数部のみだけでなく、実数部の影響もあるので共振周波数も変化するが、2 つの共振周波数 f_m 、 f_e は図 5.6(a)～(c)においてそれほど変化は無く、 f_m が 16.91MHz から 17.00MHz に変化した程度であり、エアギャップによる変化とは大きく違う。負荷のインピーダンスが低い場合は 2 つの共振周波数においても効率が悪いが、負荷のインピーダンスが 50Ω に近づくにつれ、高効率の電力伝送となる。さらに、インピーダンスが大きくなると 2 つの共振周波数が 1 つになり、高効率になった後、最終的に効率が悪化する。

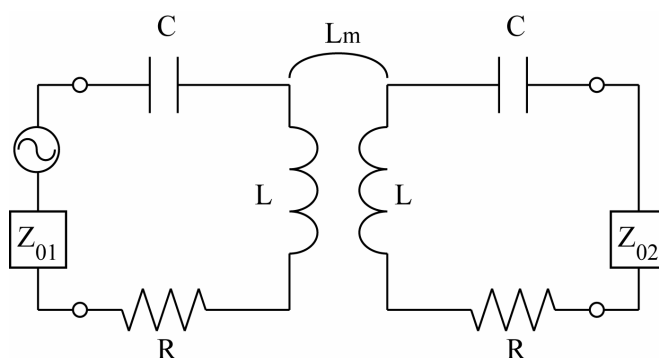


図 5.5 入力インピーダンスと負荷側のインピーダンスが違う場合の磁界共振結合の等価回路

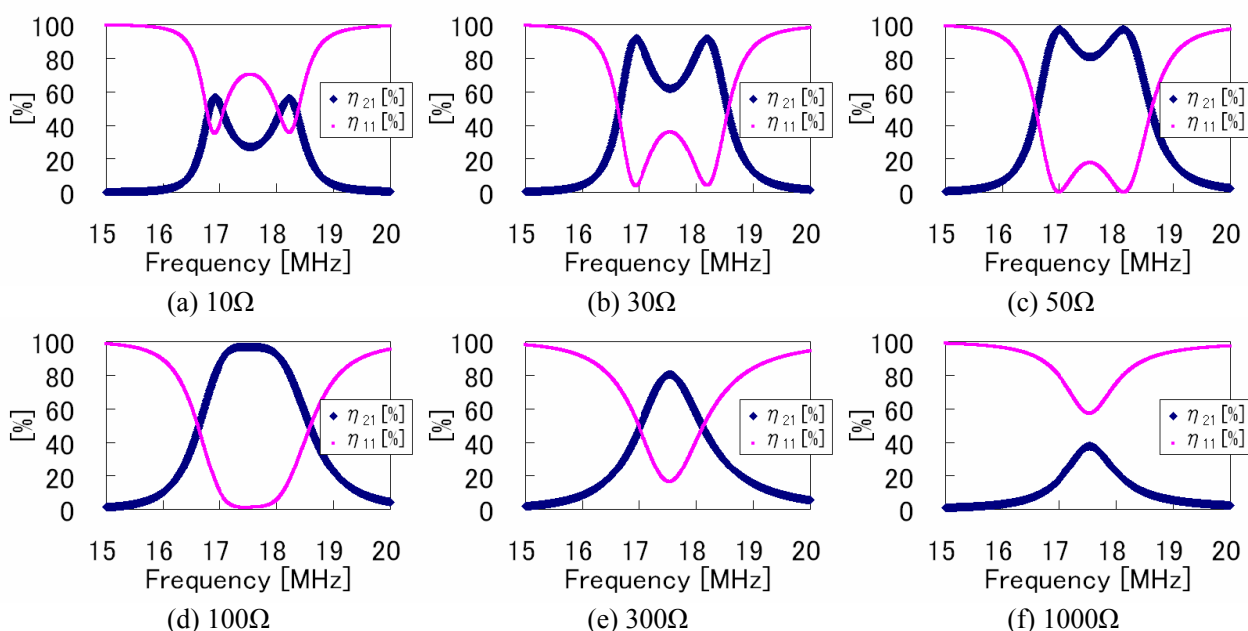
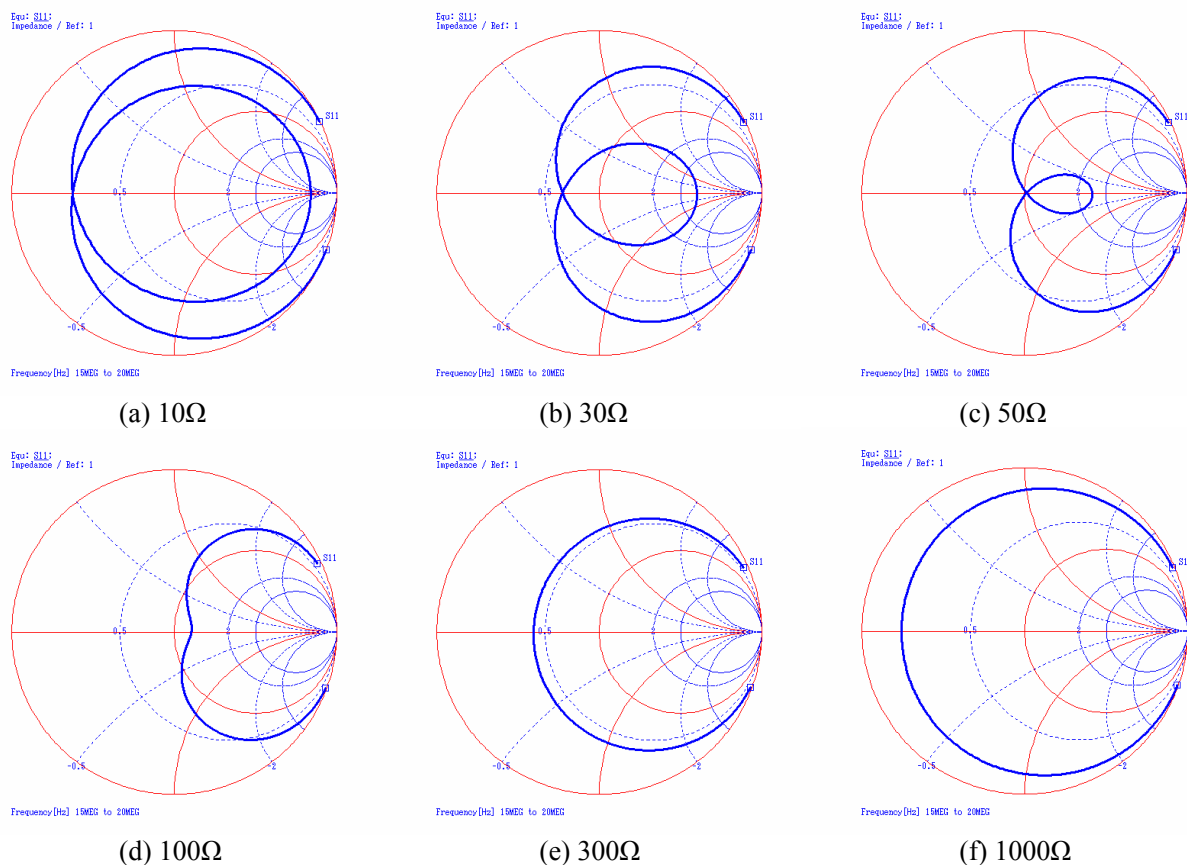
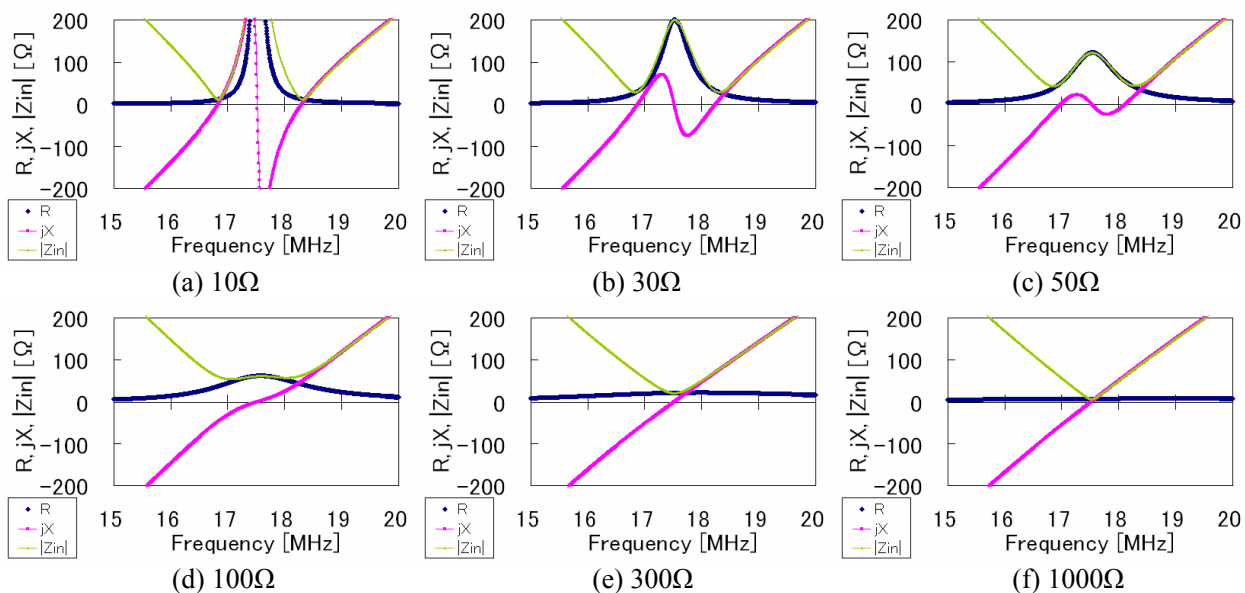


図 5.6 負荷 Z_{02} 変化時のエアギャップと共振周波数と効率の関係 (Z_{01} 固定、最適化なし)


 図 5.7 負荷 Z_{02} 変化時のエアギャップとスミスチャートの関係 (Z_{01} 固定, 最適化なし)

 図 5.8 負荷 Z_{02} 変化時のエアギャップと入力インピーダンスの関係 (Z_{01} 固定, 最適化なし)

5.3 最大効率追従制御の各種方式

前節の検証により、共振周波数はエアギャップによる相互インダクタンスの変化と負荷変動によって変化する事が確認された。エアギャップの変化の場合は2つの共振周波数が大きく変動する一方、2つの共振周波数が1つになるまでは共振周波数における効率は一定であるという特徴があり、1つの共振周波数になった後には効率が悪化するという特性がある。一方、負荷変動の時には負荷のインピーダンスが低いと共振周波数が2つになるが、ほぼ2つの共振周波数は変わらず、インピーダンスが大きくなるにつれ効率のみが変わり、1つの共振周波数に近づくにつれ効率が良くなり、更にインピーダンスが大きくなると効率が悪化するという特性がある。

これら相互インダクタンスと負荷変動の2つの変動時における特徴を考慮すると、エアギャップや位置ずれ、負荷変動時において、アンテナ単独では高効率の電力伝送が実現できない。そこで、これら変動時にも高効率の電力伝送を実現するための各種追従方式が必要となる。追従方式は周波数ごとの特長によって使用できる方式が変わってくる。

電波法により kHz と MHz や GHz においては使用できる周波数が異なる。kHz 帯においては 10kHz～135kHz までであれば、10kHz 未満よりは厳しいものの、比較的自由に周波数を使用することが出来る。一方、MHz 帯や GHz 帯においては、周波数は自由に使用することが出来ない。そこで、ワイヤレス電力伝送として使用できる周波数は ISM バンド (ISM: Industry-Science-Medical) である、13.56MHz, 2.45GHz, 5.8GHz, 24.125GHz が有力視されている。いずれにせよ、kHz 帯においては、可変周波数で使用できるが、MHz や GHz においては、使用周波数が固定される。

システムとしてみた場合、送信側に制御器を置く場合、受信側に制御器を置く場合が考えられる。または、送受信両方に制御器を置く方法もある。送信側のみに制御器を置く場合は受信側には制御器が不要となるので、使用する電気機器が小型軽量化されるので、非常に便利である。そこで、送信側で制御を行なって最適化した場合について検討を行う。

5.3.1 周波数追従方式の提案

kHz 帯においては、周波数を可変にする事が出来るので、図 5.9 のようにエアギャップや位置ずれによって起こる共振周波数の変動に対して、電源の発振周波数を変えて追従させる方法が考えられる。電力伝送効率と電力反射率は、図 5.10 のように推移し、反射が少ない時に高効率の電力伝送が行なえる。そこで、電力伝送効率を直接観測するのではなく、反射 S_{11} が最小になるように制御する。システム全体を図 5.11 に示す。方向性結合器で反射 S_{11} を電圧 V_R で測定し、発振周波数をふって $V_R=0[V]$ となるように、つまり、効率が最大となる周波数を探索し、その最大効率となる共振周波数で電力伝送を行なうシステムである。図 5.9(a)～(c)のように、エアギャップがそれほど大きくなく、共振周波数が2つに分かれている時から1つになるまでにおいて有効である。また、自動で共振周波数を探り当てるので、設計値に対しアンテナの共振周波数がずれていた場合においても有効である。これは、非常に簡易なシステムであり、負荷の変動がそれほど大きくない場合に有効である。負荷変動が大きい場合は、受信側に負荷変動に対応する整合回路を設ける事により、負荷変動時にも使える。

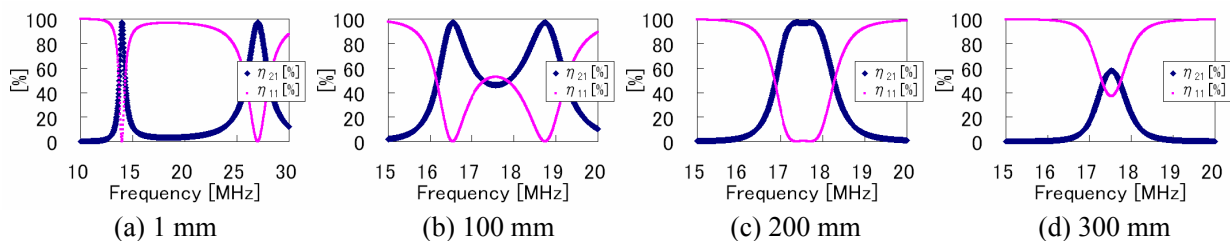


図 5.9 エアギャップ変化時の共振周波数と効率の関係 (図 5.2 から抜粋)

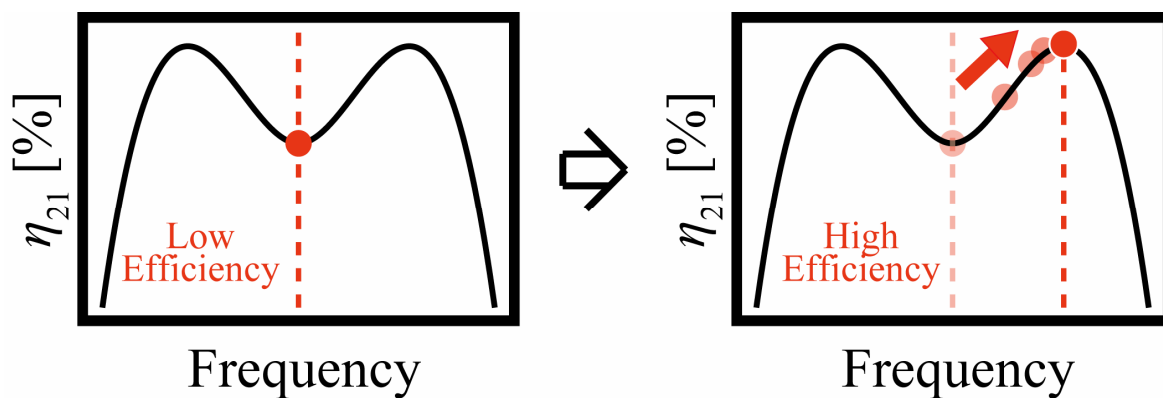


図 5.10 周波数追従制御の概念図, kHz 用

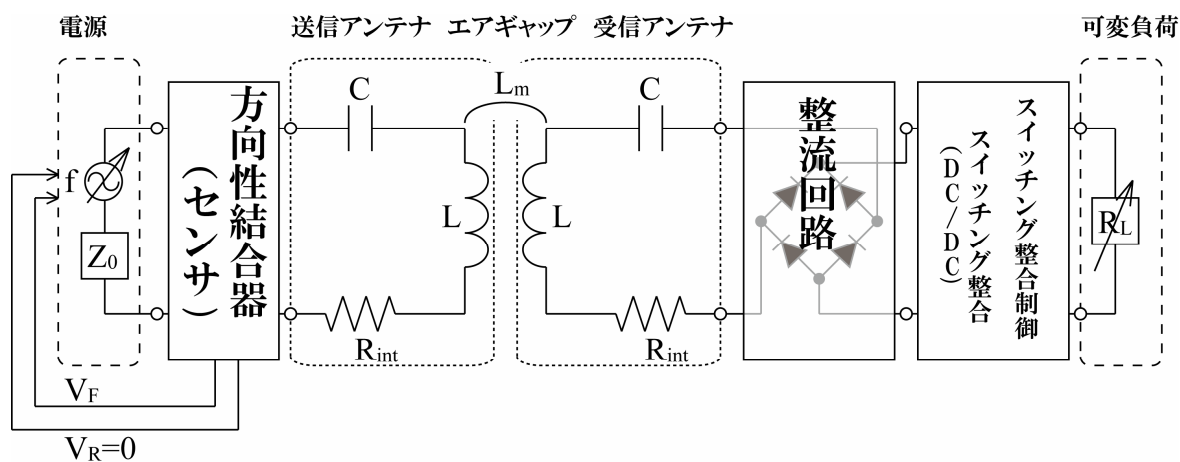


図 5.11 共振周波数追従システムのコンセプト, kHz 用

5.3.2 インピーダンスマッチング追従方式の提案

MHz や GHz においては、電波法の関係上、周波数を固定にして使用する必要性がある。電磁界共振結合用の送受信アンテナの共振周波数は同じにする必要性があるので、固定する電源周波数は、アンテナ 1 素子における共振周波数合わせることとする。

エアギャップや位置ずれ、負荷変動時においても、この固定周波数で高効率の電力伝送を実現する必要がある。そこで、インピーダンスマッチング方式を提案する。インピーダンスマッチングを行なうことにより、図 5.12 のように高効率の電力伝送を実現する事が出来ると思われる。

一般的に送信側か受信側片方の制御のみで最適化することが求められ、特に送信側で制御を行なうと複数への給電という今後の発展を考えた際に大きなメリットが生まれる。そこで、本小節では、送信側のみの最適化でインピーダンスマッチングが行えるかの検討を行う。システムとしては、制御器が送信側のみに付けられるので図 5.13 となる。周波数追従制御で提案した方法と同様に、方向性結合器で反射を検出し、反射を抑えるようにマッチング回路で制御を行う。

更に、送受信共に最適制御を行なう場合は、前章“4.3 最大効率とエアギャップの理論限界”で述べたように原理的に限界までの最大効率の電力伝送を行なう事が出来る。その時のシステムを図 5.14 に示す。

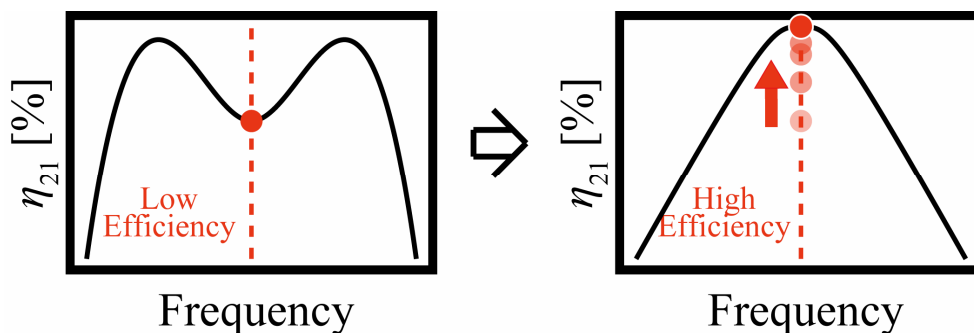


図 5.12 インピーダンスマッチング制御の概念図，MHz～GHz

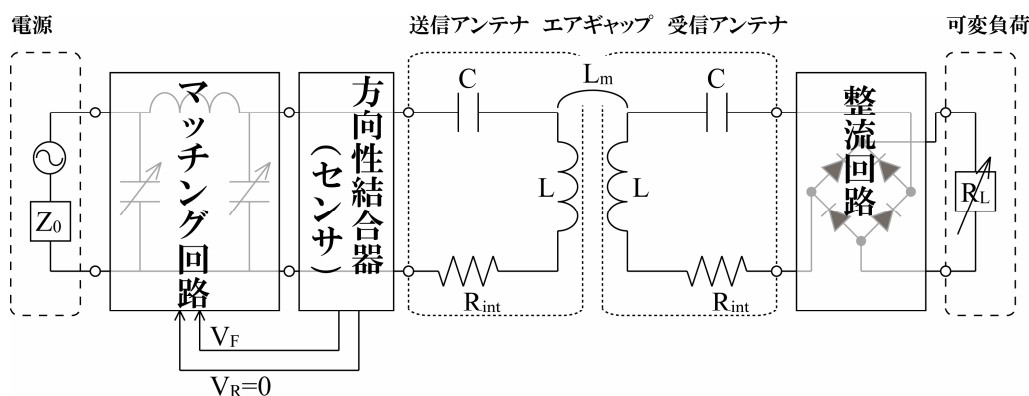


図 5.13 マッチング回路による最適制御のコンセプト，MHz～GHz 用

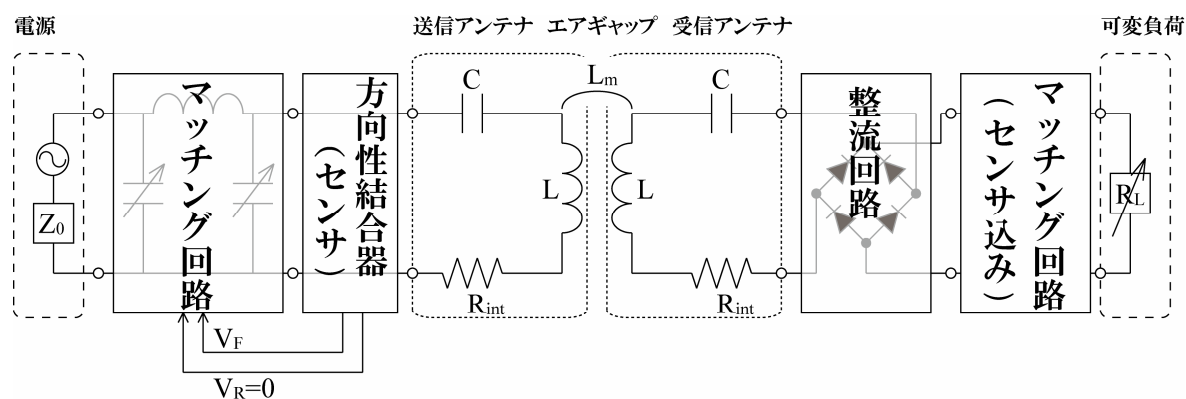


図 5.14 送受同時マッチング回路による最適制御のコンセプト, MHz~GHz 用

インピーダンスマッチング

kHz においては周波数を可変にする事により容易に共振周波数を追従する事ができた。しかしながら、MHz や GHz などの高周波においては、電波法により使用周波数が制限されており、固定周波数での動作が現実的である。そこで、高周波においては、固定周波数の動作を前提とする。実際の使用を想定し、エアギャップや位置ずれの変化によって生じる相互インダクタンスの変化と負荷変動による変化を固定周波数の動作において、高効率かつ大エアギャップの電磁界共振結合をシステムとして実現させる方法を検討する。そこで、本小節では、エアギャップ変化時と負荷変動時の、相互インダクタンスと負荷の 2 つのパラメーターの変化について考察し、更に、同時に起こった場合について最適化の有無による電力伝送効率を検証する。送信側の特性インピーダンス Z_{01} と負荷側のインピーダンス Z_{02} が違う場合の等価回路を図 5.15 に示す。

等価回路より透過の式(5.1)が求まる。アンテナの共振周波数における透過の式は $\omega=\omega_0$ より、式(5.2)となる。周波数をアンテナの共振周波数とし、送信側のみでのインピーダンス制御の制約下における最大効率を実現する条件式を(5.3)に示す。この(5.3)式を使用し、最適化された時の最大効率を実現する透過の式を式(5.4)に示す。

今回は、1 素子での共振周波数 $f_0 = 17.5\text{MHz}$ に電源周波数が固定されている場合に Z_{01} だけをインピーダンス変換したものとみなし、つまり実数成分のみの変化でインピーダンスマッチングを行う場合について検証する。

まず、エアギャップ変化に関する検証を行なう。インピーダンスマッチングを行なわない場合のエアギャップ変化時の結果を図 5.16 に示す。 Z_{01} を最適化し、インピーダンスマッチングを行なった場合のエアギャップ変化時の結果を図 5.17 に示す。図 5.18 に両者をまとめた結果を示す。インピーダンスの有無の結果を比較すると、1 素子での共振周波数 17.5MHz での効率エアギャップが小さい時から大きい時にかけて高効率の電力伝送が実現できる。エアギャップが大きくなり $g=500\text{mm}$ になった場合においても、インピーダンスマッチングを行なう事により効率が改善される。

インピーダンスマッチングを行わない場合の負荷変動時の結果を図 5.19 に示す。 Z_{01} を最適化し、インピーダンスマッチングを行なった場合の負荷変動時の結果を図 5.20 に示す。図 5.21 に両者をまとめた結果を示す。

次に、負荷変動時の検証を行なう。負荷のインピーダンスが低い場合は 2 つの共振周波数が現われ、

かつ効率は低い。負荷のインピーダンスが高い場合は1つの共振周波数になる。インピーダンスマッチングを行なうと、負荷の大小にかかわらず、 f_0 において高効率の電力伝送が行なっている。但し、負荷の変動が極端に大きく、負荷が小さすぎる場合 $Z_{02}=10\Omega$ や、大きすぎる場合 $Z_{02}=1000\Omega$ は、若干の効率の悪化が見られるが、それでも90%以上の高効率である。

最後に、エアギャップ変化と負荷変動時の両方が起こった場合について検証する。図 5.22 に最適化を行なわない場合のエアギャップと負荷変動を示す。同様に、図 5.23 にインピーダンスマッチングを行なった場合のエアギャップと負荷変動を示す。図 5.18 における負荷 50Ω 固定の場合と、図 5.21 におけるエアギャップ 150mm 固定における部分を赤線で記した。負荷変動に対しては、インピーダンスマッチングで対応できるが、エアギャップが大きくなった場合は、相互インダクタンスが小さく、結合自体がなくなってしまうので限界がある。特に、エアギャップを大きくした場合において高効率の電力伝送をしたい場合は、負荷側のインピーダンスを下げる必要がある。これは、前章“4.4. 最大効率とエアギャップの理論限界”で述べたとおりである。実現するには図 5.14 のシステムを使用する必要がある、負荷側にもインピーダンスマッチング回路を設けて、両側のインピーダンスが低い状態にする必要がある。

いずれにせよ、このように送信側の簡易な方式でのインピーダンスマッチングにおいても、その効果が確認された。この様に電磁界共振結合方式の電力伝送の最適化は、インピーダンスマッチング技術そのものであるといえる。

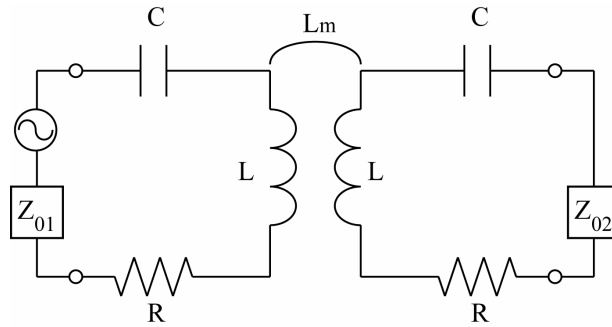


図 5.15 磁界共振結合アンテナの等価回路（送信側と受信側のインピーダンスが違う場合）

$$S_{21}(\omega) = \frac{2j\omega L_m \sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{\left(Z_{01} + R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right) \left(Z_{02} + R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right) + L_m^2 \omega^2} \quad (5.1)$$

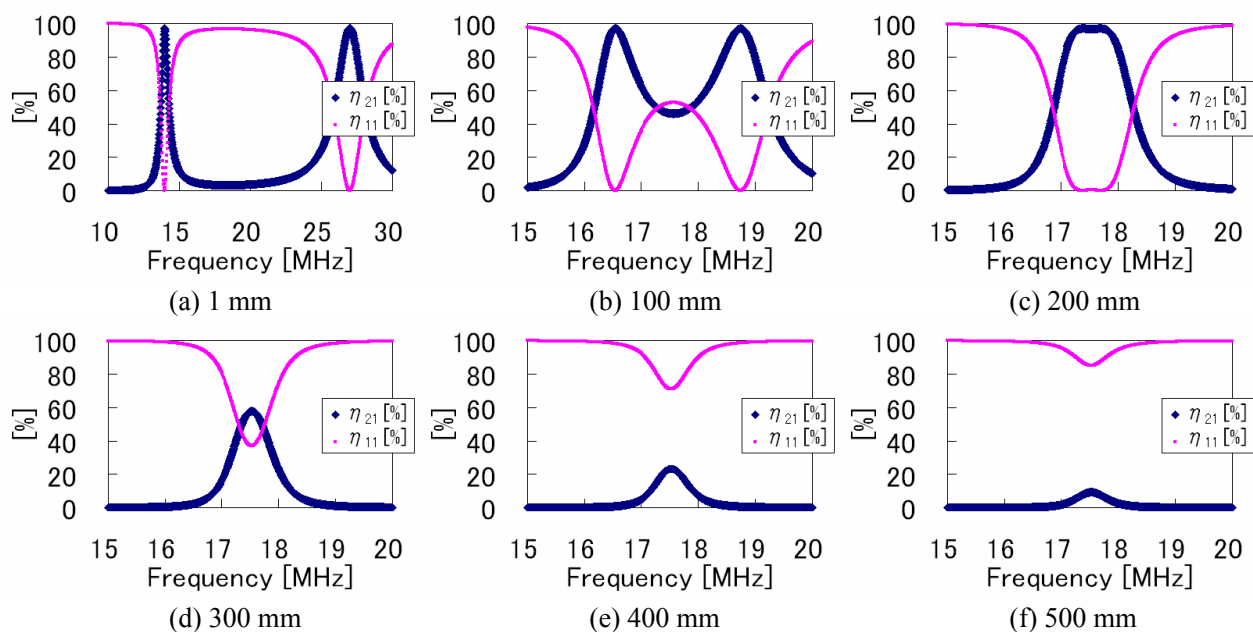
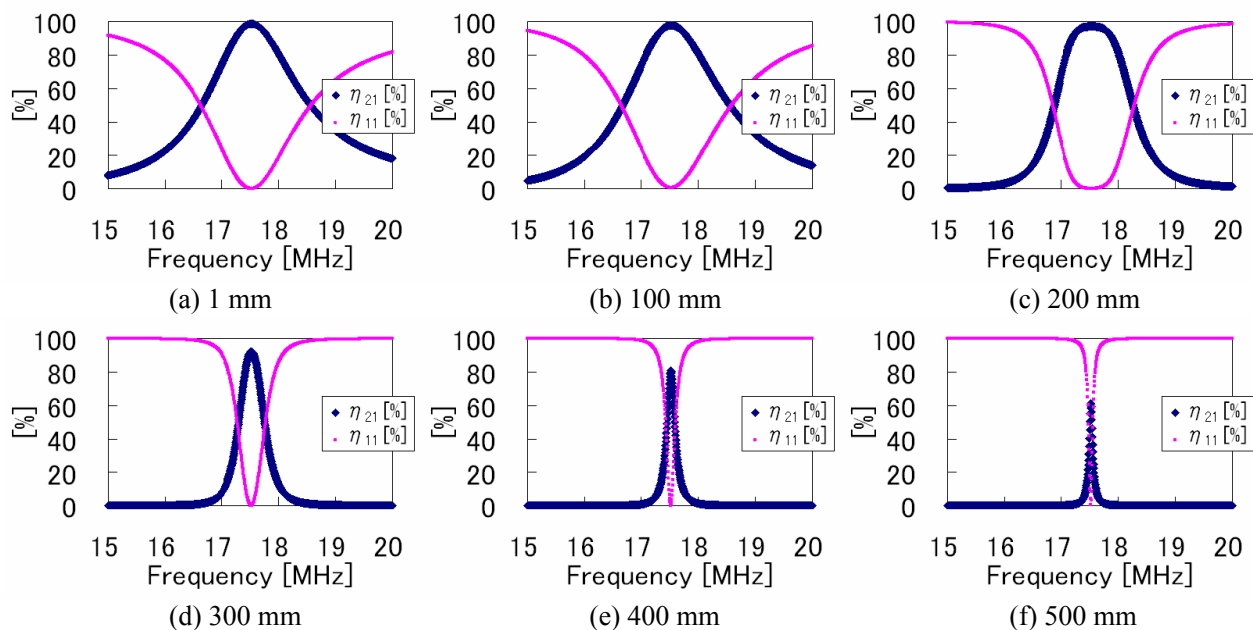
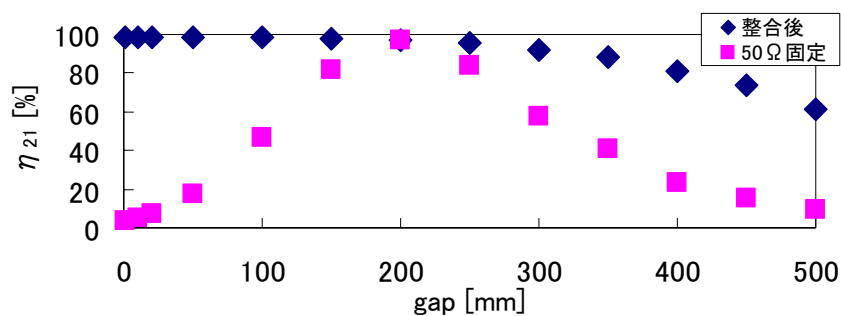
$$S_{21}(\omega_0) = \frac{2j\omega_0 L_m \sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{\left(Z_{01} + R + j\omega_0 L + \frac{1}{j\omega_0 C}\right) \left(Z_{02} + R + j\omega_0 L + \frac{1}{j\omega_0 C}\right) + L_m^2 \omega_0^2} \quad (5.2)$$

$$= \frac{2j\omega_0 L_m \sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{(Z_{01} + R)(Z_{02} + R) + L_m^2 \omega_0^2}$$

$$Z_{01} = \frac{R^2 + RZ_{02} + \frac{L_m^2}{CL}}{R + Z_{02}} = \frac{R(R + Z_{02}) + \frac{L_m^2}{CL}}{R + Z_{02}} \quad (5.3)$$

$$S_{21}(\omega_0, Z_{01})_{MAX} = \frac{j\omega_0 L_m \sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{R^2 + RZ_{02} + L_m^2 \omega_0^2} \quad (5.4)$$

エアギャップ変化

図 5.16 エアギャップ変化時の共振周波数と効率の関係 (Z_{01} 固定, 最適化なし)図 5.17 エアギャップ変化時の共振周波数と効率の関係 (Z_{01} 最適化)図 5.18 インピーダンスマッチング有無での f_0 における効率とエアギャップ

負荷変動

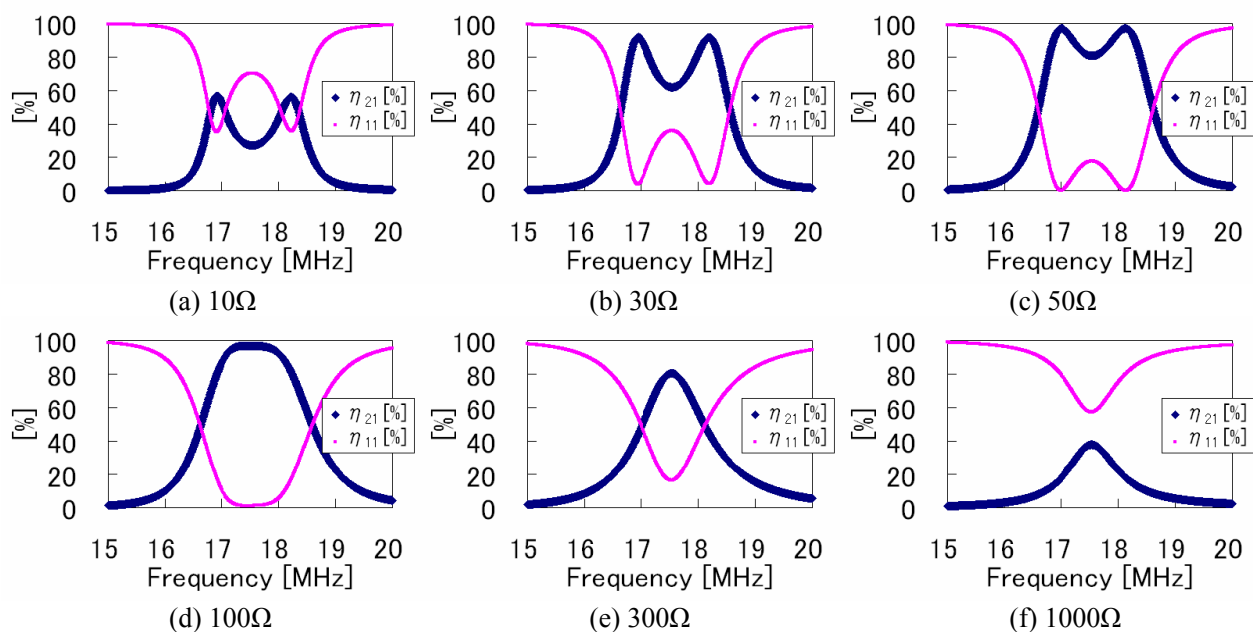


図 5.19 負荷 Z_{02} 変化時の共振周波数と効率の関係 (Z_{01} 固定, 最適化なし)

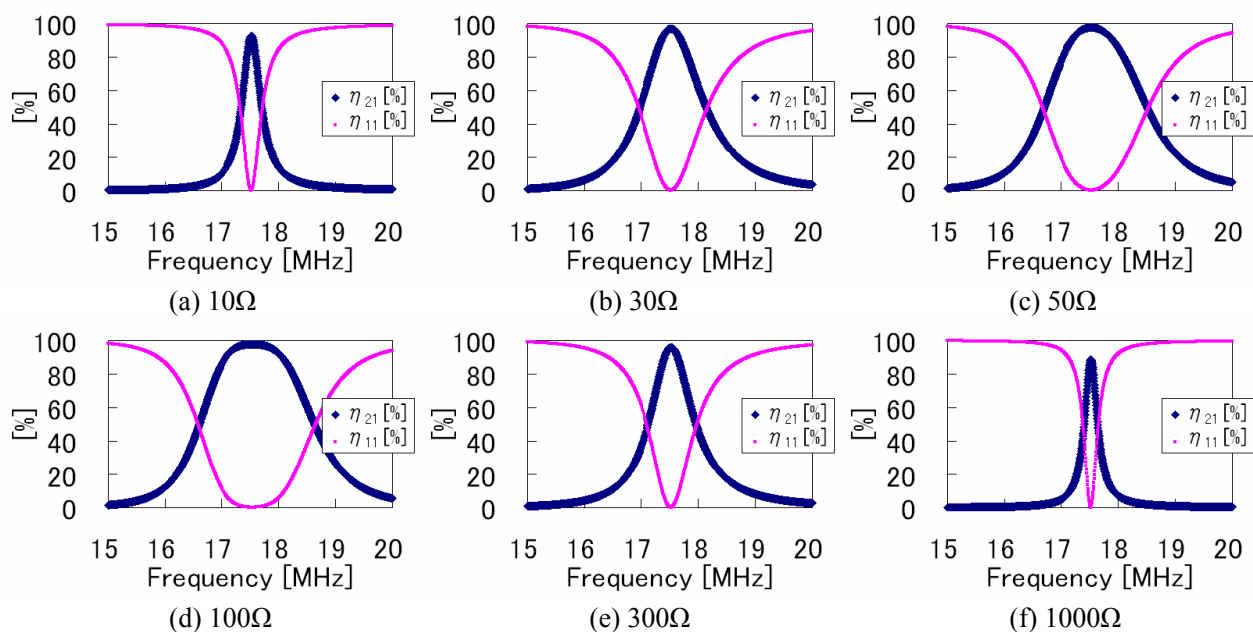


図 5.20 負荷 Z_{02} 変化時の共振周波数と効率の関係 (Z_{01} 最適化)

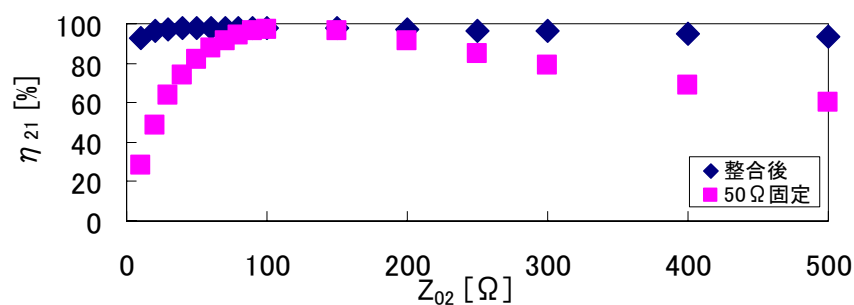
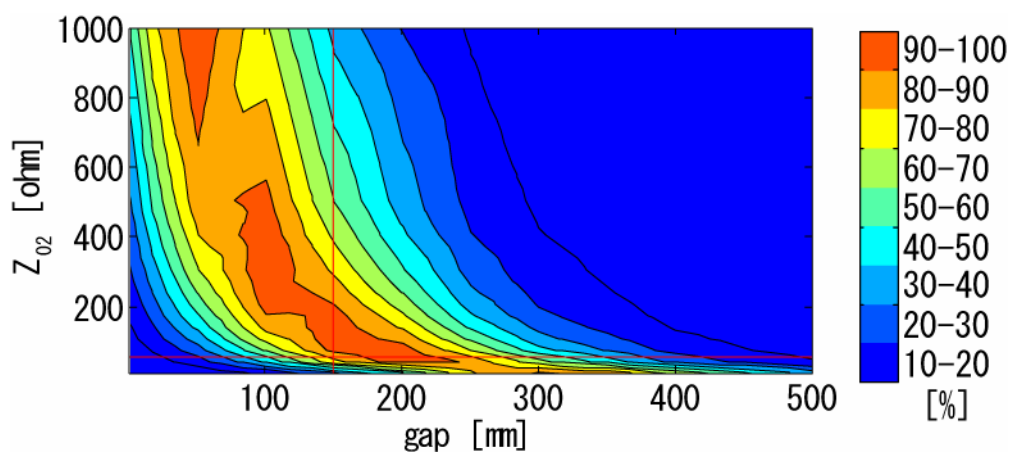
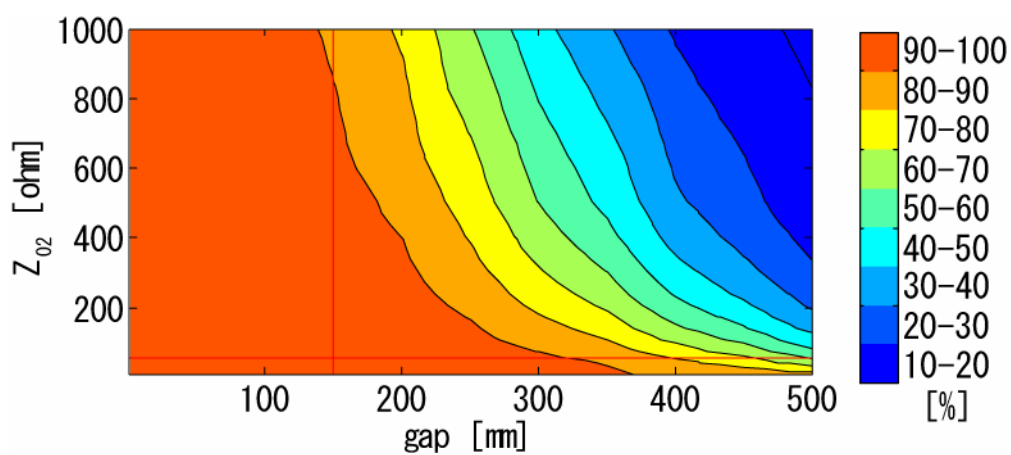


図 5.21 インピーダンスマッチング有無での f_0 における効率と負荷変動

図 5.22 エアギャップと負荷 Z_{02} 変化時に最適化を行わない場合の効率 (Z_{01} 最適化なし)図 5.23 エアギャップと負荷 Z_{02} 変化時に最適化を行った場合の効率 (Z_{01} 最適化)

5.3.3 スイッチング整合方式の提案

kHz や一部の MHz においては、スイッチング PWM による制御方式が有効である。スイッチングによって、周波数を可変にする事もインピーダンスマッチングを行なうことも可能である。原理的には、周波数追従とインピーダンスマッチング方式の延長上にあるため、本論文においては紹介のみにとどめる。図 5.24 にスイッチング整合制御の概念図を示す。場合によっては、送信側もしくは受信側だけの制御で可能である。いずれにせよ、スイッチング整合制御部を電源と送信アンテナもしくは受信アンテナと負荷の間に入れる事により、スイッチングにより整合を取ることが可能となる。

パワーエレクトロニクス技術によって、容易に制御を行なう事ができるため、今後の電磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送における重要な要素になる可能性があり、今後の発展に期待したい。

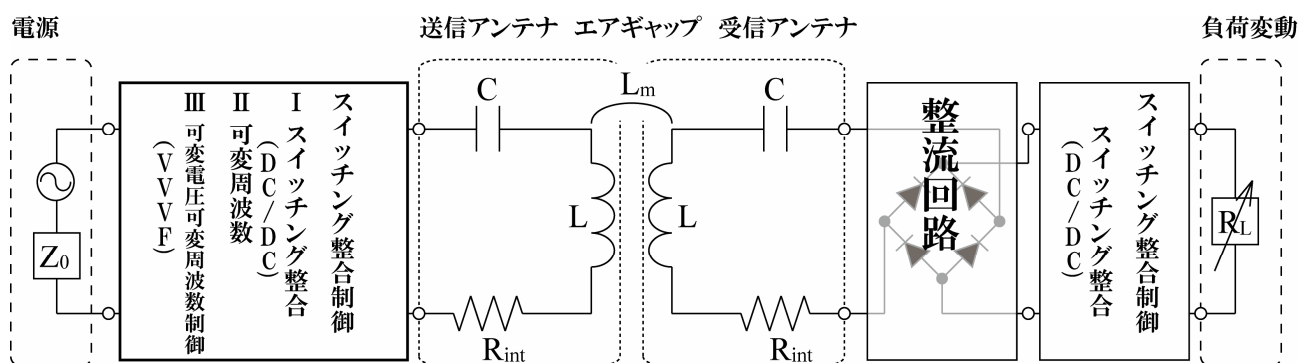


図 5.24 スイッチング整合方式による電力伝送システムの提案図

5.4 最大効率追従制御の実験的検証

前節で提案した電磁界共振結合用の3つのシステムの中でも、重要な要素を担う2つのシステムについて実験的に検証を行う。1つ目は周波数追従方式の実証実験において、アンテナ単独では実現できない高効率の電力伝送を制御を含めたシステムとして動作させる事により高効率の電力伝送を可能とすることを実証することである。2つ目はインピーダンスマッチング方式により、同様にアンテナ単独では実現できない高効率の電力伝送を周辺回路によって改善する方法であり、本方式の要素技術の確認を行なう。これら検証により、Q値が高く狭帯域で動作する本技術がアンテナ単独ではなく、システム全体としても高効率で電力伝送が可能である事を実証する。

5.4.1 周波数追従方式の実験的検証

本小節では、周波数追従システムの実証実験を行う。エアギャップが変化した際に共振周波数が変化する。そこで、その共振周波数を追従するシステムに関し実験を行う。

周波数追従システムの全体構成は図 5.11 に示したが、本小節における実証実験は、図 5.25 に示すように、周波数を追従する部分のみを対象とする。負荷には 50Ω 終端のパワーメータを接続し、正確に電力伝送効率を測定する。アンテナには、kHz 用アンテナで示した半径 450mm のアンテナを使用する。

位置ずれやエアギャップが生じた際に、周波数追従制御により高効率の電力伝送が出来ることを示す。ただし、アンテナが容易に移動する事が出来ないため、1素子での共振周波数 122kHz に電源周波数を設定し、周波数追従制御を行なったときの効率と、周波数追従制御を行わなかった時の効率を各々のエアギャップにおいて測定し評価する。また、追従までにかかった時間とその手数を計測する。効率計算は、エアギャップごとに毎回校正をした電力を基準とし、約 50W の電力で行なう。

図 5.32 に制御開始の 122kHz と制御終了時の周波数を白抜きで示す。エアギャップが 400mm, 600mm, 800mm, 1000mm の場合を示す。ただし、図 5.32 の周波数特性のグラフは VNA で測定したグラフを使用している。この様に、最大効率の周波数に電源周波数を追従する事が出来た。制御方法は非常に簡単な方法でも最大効率点を探せることを示すために、周波数を 1kHz 毎増加させ、最大効率を超えた場合は、1kHz 戻って 100Hz ごと再度探索する方法をとっている。そのため、制御開始時に 122kHz を超えている場合は、図 5.32(d) の様に正確に追従は行っていないが、いずれにせよ、非常に簡単な制御によって高効率の電力伝送を実現することが出来る。

各エアギャップにおける制御を行なった場合と、制御を行なわない場合の電力伝送効率の詳細な結果を図 5.27 に示す。制御を行なわない場合に比べ、制御を行なった場合は、電源周波数が共振周波数と一致し、高効率の電力伝送が実現されている。エアギャップを大きくして使用する場合における磁界共振結合のアンテナ特性は高 Q で狭帯域であり、システムとして動作させた時にアンテナ単独時と同様に高効率の電力伝送を実現できるかが未知数であったが、この様に高効率のワイヤレス電力伝送システムとして有効に動作することを実証できた。

参考までに、図 5.28 にエアギャップが $g=200\text{mm}$ と $g=300\text{mm}$ の場合の探索の推移を、また、図 5.29 に探索所要時間を示す。これら制御方法は簡易実験のために行なったものなので、これら結果は参考程度とする。本格的な制御を行なえば、リアルタイムでエアギャップが変化しても一瞬で追従が可能である。

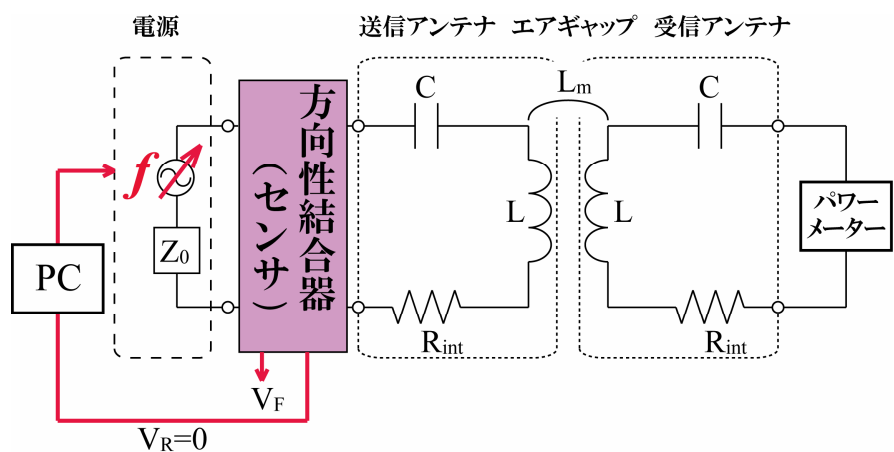


図 5.25 実証実験用共振周波数追従システム, kHz

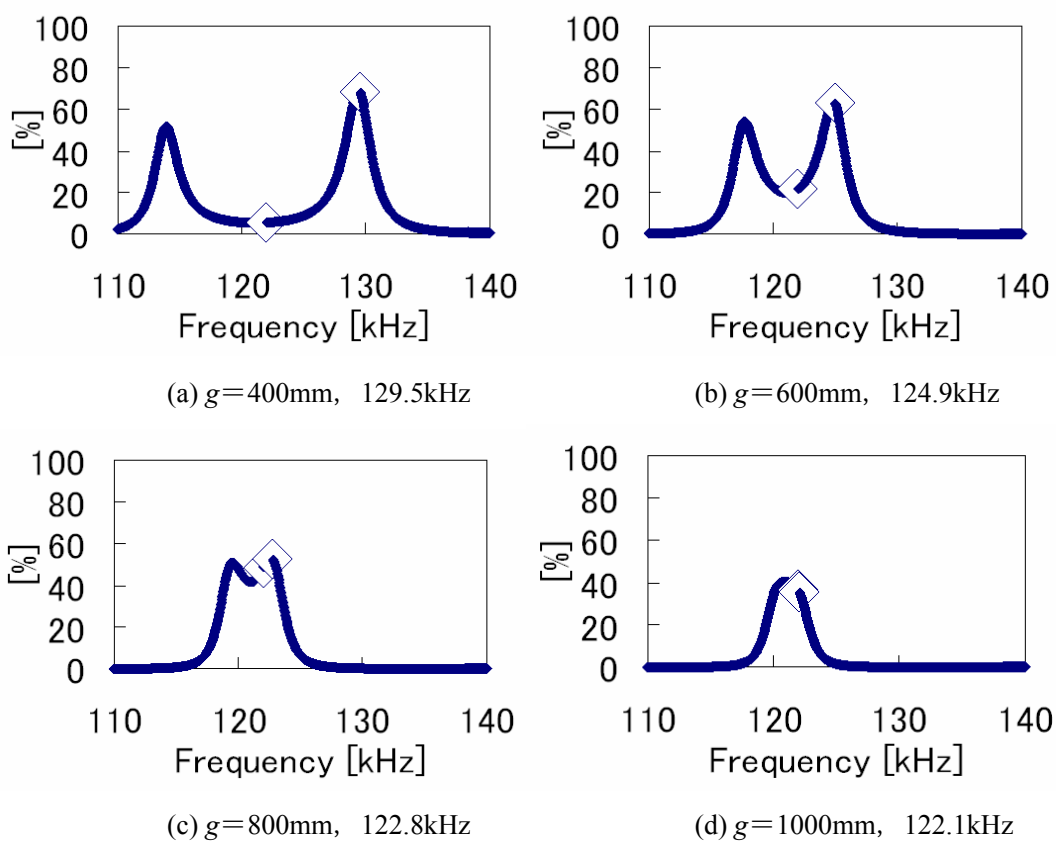


図 5.26 周波数追従制御実験結果, 制御開始時と終了時の電源周波数

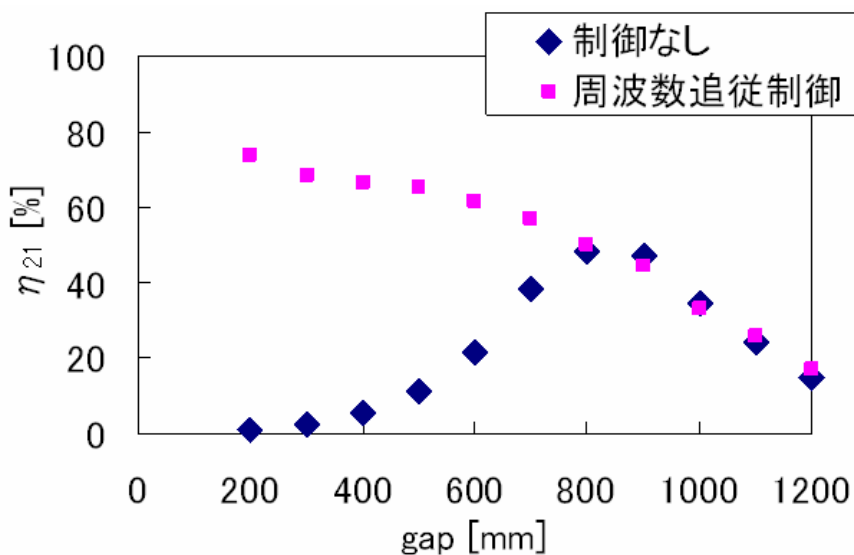


図 5.27 周波数追従制御実験結果, エアギャップと効率

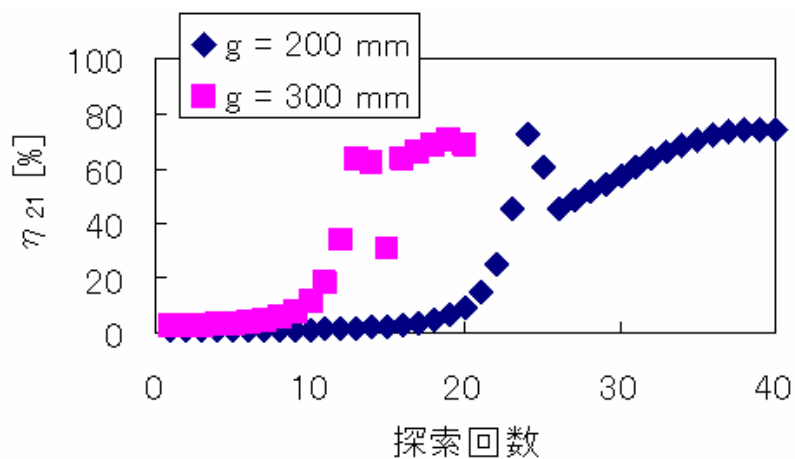
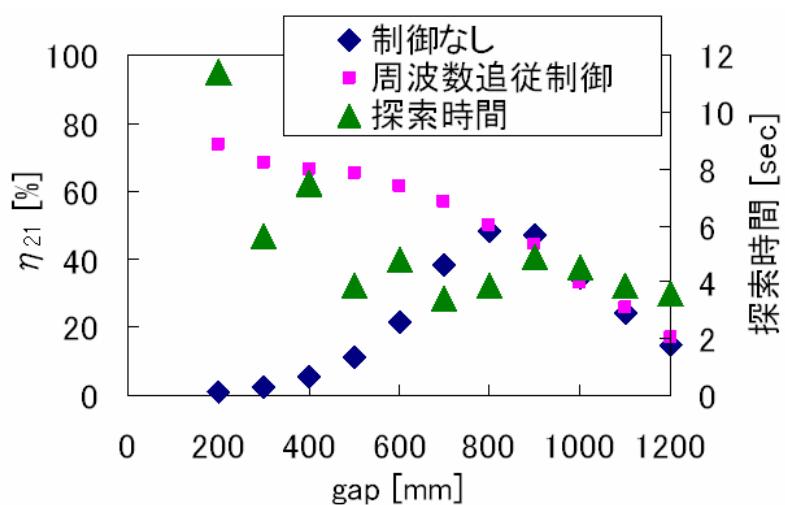

 図 5.28 探索回数による効率遷移, $g=200\text{mm}$, $g=300\text{mm}$ の場合


図 5.29 周波数追従制御実験結果, 探索時間

5.4.2 インピーダンスマッチング方式の実験的検証

インピーダンスマッチングシステムの全体構成は図 5.13 に示したが、本小節における実証実験は、図 5.25 に示すように、マッチング回路のみを対象とし、制御部分は行なわない。本実験の基本回路構成を図 5.30 に示す。インピーダンスマッチング回路は、 π 型や T 型など数種類あるが、ここでは、一番容易に設計が出来る可変インダクタと可変コンデンサからなる L 型のインピーダンスマッチング回路を採用する。そのため、スイッチなどを使用し、図 5.30 における C_2 を使用するときには、 C_3 を取り除き、 C_3 を使用するときには C_2 を取り除く。但し、実験時において、可変インダクタより可変コンデンサのほうが容易に扱えるので、図 5.31 に示すように、可変インダクタを固定インダクタ L_1 と可変コンデンサ C_1 からなる 2 つの素子で置き換える。固定インダクタは $L_1=6000\text{nH}$ とし、電源周波数を 13.56MHz で動作させ、その周波数で高効率の電力伝送が可能となるように、マッチング回路で調整する。実験で使用するアンテナは、半径 150mm 、巻数 2.75 巻、ピッチ 5mm の 2 層構造のアンテナであり、自己インダクタンス $L=10.3\mu\text{H}$ 、キャパシタンス $C=13.26\text{pF}$ である。

この値を使用し、等価回路にて、結合係数を $0.2\sim 0.03$ まで変化させたときの結果を図 5.32 に示す。結合が強く共振周波数が 2 つに分離している時（図 5.32(a), (b)）は、送信側のインピーダンスを大きくするために、マッチング回路では C_2 を使用し、結合が弱く共振周波数が 1 つになり効率が悪化している状態では、送信側のインピーダンスを小さくするために、マッチング回路では C_3 を利用する。このように、結合が変化してもマッチング回路による調整により、 13.56MHz において高効率の電力伝送が出来る。

実験時の構成を図 5.33 に示す。本実験においては、 $g=90\text{mm}$, $k=0.135$ の時におけるインピーダンスマッチングの効果を検証した。 $C_1=32\text{pF}$, $C_2=78\text{pF}$, $L_1=5750\text{nH}$ にし、実験結果と解析結果の比較を図 5.34 に示す。実験時において、 13.56MHz で反射が 0% になっており、効率も、わずかに向上し、 51.1% から 70.5% に向上し、インピーダンスマッチングの効果が見られる。一方、シミュレーションに見られるような 90% を超す効率が実現できなかった。原因は、インピーダンスマッチング回路を入れたことによる損失であり、マッチング回路のコイルにフェライトを使用したことが主な原因となっている。

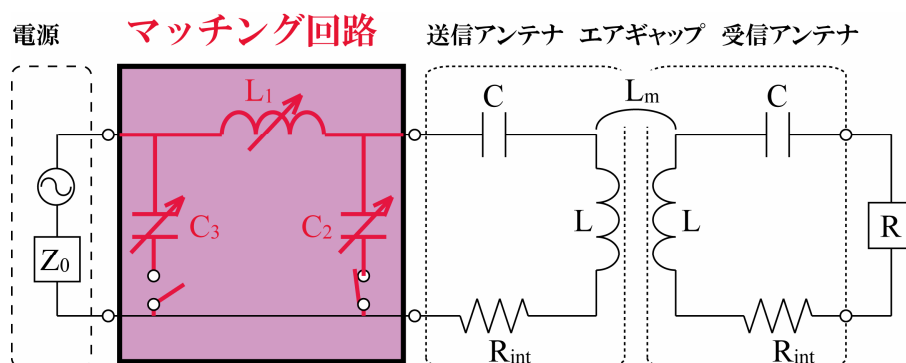


図 5.30 インピーダンスマッチング回路

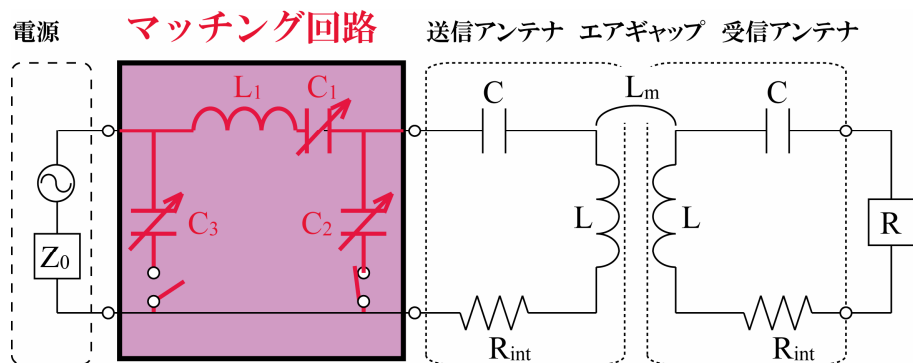
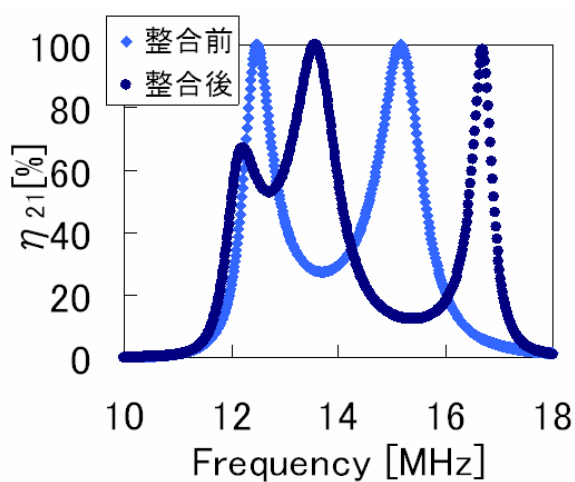
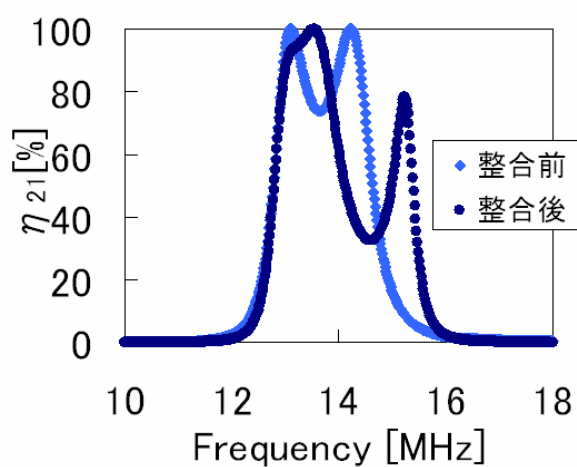
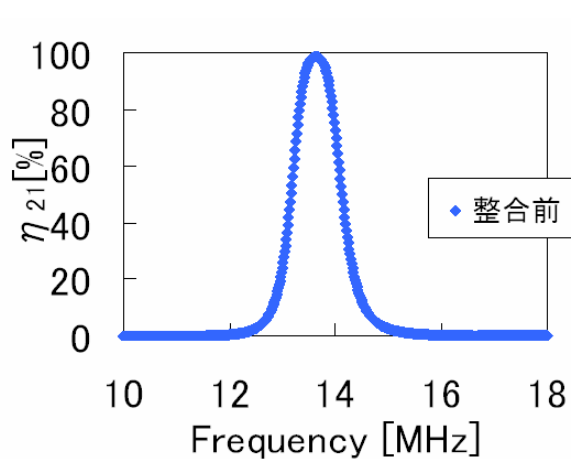
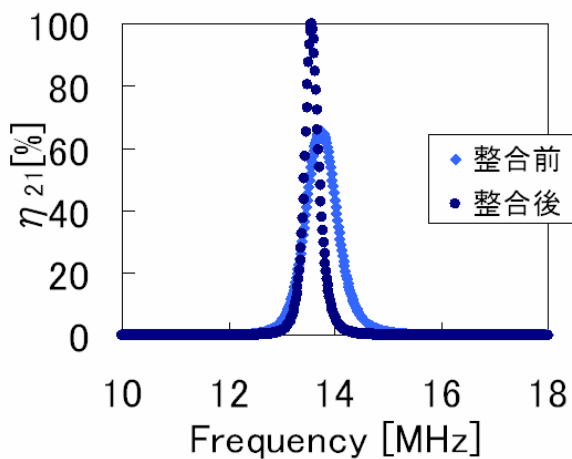

 図 5.31 実験時に使用する L_1 固定のマッチング回路

 (a) $k=0.2 \, \Omega$, $C_1=34\text{pF}$, $C_2=67\text{pF}$, $L_1=6000\text{nH}$

 (b) $k=0.1 \, \Omega$, $C_1=27\text{pF}$, $C_2=118\text{pF}$, $L_1=6000\text{nH}$

 (c) $k=0.05 \, \Omega$

 (d) $k=0.03 \, \Omega$, $C_1=24\text{pF}$, $C_3=385\text{pF}$, $L_1=6000\text{nH}$

図 5.32 等価回路におけるインピーダンスマッチングの検討，結合係数変化

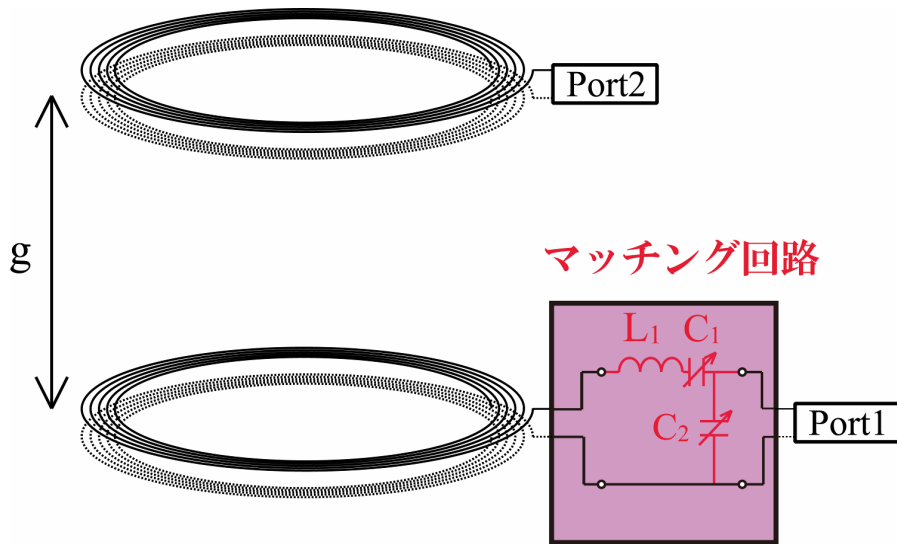


図 5.33 インピーダンスマッチング方式の実験構成

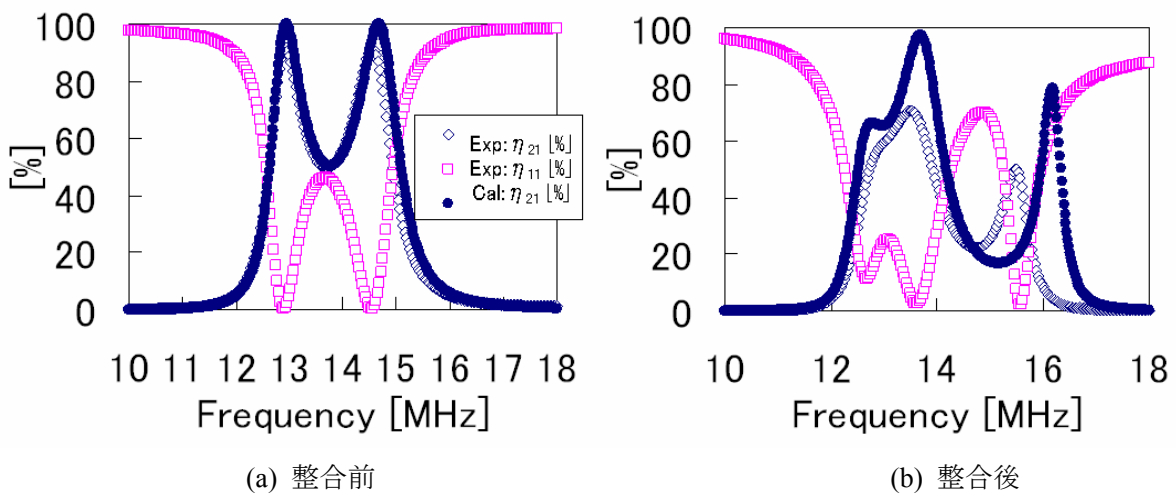


図 5.34 インピーダンスマッチング前後の比較, $g=90$ mm, $k=0.135$, $C_1=32$ pF, $C_2=78$ pF, $L_1=5750$ nH

5.5 電気自動車へのワイヤレス充電模擬実験

電気自動車へのワイヤレス電力伝送の必要性は第1章“1.1.7 電気自動車におけるワイヤレス電力伝送の必要性”で述べたが、これまでのワイヤレス電力伝送システムの実証実験を受け、電気自動車へのワイヤレス充電システムについて検討する（図 5.35）。電気自動車へのワイヤレス電力伝送を考えた場合、車の停車位置によって位置ずれがおこる。また、規格化された同じワイヤレス充電システムを使う場合、車の種類によって車体底までのエアギャップが異なる。これらは、相互インダクタンスの変化をおこし、車が駐車するたび、もしくは車種が異なると、共振周波数は毎回異なる。

電気自動車へのワイヤレス充電の全体のシステムを図 5.36 に示す。今回の電気自動車への模擬実験は、最も簡単な方式である周波数追従方式を採用する。送信側は図 5.25 で示した周波数追従システムと変わらないが、受信側の負荷は2次電池となる。電池への充電は整流回路で整流する必要がある、インピーダンスマッチングのために DC/DC コンバータなどで構成される整合機能を持たせた整合回路が必要である。今回は、今後の本格的な電気自動車へのワイヤレス充電実験へ向けた模擬実験という位置付けとして、整合回路を除いた図 5.37 の構成で模擬実験を行い、負荷側を安定な抵抗から、非線形素子で構成される整流器や2次電池に変えても、ワイヤレス電力伝送システムが有効に動作することを目的とする。そのため、実験は、車載に搭載せずに行なう。整流はダイオードによって全波整流を行い、2次電池には鉛蓄電池（LC-XC1228AJ, 12V, 28Ah）1個を使用する（図 5.38）。これは、今後の本格実験で想定している電気自動車 COMS に搭載されている 1/6 の容量である。共振周波数の変化は相互インダクタンスの変化によるものであり、エアギャップにおいても位置ずれにおいても同様の効果を得る事が出来る。本実験では、前回の周波数追従制御実験と実験状況を同じにするため、共振周波数変化をエアギャップの変化で再現する。電源周波数は 122kHz からスタートする。結果を図 5.39 に示す。g=600, 700, 800mm において実験を行い、効率を評価した。“5.4.1 周波数追従方式の実験的検証”における追従実験同様に、周波数追従制御が有効に働き効率が改善された。スタート時の効率がわずかに上がっており、周波数追従制御後の効率がわずかに下がっている。負荷を安定した 50Ω から2次電池に変えた事により負荷の値が変化し、効率と周波数特性（図 5.26）が変わったために起こったと思われる。確認のために、周波数追従制御後に手動で周波数を変えて効率を測ったが、最大効率で動作していた。以上より、負荷を2次電池にしても同様に追従制御を行なって高効率の電力伝送が出来る事を確認できた。

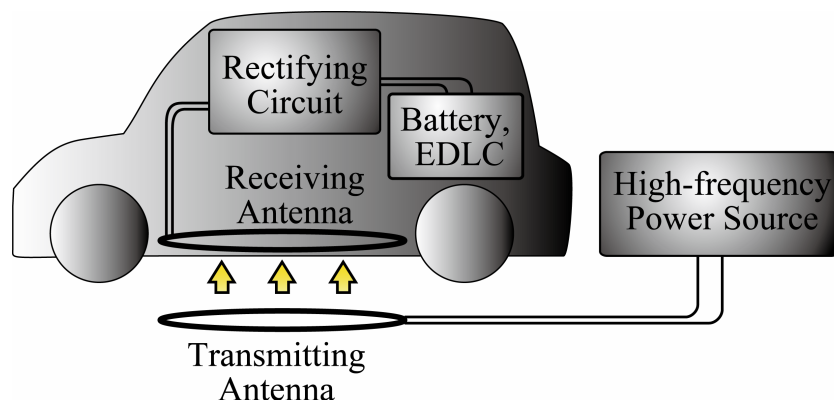


図 5.35 電気自動車へのワイヤレス充電のシステム

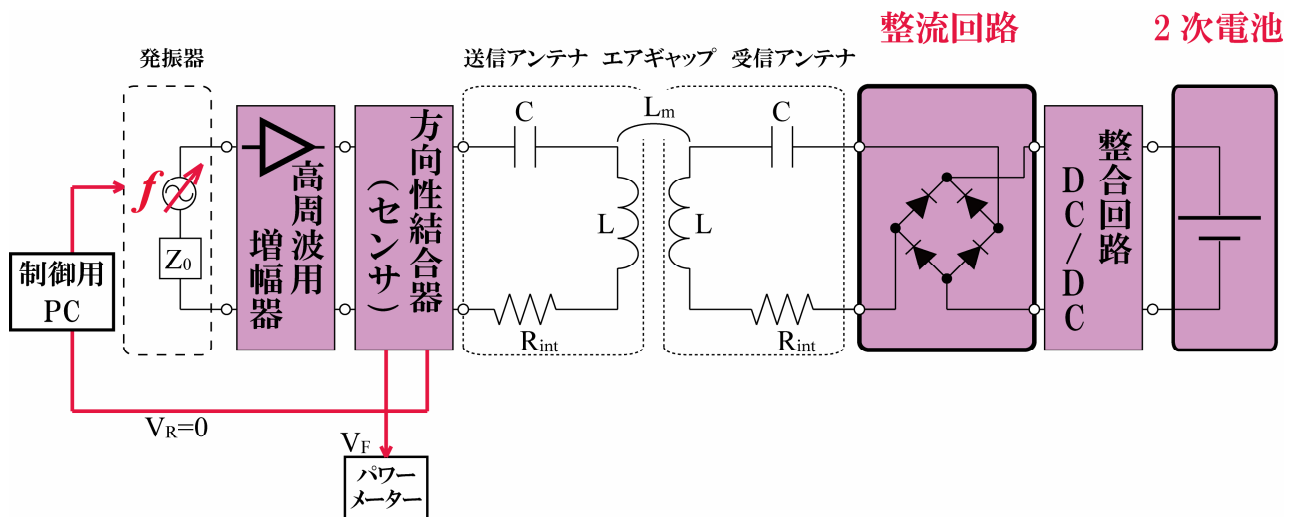


図 5.36 電気自動車へのワイヤレス充電システムの全体構成

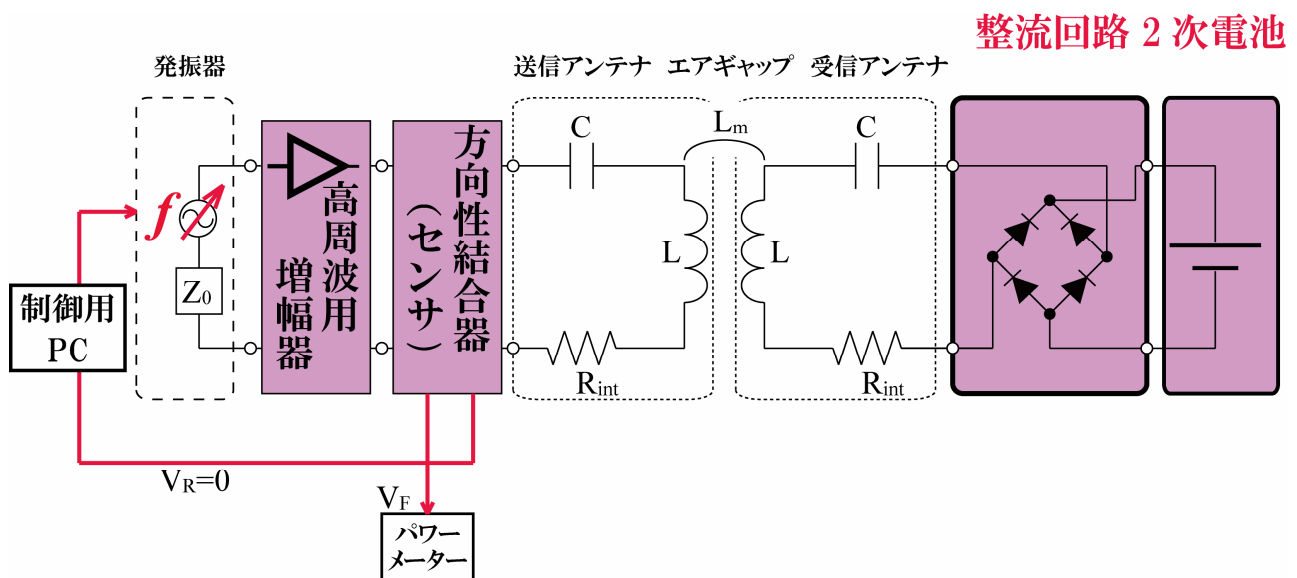


図 5.37 電気自動車へのワイヤレス充電システムの模擬実験における構成

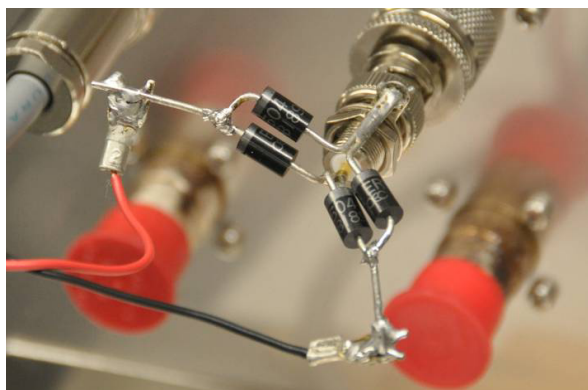


図 5.38 全波整流と鉛蓄電池

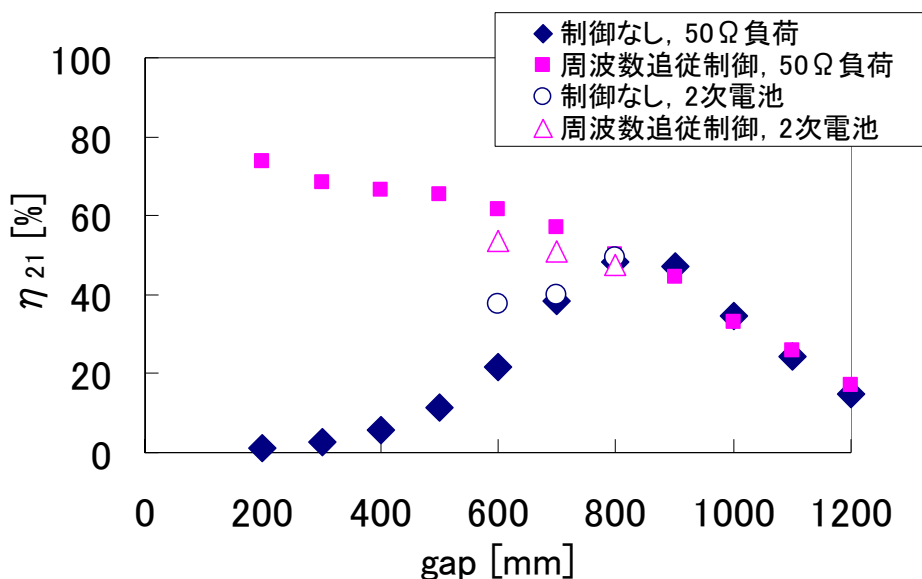


図 5.39 2 次電池への充電結果

5.6 あとがき

アンテナ単独では、エアギャップや位置ずれによる相互インダクタンスの変化や負荷変動による共振周波数の変化に対応することができない。そこで、アンテナに外部回路を付加して、最適制御する事により、高効率の電力伝送を実現する事を目的とした。

制御方式としては、周波数追従制御、インピーダンスマッチング追従制御、スイッチング整合制御を提案した。周波数追従制御においては、エアギャップが変化し共振周波数が変わった場合においても、最大効率となる共振周波数を探索し高効率の電力伝送を実現し、周波数追従制御の有効性を示せた。インピーダンスマッチング追従制御においては、今回の実験では制御のない状態で送信側のみのインピーダンスマッチングによる最適化により高効率で電力伝送を行なうことを実証した。制御を加えインピーダンスマッチング追従制御を行なう場合は、周波数追従制御と同様の制御を行なうだけでよい。紹介だけに留まったスイッチング整合制御の今後の発展にも期待している。

これら最大効率追従制御システムは、エアギャップや位置ずれ、負荷変動による共振周波数変化やインピーダンスマッチングに対応するために行なうものであるが、一方で、アンテナ製造でおこる素子のバラツキも補正できるなどのメリットもあり必須のシステムである。

電気自動車へのワイヤレス充電の模擬実験は、今後の本格的な実験における試験的なものであったが、負荷に整流器を入れ 2 次電池に変えても、最大効率追従制御のシステムが有効に働く事を確認できた。