

# 第4章 電磁界共振結合の等価回路からの発展

## 4.1 まえがき

前章における電磁界共振結合の等価回路化の成果を受けて、等価回路を基にした議論を展開することが出来る。本章では、等価回路化した電磁界共振結合を基に以下の様に発展させる。“4.2 オープン・ショート型ヘリカルアンテナの提案”では、アンテナの給電方法によってオープンアンテナとショートアンテナに区別され、直列共振と並列共振で等価回路化されることの提示と、コンデンサを挿入する事による特性の改善を提示する。“4.3 最大効率とエアギャップの理論限界”では、電磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送における最大効率とエアギャップの理論限界について提示し、電磁界共振結合におけるワイヤレス電力伝送の限界値について理論的裏付けを行なう。“4.4 kHz~MHz~GHz への拡張”では、MHz のみで使われていた電磁界共振結合を MHz 以外の kHz や GHz でも同様の原理で使用できることを実証する。本稿は大部分において電力の単位ではなく、効率の単位で議論している。そこで、“4.5 電力や損失に関わる考察”では、電力が変わった場合においても効率は不変であり、効率での議論が妥当であることを実証する。また、大電力における電磁界共振結合アンテナの特徴について検討する。“4.6 非対称アンテナの提案”では、これまで送信アンテナと受信アンテナを同一のアンテナで形状の対称的なアンテナを使用してきたが、今後の発展において必要不可欠な、送信側と受信側のアンテナ形状が異なり非対称であるアンテナについての検証を行なう。“4.7 等価回路による電磁界共振結合と電磁誘導との比較検証”では、等価回路化した事により判明した電磁誘導と電磁界共振結合の違いについて述べる。“4.8 あとがき”では、本章のまとめを述べる。

## 4.2 オープン・ショート型ヘリカルアンテナの提案

高効率かつ大エアギャップが可能な電磁界結合を利用した電力伝送において、電力伝送用ヘリカルアンテナは非常に重要な役割を担っている。他のアンテナ同様、近傍界の電力伝送用ヘリカルアンテナも単独において LC の自己共振を起こせる。ヘリカルアンテナは、コイル状のアンテナである。給電箇所により、ヘリカルアンテナはオープンタイプとショートタイプに分類される(図 4.1)。前章までは、オープンタイプのアンテナを使用した。共振周波数はアンテナのインダクタンスとキャパシタンスに依存し、半径、巻数、ピッチが主な決定要因となる。しかしながら、ヘリカルアンテナ自身の構造によって決まるインダクタンスとキャパシタンスの値には限界がある。そこで、周波数を自在に設計する技術が必要とされている。現在、電磁界共振結合は十数 MHz で使える技術として発表されているが、なるべく低い周波数の方が周辺回路は制作しやすい。特に、パワーデバイスを数十 MHz において高効率、大電力で動作させる事は未だ困難である。一方で、製品の小型化を目指す場合、波長の短い GHz などの高い周

波数での使用も望まれている。更に、オープン・ショートタイプのアンテナの特性自体も明確に提示されていない。

本節では、オープンタイプとショートタイプのヘリカルアンテナの特性を比較する。共振周波数を変化させるために、外部にコンデンサ  $C$  をつけた際の特性を検討する。オープンとショートにおいての外部コンデンサによる効果を比較する。主に電磁界解析で検討を行ない、必要に応じて適宜実験による検証も行なう。本節の構成は以下となる。電磁界解析を使用し“4.2.1 オープン型ヘリカルアンテナ”と“4.2.2 ショート型ヘリカルアンテナ”においてオープン型とショート型ヘリカルアンテナ自体の特性を確認し、“4.2.3 オープン型ヘリカルアンテナとコンデンサ”と“4.2.4 ショート型ヘリカルアンテナとコンデンサ”にてオープン型とショート型各々のアンテナにおいてコンデンサを挿入した時の特性を確認する。“4.2.5 オープン型・ショート型ヘリカルアンテナとコンデンサの実証実験”にて電磁界解析で行なった結果の妥当性を示すために、まとめて実証実験を行う。最後に“4.2.6 オープン型・ショート型ヘリカルアンテナのまとめ”で本節のまとめを述べる。



(a) オープンタイプヘリカルアンテナ (給電反対側)



(b) オープンタイプヘリカルアンテナ (給電側)



(c) ショートタイプヘリカルアンテナ (給電反対側)



(d) ショートタイプヘリカルアンテナ (給電側)

図 4.1 オープンタイプとショートタイプのヘリカルアンテナ

### 4.2.1 オープン型ヘリカルアンテナ

本小節では、オープン型ヘリカルアンテナ自体の特性を確認する。半径 150mm、巻数 5 巻、ピッチ 5mm である。オープン型のヘリカルアンテナを図 4.2 に示す。送信アンテナと受信アンテナは同じアンテナを使用する。下側のアンテナが送信アンテナで上側のアンテナを受信アンテナとする。ヘリカルアンテナをオープンタイプとして動作させる場合、コイル中央から給電する。図 4.3 に電力伝送効率を示す。エアギャップが 150mm の場合と 250mm の場合の結果を示す。エアギャップが小さいと 2 つの共振周波数で高効率の電力伝送が可能である。ただし、この 2 つの共振周波数はエアギャップの距離によって変化する。エアギャップが大きい場合、共振周波数は 1 つになる。この 1 つの共振周波数はアンテナ 1 素子における共振周波数に等しい。

図 4.4 にアンテナ単独時の入力インピーダンスを示す。リアクタンスが  $0\Omega$  となる周波数が共振周波数である。送受信アンテナを近づけるとこの共振を利用して電力伝送が可能となる。但し、送受信アンテナの距離が近い場合は、相互インダクタンスが強く影響する。それ故、先に述べたように共振周波数が 2 つに分離する。

これは、前章で示した通り等価回路で説明される。1 素子のアンテナの等価回路は図 4.5 (a) の様に、キャパシタンス  $C$  とインダクタンス  $L$  の LC 共振で表現される。1 素子での共振周波数は式(4.1)となる。それ故、インダクタンスとキャパシタンスが大きいと周波数は低くなる。特性インピーダンスを  $Z_0$  で表し、内部抵抗を  $R$  とする。送受信アンテナは図 4.5 (b) で表現される。左側が送信アンテナで右側が受信アンテナである。電力伝送の理想としては、 $R=0$  の時である。その場合、電力伝送効率は式(4.2)、(4.3) で記述される。式(4.2)は効率  $\eta_{21}$  と透過  $S_{21}$  で表され、アンテナの LC と送受信アンテナ間の相互インダクタンス  $L_m$  によって  $S_{21}$  は式(4.3)の様に記述される。また、共振条件より式(4.4)が導かれる。式(4.4)より 2 つの共振周波数を表す式(4.5)、(4.6)が導かれる。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.1)$$

$$\eta_{21} = S_{21}^2 \times 100 \quad [\%] \quad (4.2)$$

$$S_{21} = \frac{2jL_m Z_0 \omega}{L_m^2 \omega^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + 2jZ_0 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) + Z_0^2} \quad (4.3)$$

$$\frac{1}{\omega L_m} + \frac{2}{\omega(L - L_m) - \frac{1}{\omega C}} = 0 \quad (4.4)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} = \frac{1}{\sqrt{(L+L_m)C}} \quad (4.5)$$

$$\omega_e = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}} = \frac{1}{\sqrt{(L-L_m)C}} \quad (4.6)$$

図 4.6 にオープンの場合の分定数回路とインピーダンスの図を示す。分布定数回路においてはインピーダンスの実数と虚数を表す事ができ、線路長による周期性を表現できるが、分布定数回路で近似を行う事は精度の面から難しい。ただし、共振時において抵抗が小さくなり反共振において抵抗が大きくなる事が表現できる。伝送線路の場合、式(4.7)のように、周波数軸で見ると、リアクタンスは、 $-\infty[\Omega]$  から始まり、 $\lambda/4$  の時に  $0\Omega$ 、つまり共振になる。そのため、この共振を表すために、オープン型のコイルは直列共振の等価回路となる。伝送線路を利用し分布定数回路としてのアンテナの理論化や近似式は

難しいが、共振時と反共振時の実部の様子を理解するには適している。

$$Z_{in} = -jZ_0 \frac{1}{\tan \beta L} \tag{4.7}$$

図 4.7 に直列共振の集中定数回路とインピーダンスの関係を示す。リアクタンスは精度良く表現できるが、周波数依存して値が変わるインピーダンスの実部を表現する事はできない。そのため、等価回路においてはインピーダンスの実部は固定として近似する。一方、 $R \neq 0$  の場合、透過  $S_{21}$  の式に抵抗成分が入ってくるので効率が落ちる。 $R=0$  の場合と  $R=1\Omega$  の場合の結果を図 4.8 に示す。このように入力インピーダンスから見た抵抗成分が高い場合は電力伝送効率悪化に直接影響してくる。

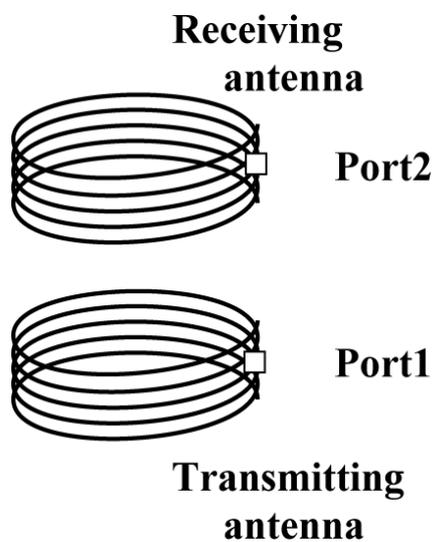


図 4.2 オープン型ヘリカルアンテナの概形図

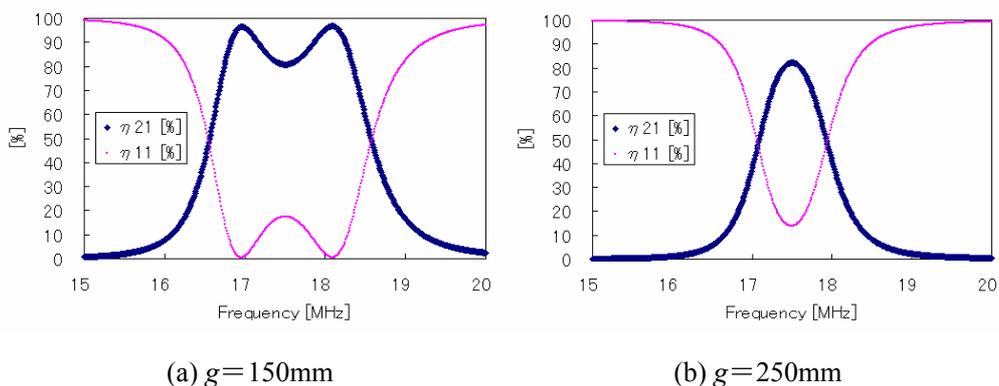


図 4.3 オープンタイプの電力伝送，半径 150mm，巻数 5 ターン，ピッチ 5mm

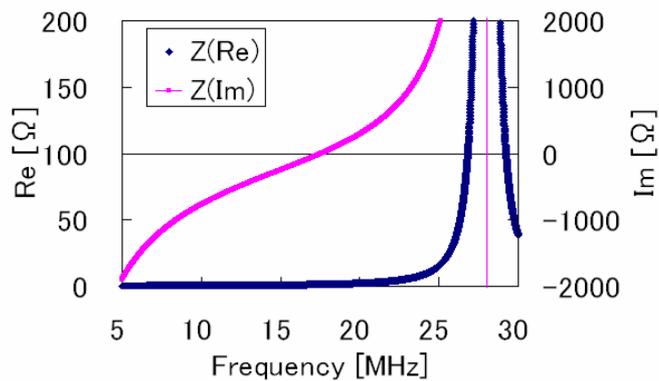


図 4.4 オープンタイプの1素子における入力インピーダンス

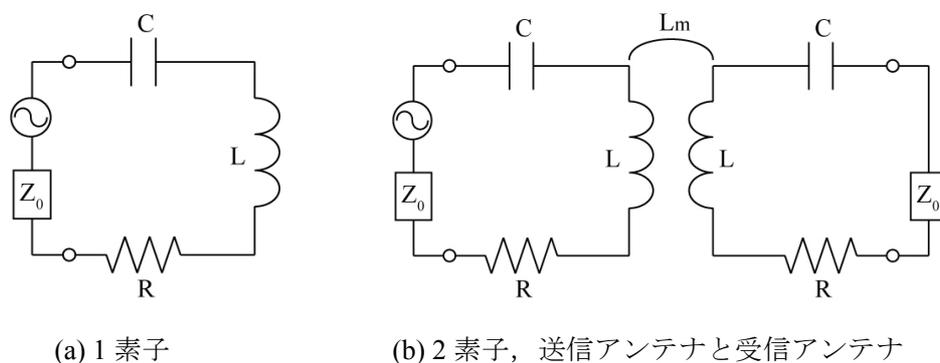
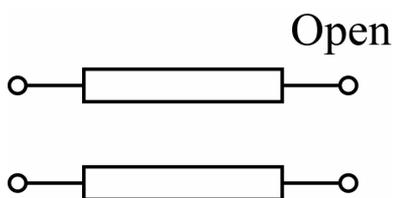
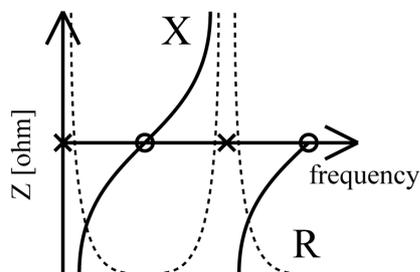


図 4.5 磁界共振結合の等価回路



(a) 終端オープンでの伝送線路の概形図

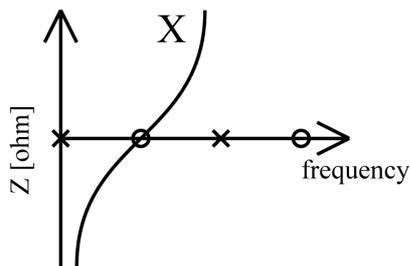


(b) 入力インピーダンス（実部と虚部）

図 4.6 分布定数回路によるオープン型線路のレジスタンスとリアクタンスの概形



(a) LC 直列共振



(b) 入力インピーダンス（虚部）

図 4.7 集中定数回路によるオープンアンテナの等価回路（直列共振）と入力インピーダンスの概形

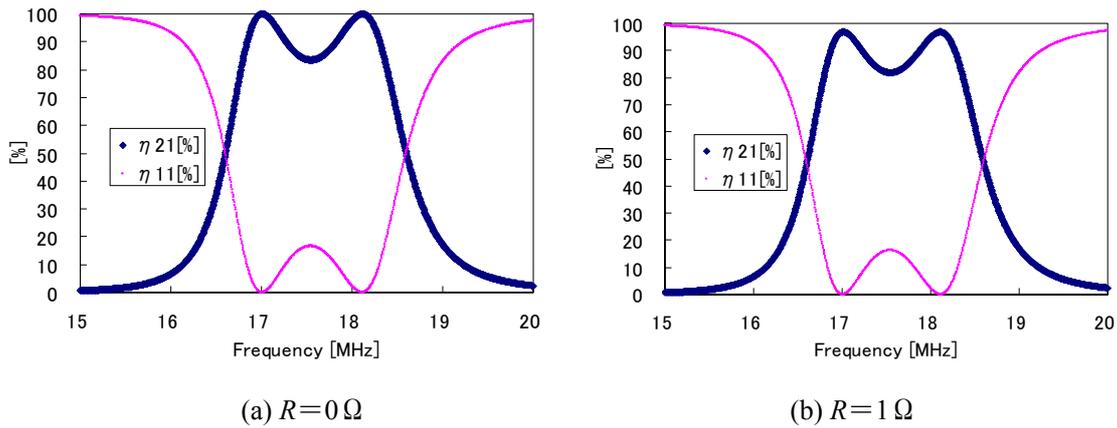


図 4.8 オープン型ヘリカルアンテナの等価回路による電力伝送効率

#### 4.2.2 ショート型ヘリカルアンテナ

本章ではショートタイプのヘリカルアンテナの特性を検証する。ヘリカルアンテナをショートで動作させるために、コイル端から給電する。半径 150mm，巻数 5 巻，ピッチ 5mm である。図 4.9 にショートタイプのヘリカルアンテナの図を示す。しかしながら，この様に給電した場合，オープンタイプで共振点であった周波数に反共振点が現れる。図 4.10 に電力伝送効率を示す。この反共振における電力伝送効率は低く電力伝送には適さない。図 4.11 にアンテナ単独の入力インピーダンスを示す。リアクタンスが $\pm\infty\Omega$ となり，反共振時となる。反共振の時にはレジスタンスも大きくなり，効率が悪化する。図 4.12 にショートの場合の分布定数回路を示す。伝送線路の場合，式(4.8)のように，周波数軸で見ると，リアクタンスは， $0[\Omega]$ から始まり， $\lambda/4$ の時に反共振になる。オープン型同様に伝送線路を利用し分布定数回路としての近似は難しい，一方，集中定数回路として考えると，ショート型のコイルは並列共振の等価回路となる。図 4.13 に並列共振の集中定数回路とインピーダンスの関係を示す。アンテナ自体の自己インダクタンス $L_0$ ，キャパシタンス $C_0$ とすると，入力インピーダンスの式(4.9)より，分子 0 として式(4.10)が求められ，共振周波数は 0 であり，分母 0 として式(4.11)が求められ，反共振周波数は $\omega'_0$ となる。

$$Z_{in} = -Z_0 \tan \beta L \quad (4.8)$$

$$\frac{\frac{1}{j\omega_0 C_0} \cdot j\omega_0 L_0}{\frac{1}{j\omega_0 C_0} + j\omega_0 L_0} \quad (4.9)$$

$$\omega_0 = 0 \quad (4.10)$$

$$\omega'_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (4.11)$$

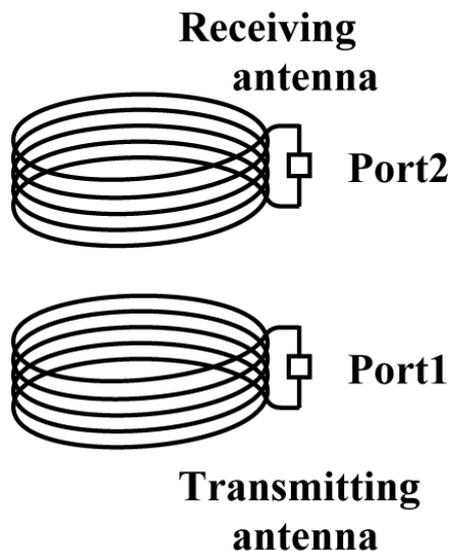


図 4.9 ショート型ヘリカルアンテナの概形図

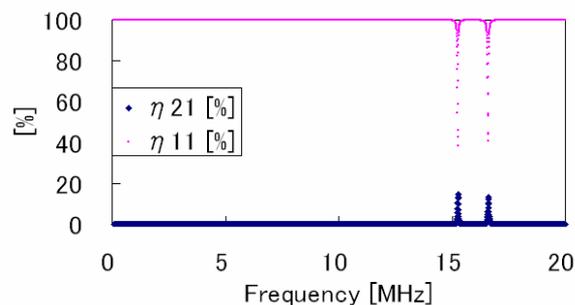


図 4.10 ショート型ヘリカルアンテナの電力伝送効率

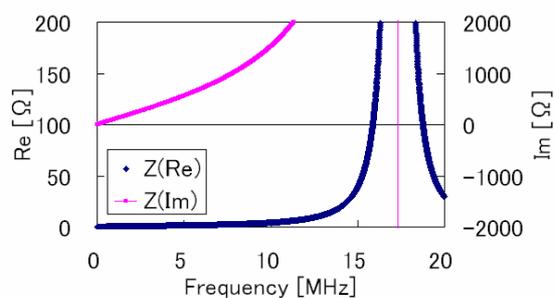
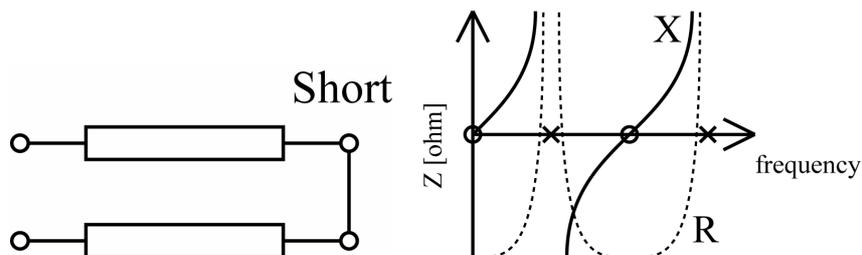


図 4.11 ショート型ヘリカルアンテナの入力インピーダンス



(a) 終端ショート of 伝送線路の概形図 (b) 入力インピーダンス (実部と虚部)

図 4.12 分布定数回路によるショート型の入力インピーダンス (実部と虚部) の概形

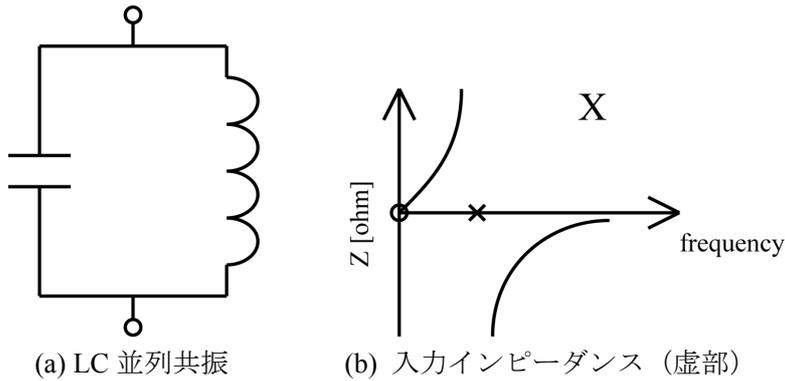


図 4.13 集中定数回路によるショートアンテナの等価回路 (並列共振) と入力インピーダンスの概形

### オープン型アンテナの共振周波数とショート型アンテナの反共振周波数

分布定数回路より、オープン型の線路における共振周波数  $\omega_0$  はショート型の線路における反共振周波数  $\omega'_0$  と等しい。特性インピーダンスが  $50\Omega$  線路における負荷端がオープン・ショートの場合、かつ、線路長を半径 150mm、巻数 5 巻のヘリカルアンテナの全長 4.71m の半分とした場合の伝送線路における入力インピーダンスで確認する。図 4.14 にオープンとショートの際のリアクタンスを示す。負荷端がオープンの際に共振周波数となる周波数において、負荷端ショートの際の反共振周波数と一致している。(付録 E 参照)

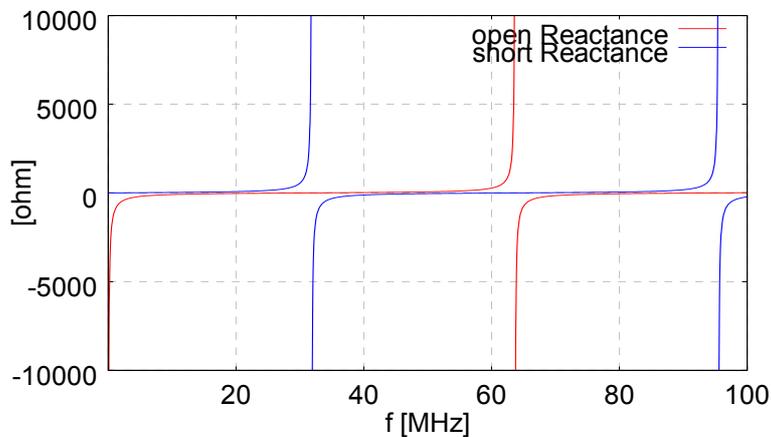
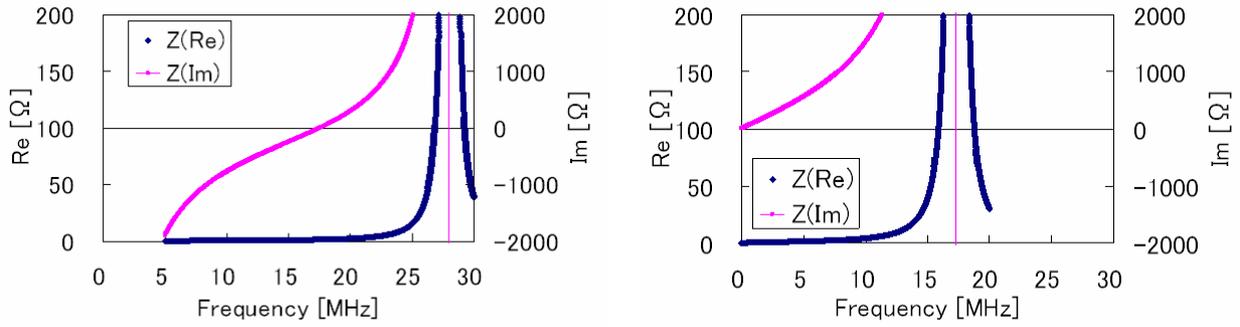


図 4.14 伝送線路におけるオープンとショートにおける入力インピーダンス

これは、アンテナにおいても同様である。半径 150mm、巻数 5 巻、ピッチ 5mm、銅線太さ 2mm のオープンタイプとショートタイプのヘリカルアンテナにおいて検証する。給電部分の構造が若干違うため、わずかに共振周波数と反共振周波数がずれているが、オープン型ヘリカルアンテナは 17.595MHz において共振が確認でき、一方、ショート型ヘリカルアンテナは 17.315MHz において反共振が確認できる。



(a) オープン型ヘリカルアンテナ (b) ショート型ヘリカルアンテナ

図 4.15 オープンとショートにおける共振周波数と反共振周波数

### 4.2.3 オープン型ヘリカルアンテナとコンデンサ

これまでの、アンテナ素子単独での特性について検証を行った。ここでは、外部からコンデンサによってキャパシタンスをアンテナに加えた場合の特性を検証する。コンデンサの追加は直列と並列が考えられる。本章では、オープンタイプのヘリカルアンテナにコンデンサを直列もしくは並列に挿入した場合の特性を確認する。

オープンタイプのヘリカルアンテナは直列共振で表せる。等価回路では、直列にキャパシタンスを挿入すると図 4.16 (a)となり、並列にキャパシタンスを挿入すると図 4.16 (b)となる。アンテナ自体の自己インダクタンス  $L_0$ 、キャパシタンス  $C_0$  とし、直列にコンデンサ  $C_s$  を挿入した場合、式(4.12)より、式(4.13)の  $\omega_{0s}$  が求まる。アンテナ単独時の共振周波数は式(4.14)で示す  $\omega_0$  である。共振周波数が  $\omega_0$  から  $\omega_{0s}$  になり、共振周波数が高くなる。一方、並列にコンデンサ  $C_p$  を挿入した場合、式(4.15)の分子を 0 として計算する事より式(4.16)の  $\omega_{0p}$  が求まり、共振周波数は  $\omega_0$  と同じであり変わらない。一方、分母を 0 とすると反共振周波数  $\omega'_{0p}$  が求まり、コンデンサの値が大きいと反共振周波数が下がり、コンデンサを無限大にすると共振周波数  $\omega_0$  と一致してしまう事がわかる。以上より、それぞれのレジスタンスとリアクタンスの概形は図 4.17 (a), (b)となることが予想される。つまり、直列にコンデンサを挿入するとキャパシタンスが小さい場合周波数は高くなり、並列にコンデンサを挿入すると、キャパシタンスが変化しても共振周波数は変化しないことが予想される。

$$\left( \frac{1}{j\omega_{0s}C_s} + \frac{1}{j\omega_{0s}C_0} + j\omega_{0s}L_0 \right) = 0 \quad (4.12)$$

$$\omega_{0s} = \sqrt{\frac{C_0 + C_s}{L_0 C_0 C_s}} \quad (4.13)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \sqrt{\frac{C_s}{L_0 C_0 C_s}} \quad (4.14)$$

$$\left( \frac{1}{j\omega_{0p}C_p} \cdot \left( \frac{1}{j\omega_{0p}C_0} + j\omega_{0p}L_0 \right) \right) \left( \frac{1}{j\omega_{0p}C_p} + \left( \frac{1}{j\omega_{0p}C_0} + j\omega_{0p}L_0 \right) \right) = 0 \quad (4.15)$$

$$\omega_{0p} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (4.16)$$

$$\omega'_{0p} = \sqrt{\frac{C_0 + C_p}{L_0 C_0 C_p}} = \sqrt{\frac{\frac{C_0}{C_p} + 1}{L_0 C_0}} \quad (4.17)$$

電磁界解析を行なって検証する。直列に挿入するキャパシタンス  $C_s$  を 10pF–1000pF まで変えた時の結果を図 4.18 に示す。並列に挿入するキャパシタンス  $C_p$  を 10pF–1000pF まで変えた時の結果を図 4.19 に示す。図 4.18 より、直列にコンデンサを挿入した場合、キャパシタンスが小さいほうが共振周波数は上がり、キャパシタンスが大きいと共振周波数はコンデンサがない場合に近づいている。共振周波数が上がりすぎると、共振周波数が反共振に近づき、共振周波数においてレジスタンスが 0 でなく、 $4.4\Omega$  となり大きくなる事がわかる。そのため、電力伝送効率自体も悪化している。小さな値のコンデンサを使わない限り効率はコンデンサを挿入しない時に比べほぼ変わらず高効率の電力伝送が可能である。それ故、周波数の微調整にはコンデンサの直列挿入は有効であり、周波数を高くすることができる。

図 4.19 より、並列にコンデンサを挿入した場合、キャパシタンスが大きくなると反共振周波数が下がってきて共振周波数に接近する。そのため、共振周波数におけるレジスタンスの値が大きくなり電力伝送効率は非常に悪化する。そのため、電力伝送には適さない。

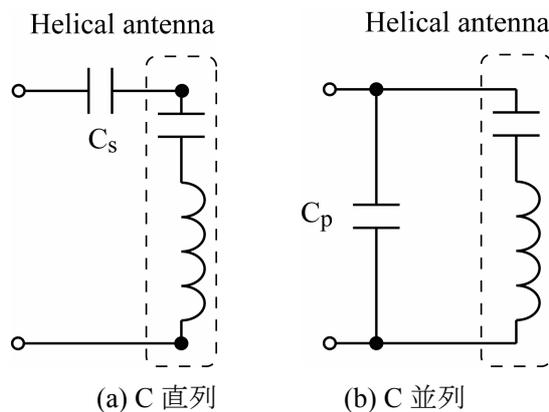


図 4.16 直列共振(オープン)

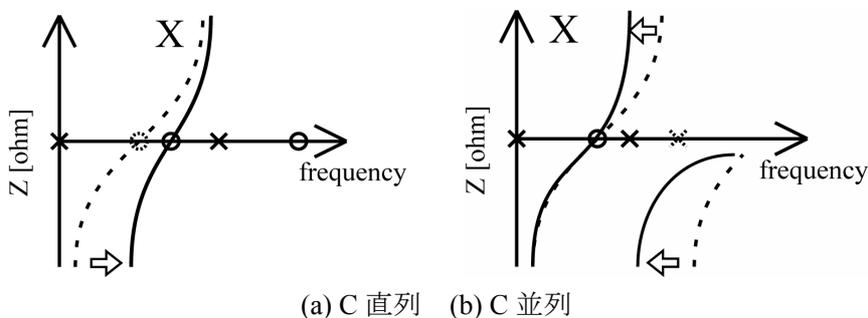


図 4.17 直列共振(オープン)のレジスタンスとリアクタンスの概形

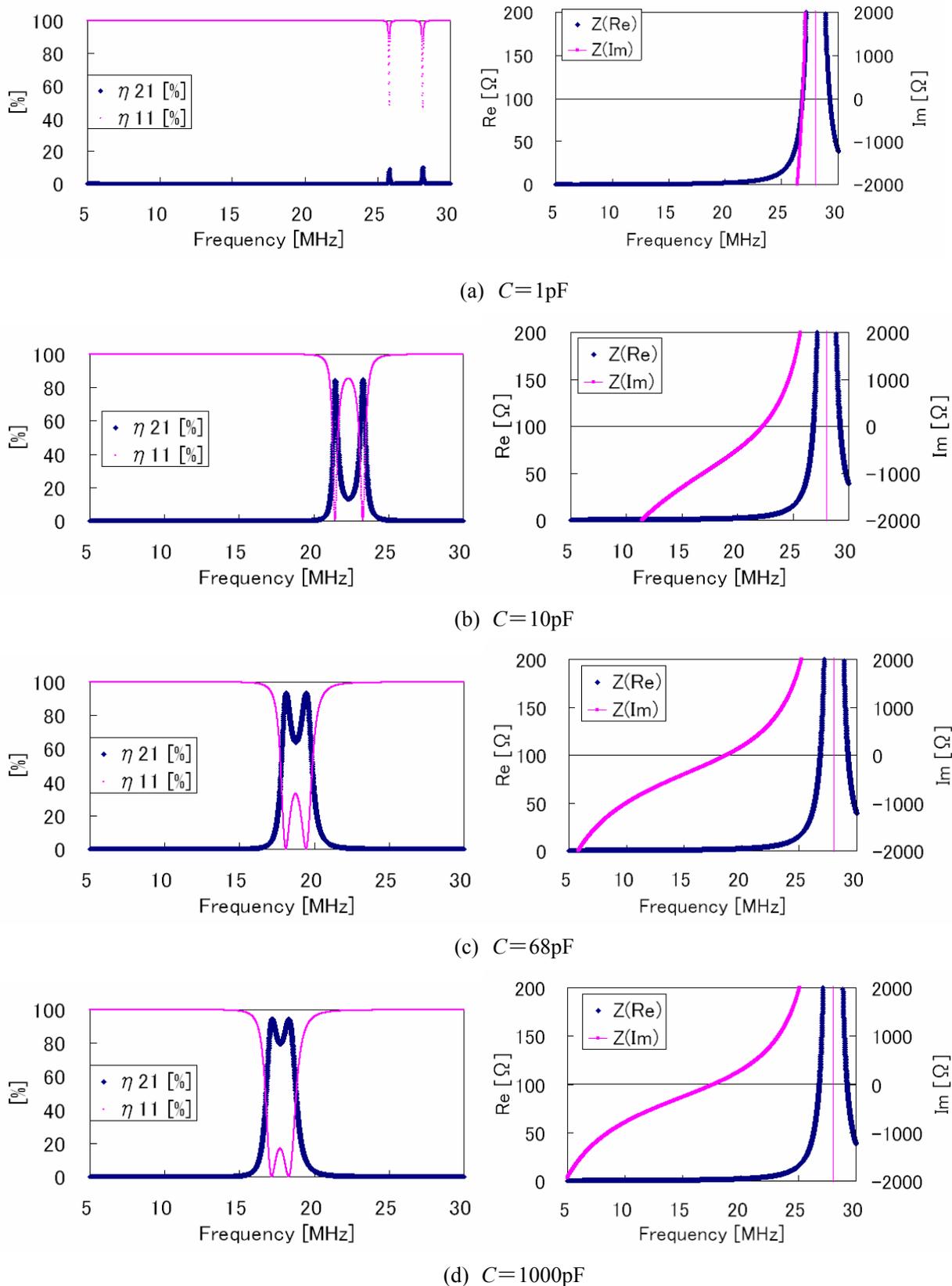
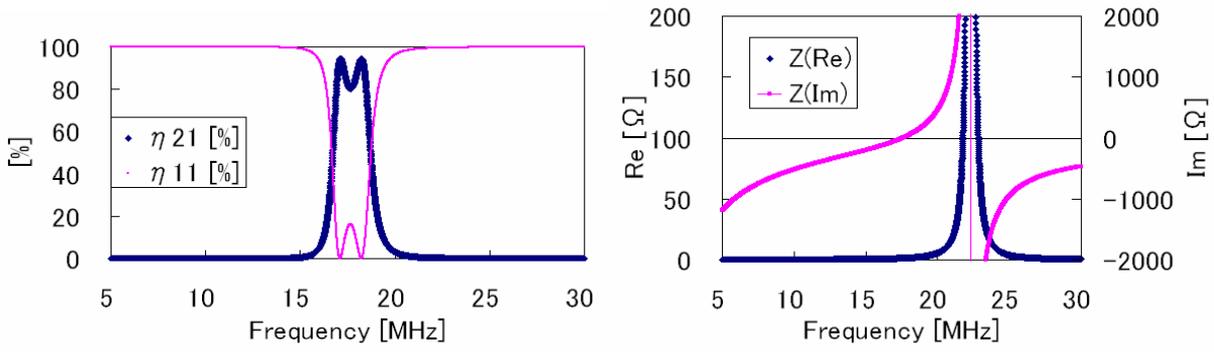
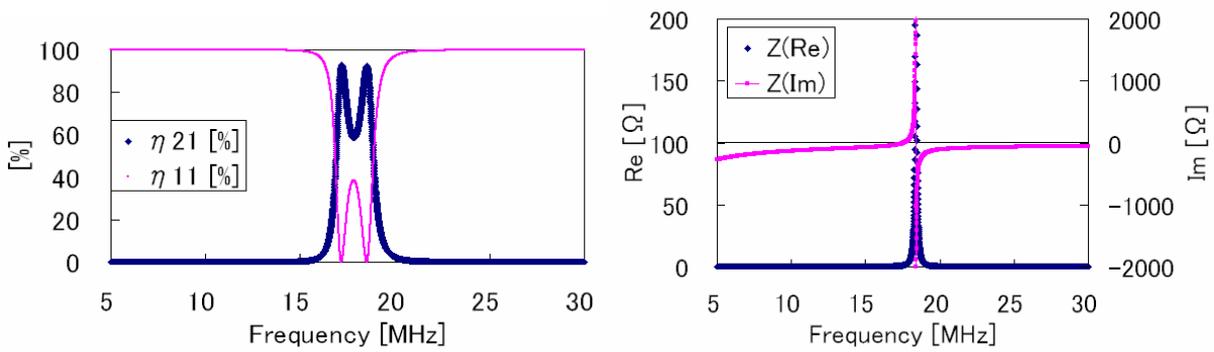


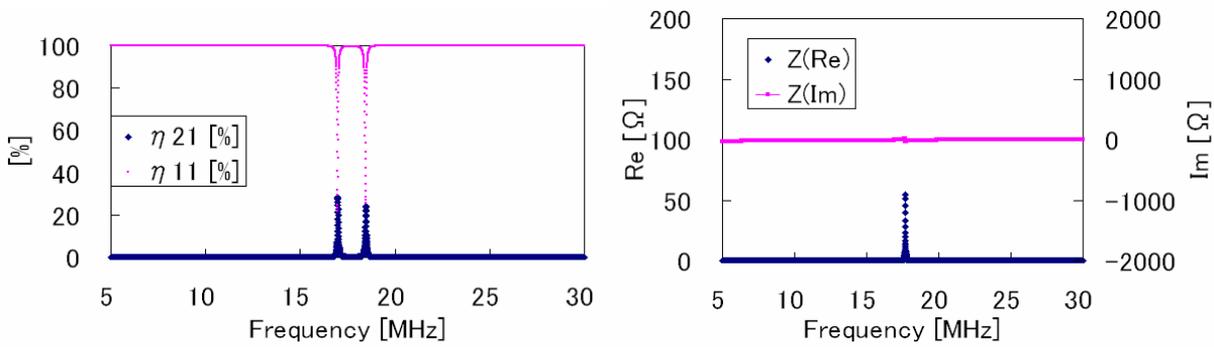
図 4.18 オープンへ 直列にコンデンサを挿入した場合の解析結果



(a)  $C=10\text{pF}$



(b)  $C=100\text{pF}$



(c)  $C=1000\text{pF}$

図 4.19 オープンへ 並列にコンデンサを挿入した場合の解析結果

#### 4.2.4 ショート型ヘリカルアンテナとコンデンサ

本小節では、ショートタイプのヘリカルアンテナにコンデンサを挿入した時の特性を確認する。ショートタイプのヘリカルアンテナは並列共振で表せる。等価回路では、直列にコンデンサを挿入すると図 4.20 (a)となり並列にコンデンサを挿入すると図 4.20 (b)になる。

アンテナ自体の自己インダクタンス  $L_0$ 、キャパシタンス  $C_0$  とし、直列にコンデンサ  $C_s$  を挿入した場合、式(4.25)より、分子を 0 とすると、式(4.19)の共振周波数  $\omega_{0s}$  が求まり、オープンタイプの共振周波数は  $\omega_0$  より低くなる。一方、分母を 0 とすると反共振周波数  $\omega'_{0s} = \omega'_0$  が式(4.20)の様に求まり、式(4.11)で示した反共振周波数は変わらない。

一方、並列にコンデンサ  $C_p$  を挿入した場合、分子を 0 とすると、共振周波数 0 が式(4.22)の様に求まる。一方、分母を 0 とすると、反共振周波数  $\omega'_{0p}$  が式(4.23)の様に求まり、コンデンサの値が大きいと式(4.11)で示した反共振周波数  $\omega'_0$  が下がる。

以上より、それぞれのレジスタンスとリアクタンスの概形は図 4.17 (a), (b)となることが予想される。つまり、直列にコンデンサを挿入すると共振点が表れ、 $\omega_0$  以下の周波数で電力伝送が可能となり、並列にコンデンサを挿入すると、反共振周波数  $\omega'_0$  が下がる。

以上より、それぞれのレジスタンスとリアクタンスの概形は図 4.21 になる事が予想される。直列にコンデンサを挿入すると LC の直列共振となり、キャパシタンスが小さい場合に周波数は高くなることが予想される。一方、並列に挿入するとアンテナ自体のキャパシタンスとの加算になるので共振周波数は小さくなることが予想される。

$$\frac{1}{j\omega_{0s}C_s} + \frac{\frac{1}{j\omega_{0s}C_0} \cdot j\omega_{0s}L_0}{\frac{1}{j\omega_{0s}C_0} + j\omega_{0s}L_0} = \frac{1 - \omega_{0s}^2 L_0 (C_0 + C_s)}{j\omega_{0s}C_s (1 - \omega_{0s}^2 C_0 L_0)} \quad (4.18)$$

$$\omega_{0s} = \frac{1}{\sqrt{L_0(C_0 + C_s)}} \quad (4.19)$$

$$\omega'_{0s} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (4.20)$$

$$\frac{\frac{1}{j\omega_{0p}C_p} \cdot \frac{1}{j\omega_{0p}C_0} \cdot j\omega_{0p}L_0}{\frac{1}{j\omega_{0p}C_0} \cdot j\omega_{0p}L_0 + \frac{1}{j\omega_{0p}C_p} \cdot j\omega_{0p}L_0 + \frac{1}{j\omega_{0p}C_p} \cdot \frac{1}{j\omega_{0p}C_0}} \quad (4.21)$$

$$\omega_{0p} = 0 \quad (4.22)$$

$$\omega'_{0p} = \frac{1}{\sqrt{L_0(C_0 + C_p)}} \quad (4.23)$$

電磁界解析を行なって検証する。直列に挿入するキャパシタンス  $C_s$  を 10pF-1000pF まで変えた時の結果を図 4.22 に示す。並列に挿入するキャパシタンス  $C_p$  を 10pF-1000pF まで変えた時の結果を図 4.23 に示す。

図 4.22 より、直列にコンデンサを挿入した場合、キャパシタンスが小さい場合共振周波数が上がり、

キャパシタンスが大きい場合、共振周波数が小さくなりコンデンサがない場合に近づいている。適切な値を選べば高効率の電力伝送が可能である事が分かる。一方、共振周波数が上がりすぎると、共振周波数が反共振に近づき共振周波数においてインピーダンスの実部が  $0$  でなく、 $4.5\Omega$  となり大きくなり電力伝送効率も悪化する。ショート単独と比べると、直列にコンデンサを入れる事で共振点が生じる。一方、反共振周波数は変わらずに、共振周波数のみ変化する。共振周波数は反共振周波数から離れるほどインピーダンスの実部が  $0$  に近づく。コンデンサを挿入する事により共振周波数を反共振周波数より低い値の範囲で設定する事が出来る。但し、あまりにも共振周波数が低いと効率は悪化する。

オープンタイプの共振周波数がショートタイプの反共振周波数と一致する。これはアンテナが分布定数的に決まっているからであり、先端がオープンとショートでは、共振と反共振が入れ替わるためである。ショートタイプに直列にコンデンサを加えるとその反共振周波数より低い周波数において共振し電力伝送が行なえるので、必然的にオープンタイプより低い周波数で電力伝送が可能となる。

図 4.23 より、並列にコンデンサを挿入した場合、キャパシタンスが大きくなるに従い反共振周波数が小さくなる事が分かる。等価回路においては、反共振周波数において、インピーダンスの実数部が非常に高くなり、インピーダンスマッチングが困難なため、電力伝送が難しかったが、ショートタイプにおいては、反共振周波数での電力伝送も可能である図 4.23(d)。これは、数十 kHz などの非常に低い周波数での電力伝送に有効な手段である。

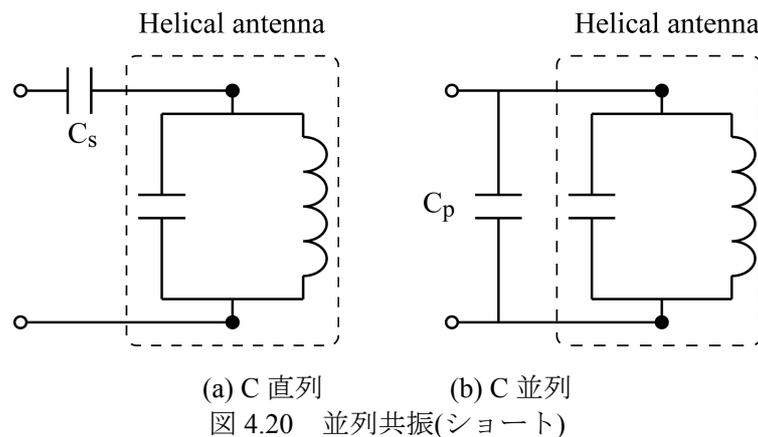


図 4.20 並列共振(ショート)

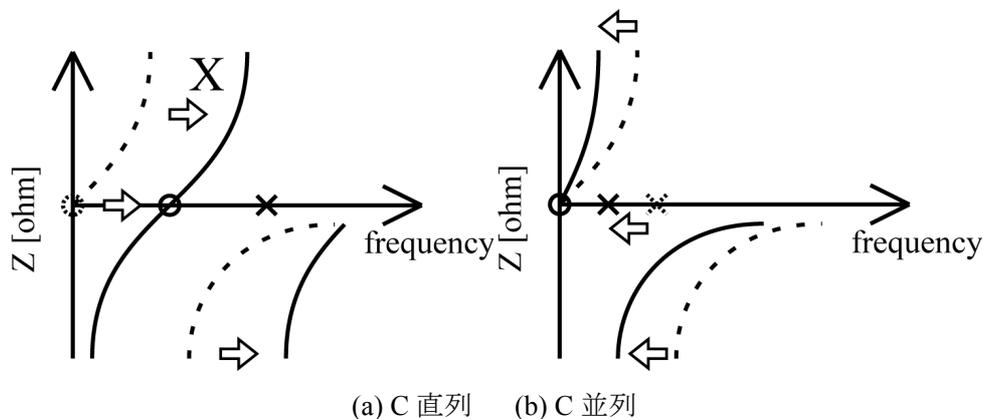


図 4.21 並列共振(ショート)のダイアグラム

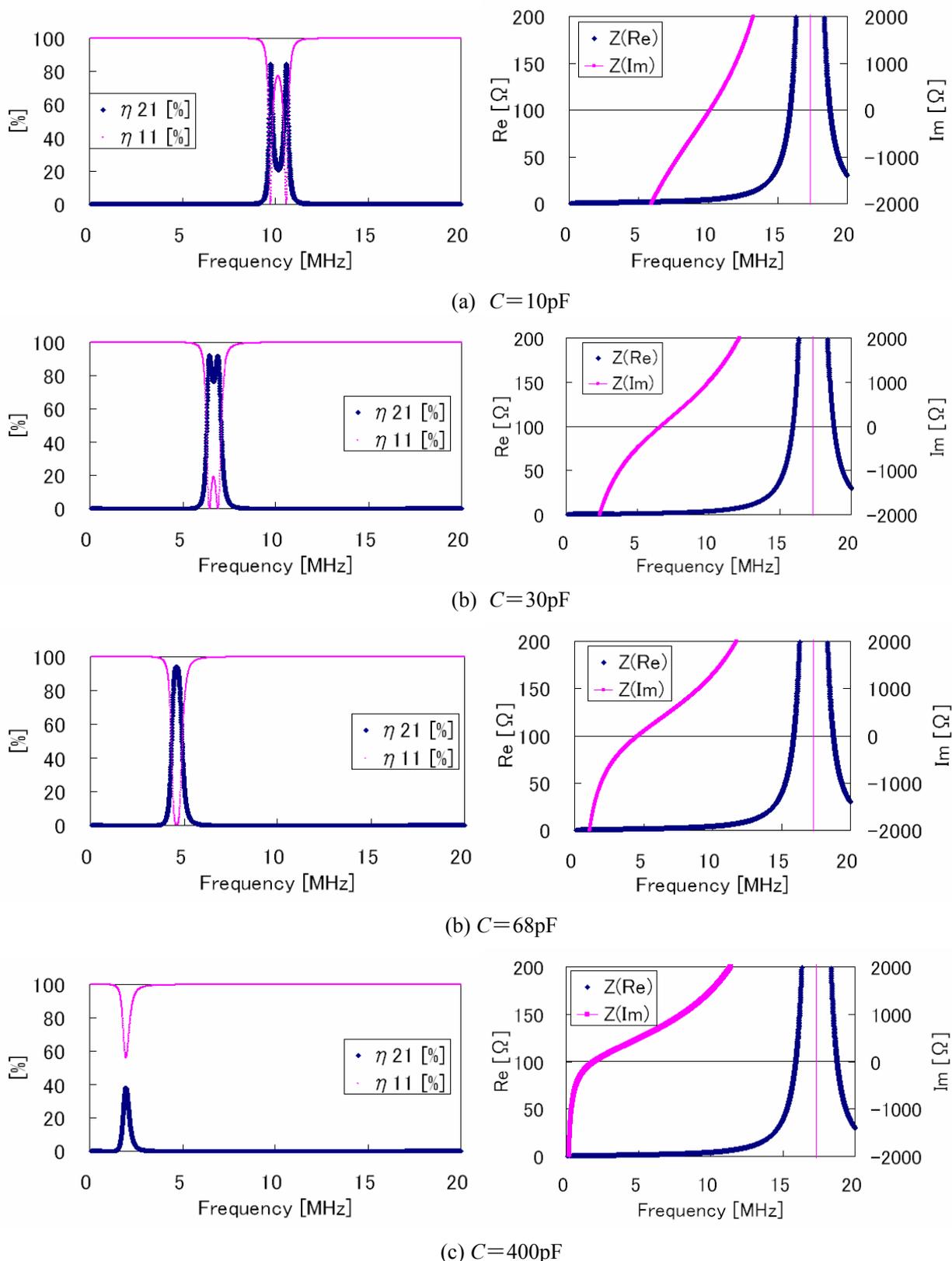
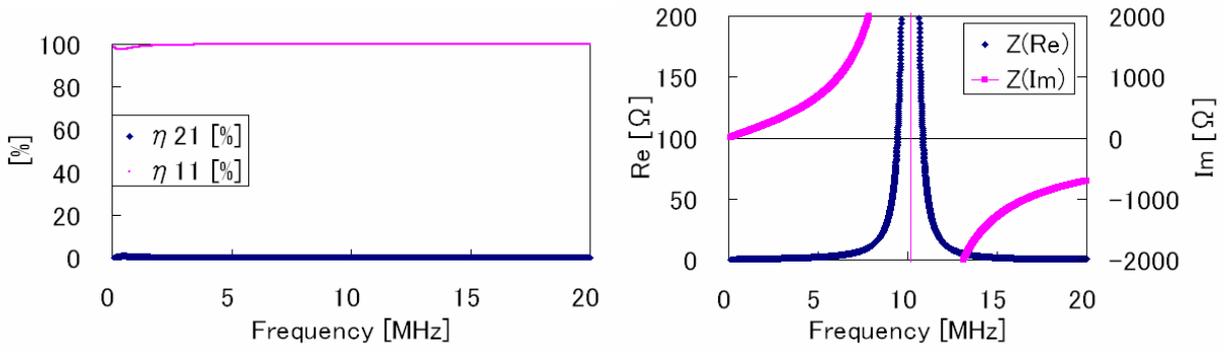
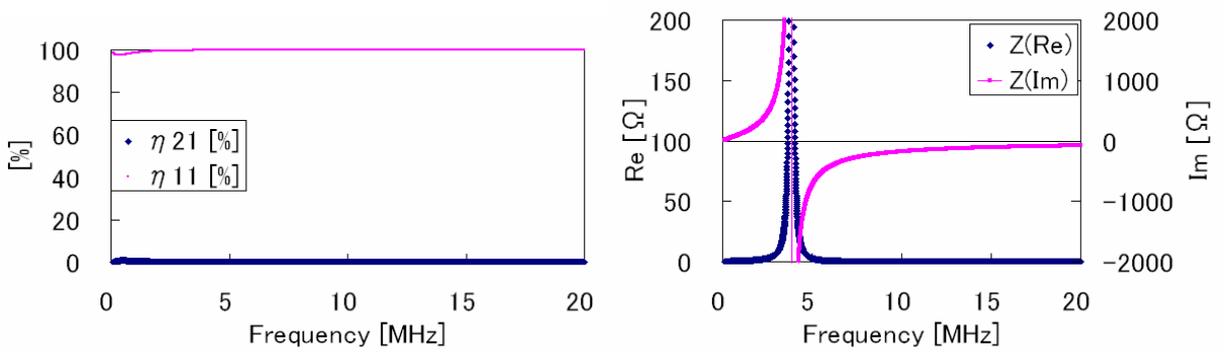


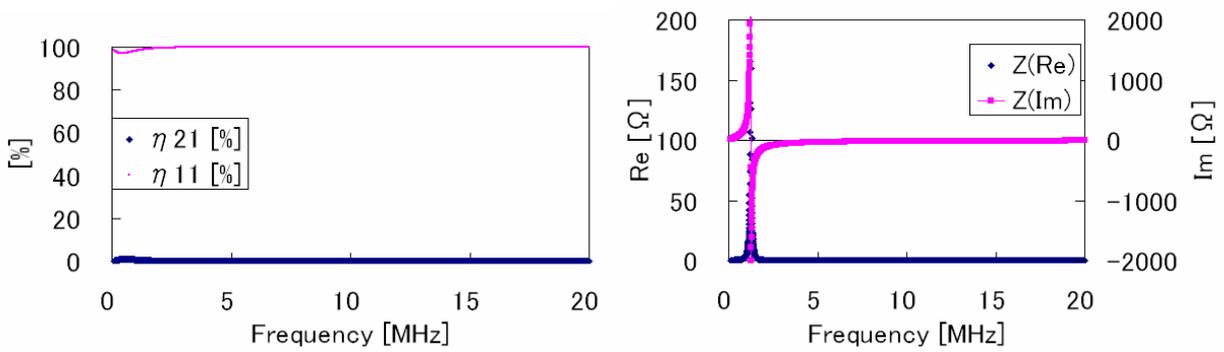
図 4.22 ショートへ直列にコンデンサを挿入した場合の解析結果



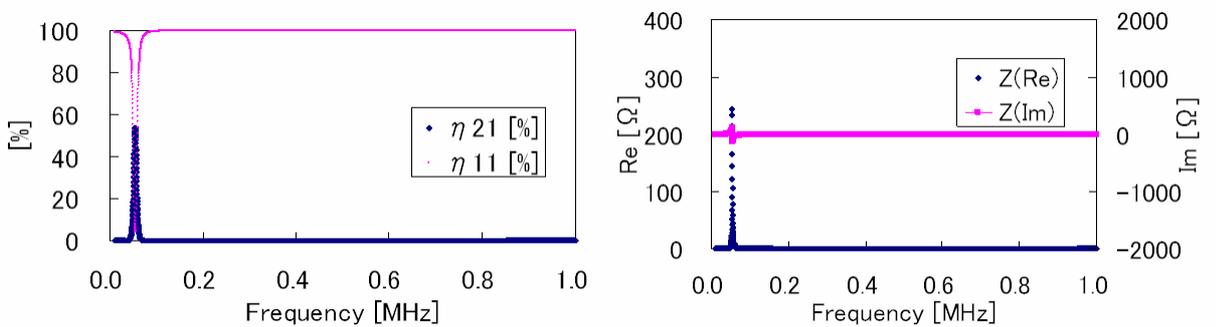
(a)  $C=10\text{pF}$



(b)  $C=100\text{pF}$



(c)  $C=1000\text{pF}$



(d)  $C=500\ \mu\text{F}$

図 4.23 ショートへ並列にコンデンサを挿入した場合の解析結果

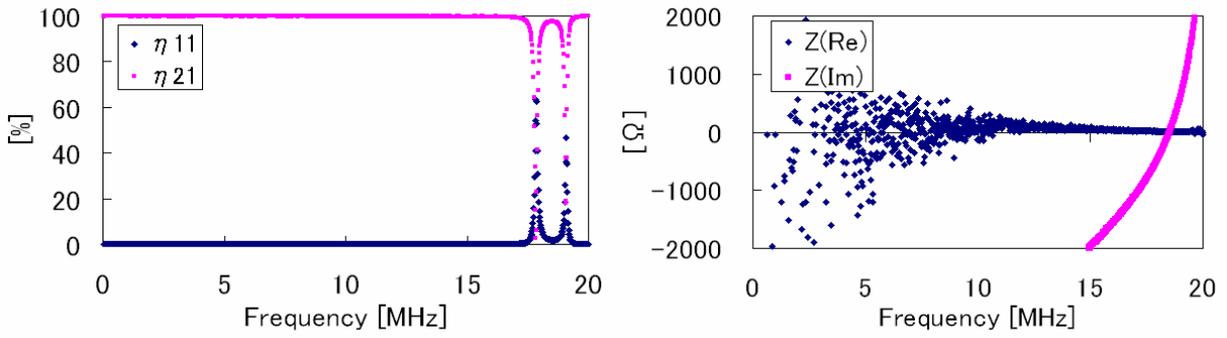
#### 4.2.5 オープン型・ショート型ヘリカルアンテナとコンデンサの実証実験

直列共振を自己共振もしくは直列コンデンサで起こすオープンタイプのヘリカルアンテナか、外部にコンデンサを直列に接続して直列共振を起こすショートタイプのヘリカルアンテナが電力伝送に適している事が解析によって分かった。これらを実験によって実証する。

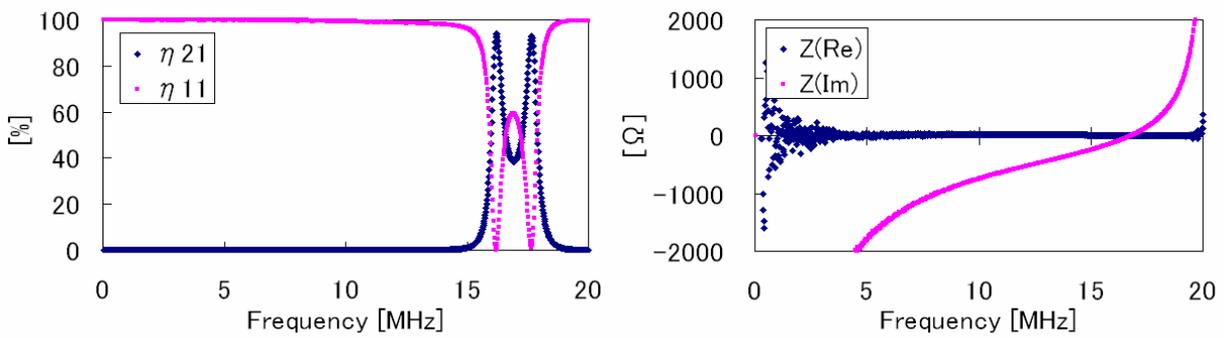
オープンタイプのヘリカルアンテナに直列にコンデンサを挿入する実験とショートタイプのヘリカルアンテナに直列にコンデンサを挿入する実験を行う。図4.24にオープンタイプのヘリカルアンテナにコンデンサを直列に接続した時の結果を示す。図4.25にショートタイプのヘリカルアンテナにコンデンサを直列に接続した時の結果を示す。解析結果との完全一致とはいかないが、全体の傾向は一致している。

図4.24においては、コンデンサの値が小さい場合は共振周波数が高く、コンデンサの値が大きい場合は共振周波数はコンデンサがない場合に近くなる。コンデンサの値が大きくなるにつれ、共振周波数も反共振周波数から離れており、高効率の電力伝送が可能である。そして、コンデンサを使う場合はアンテナ素子単独のときに比べて共振周波数は必ず高くなる事が実験的に確認できる。

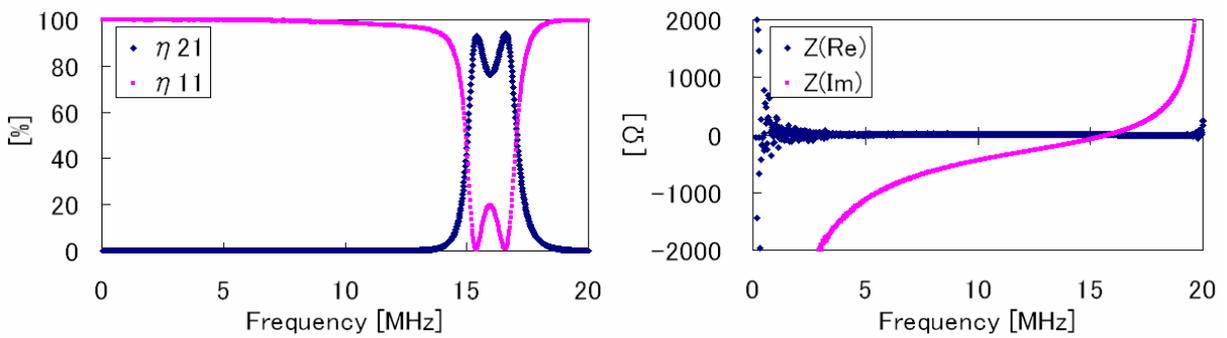
図4.25においては、コンデンサを加える事により、直列共振となり、共振点が発生し、コンデンサの値を調整する事で高効率の電力伝送が可能である事がわかる。つまり、コンデンサの値を調整すればオープンタイプのヘリカルアンテナのときに比べ低い周波数で高効率の電力伝送が可能である事が実験によって確認された。



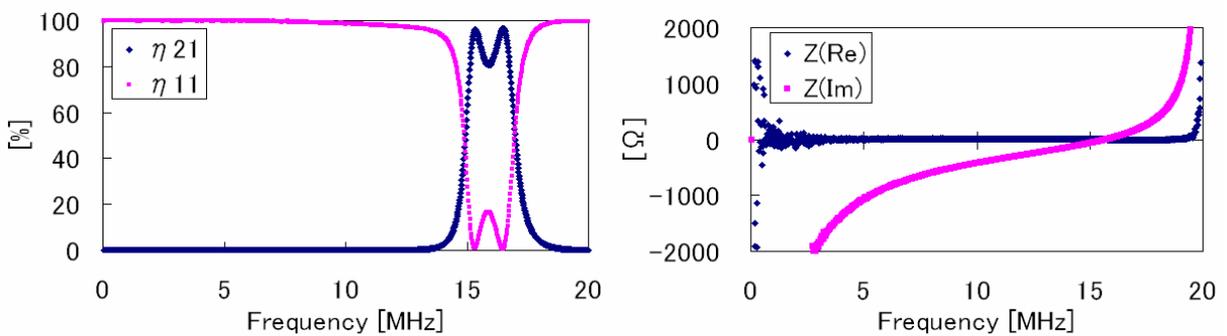
(a)  $C=10\text{pF}$



(b)  $C=68\text{pF}$

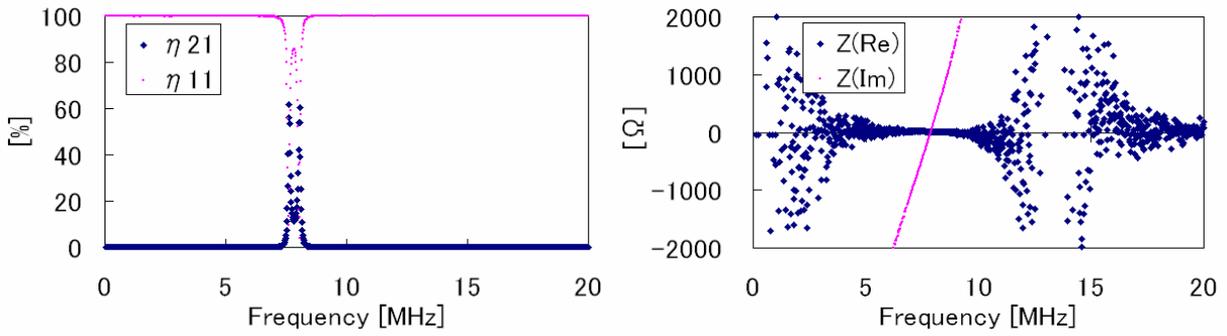


(c)  $C=1000\text{pF}$

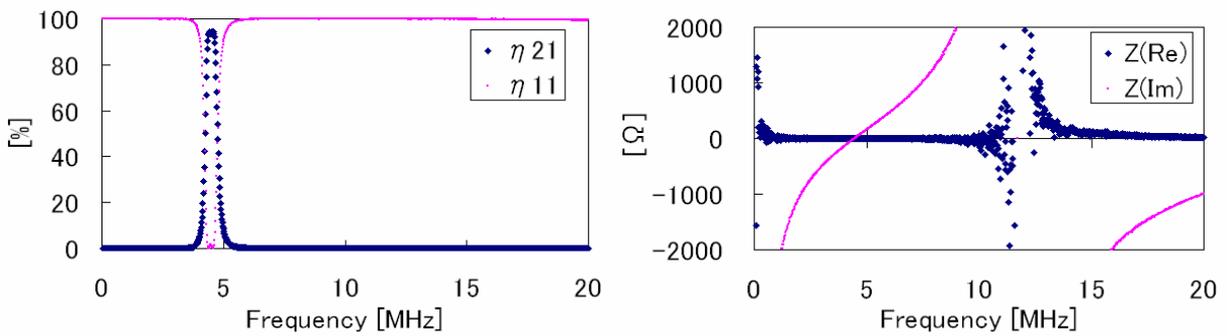


(d) アンテナ素子単独, コンデンサなし

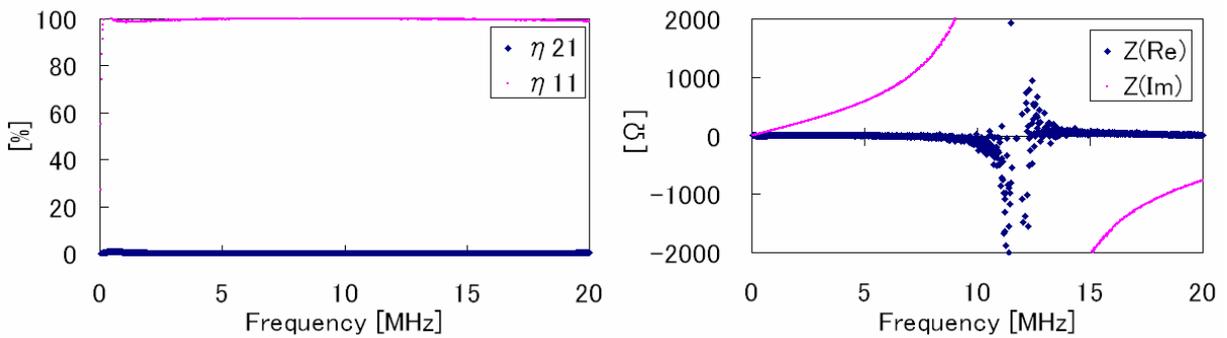
図 4.24 オープンへ 直列にコンデンサを挿入した場合の実験結果



(a)  $C=10\text{pF}$



(b)  $C=68\text{pF}$



(c)  $C=1000\text{pF}$

図 4.25 ショートへ直列にコンデンサを挿入した場合の実験結果

#### 4.2.6 オープン型・ショート型ヘリカルアンテナのまとめ

ヘリカルアンテナ自身の構造によって決まるインダクタンスとキャパシタンスの値には限界があるので、周波数を自在に設計する技術が必要とされていた。また、オープン・ショートタイプのアンテナの特性自体も明らかにする必要があり、それらを同時に検証するために、ヘリカルアンテナに、コンデンサを直列や並列に挿入する方法を示しその特性を調べた。

まず、直列共振において高効率の電力伝送が可能となる事を示し、直列共振させるために、オープンタイプのヘリカルアンテナそのもの、もしくはオープンタイプのヘリカルアンテナにコンデンサを直列に接続する方法を検証し、その有効性を確認した。また、ショートタイプのヘリカルアンテナに直列に接続する方法の有効性も確認した。実験においてオープンタイプとショートタイプにコンデンサを直列に接続した際の高効率電力伝送を示した。オープンタイプに直列にコンデンサを接続すると共振周波数上がる。一方、ショートタイプに直列にコンデンサを接続すると共振点が現れ、かつオープンのヘリカルアンテナに比べ低い周波数で高効率の電力伝送が可能である。高効率の電力伝送には、入力インピーダンスの実数成分を低くする必要がある。そのため、共振周波数を反共振周波数から離すことが有効である事を示した。更に、ショートタイプかつ並列コンデンサの反共振周波数において、入力インピーダンスが高い状態においても、インピーダンスマッチングがとれていれば、非常に低い周波数での電力伝送が可能である事を示した。

今回はコンデンサのみでの検証を行なったが、コイルを同様に挿入した場合、コンデンサと対称的な動作を起こすことが考えられる。例えば、オープンタイプのアンテナにコイルを直列に入れると共振周波数が下がり、ショートタイプのアンテナにコイルを並列に入れると共振周波数上がる様に動作すると思われる。いずれにせよ、コンデンサやコイルによる調整により、共振周波数を自在に操ることが出来ることが示せた。

## 4.3 最大効率とエアギャップの理論限界

本節では、電磁界共振結合における効率とエアギャップの理論限界について検証する。前章の等価回路化をうけて、理論限界としての最大効率とエアギャップの条件式を導出することが可能である。そこで、本小節では、“4.3.1 磁界共振結合の特徴の確認”において、本節での検討に使用する1ループアンテナでの磁界共振結合の特徴確認を電磁界解析を用いて行なう。次に、“4.3.2 ノイマンの公式による相互インダクタンスとエアギャップ”においては、相互インダクタンスを理論式で求める。次に、その相互インダクタンスを使用し、“4.3.3 最大効率とエアギャップの理論限界の関係式”において、全ての式を理論式から求め、最大効率とエアギャップの理論限界式について導出を行なう。“4.3.4 複数ループによる最大効率とエアギャップの理論限界の再検証”においては、巻数の極端に少ない1ループアンテナでの式の導出が特殊な事例ではなく、複数ループアンテナでも同様に理論限界式が適応できることを、電磁界解析を用いて再検証を行なう。最後に、“4.3.5 最大効率とエアギャップの理論限界のまとめ”でまとめを述べる。

### 4.3.1 磁界共振結合の特徴の確認

磁界共振結合の最大効率とエアギャップの理論限界を求めるにあたって、式の導出がし易いように1巻のアンテナでの検証を行なう。そこで、1巻のアンテナでも複数の巻数のアンテナと同様に磁界共振結合として動作する事を本小節では確認する。

本節で検証するアンテナの電磁界モデルを図4.26に示す。アンテナ2素子で構成され、送信アンテナと受信アンテナは同一のものとする。図4.27にアンテナパラメータを示す。本稿におけるアンテナは1巻のショートタイプのアンテナとし、コンデンサを直列に接続し、他例共振で動作する。半径 $r=150\text{ mm}$ とする。エアギャップを $g$ とする。エアギャップを変えたときの周波数と効率の関係を電磁界解析によって検証する。

図4.28にギャップを49mm, 80mm, 170mm, 357mmまで変化させた時の効率と周波数の関係を示す。このときの特性インピーダンスは $5\Omega$ である。エアギャップが小さい $g=49\text{mm}, 80\text{mm}$ の時には、2つの共振周波数 $f_m, f_e$  ( $f_m < f_e$ )において高効率の電力伝送ができる。電力伝送されなかった大部分のエネルギーは反射されPort1に戻る。電力伝送と反射以外のエネルギーは、大部分が内部抵抗として消費され、わずかに放射が起こるが無視できる小ささである。エアギャップが $g=49\text{mm}$ から大きくなり $g=80\text{mm}$ になると2つの共振周波数が近づく。エアギャップが大きくなり $g=170\text{mm}$ になると2つの共振周波数は1つになるが効率は2つの共振周波数が現れたときと同じである。更にエアギャップが大きくなると1つの共振周波数における効率は悪化する( $g=357\text{mm}$ )。以上の結果について、共振周波数における効率とギャップの関係について詳細にプロットした図を図4.29に示す。この図からも、エアギャップが大きくなっても効率が一定で、共振周波数が1つになる $g=170\text{mm}$ から効率が悪化する事がわかる。この共振周波数が2つから1つになった、効率が変化するポイントに注目して議論する。

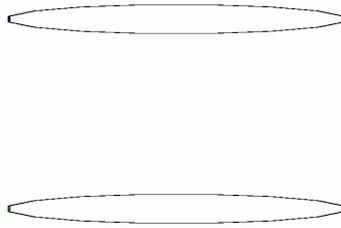


図 4.26 ヘリカルアンテナ電磁界モデル,  $g=170$  mm

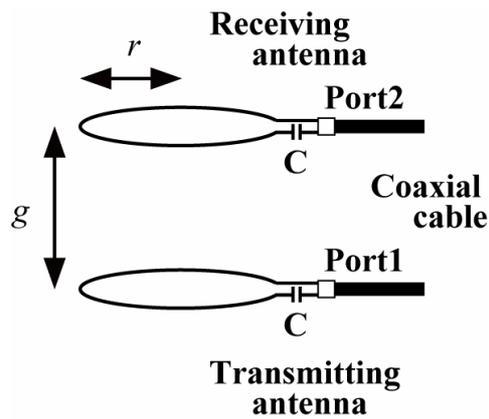


図 4.27 ヘリカルアンテナのパラメーター

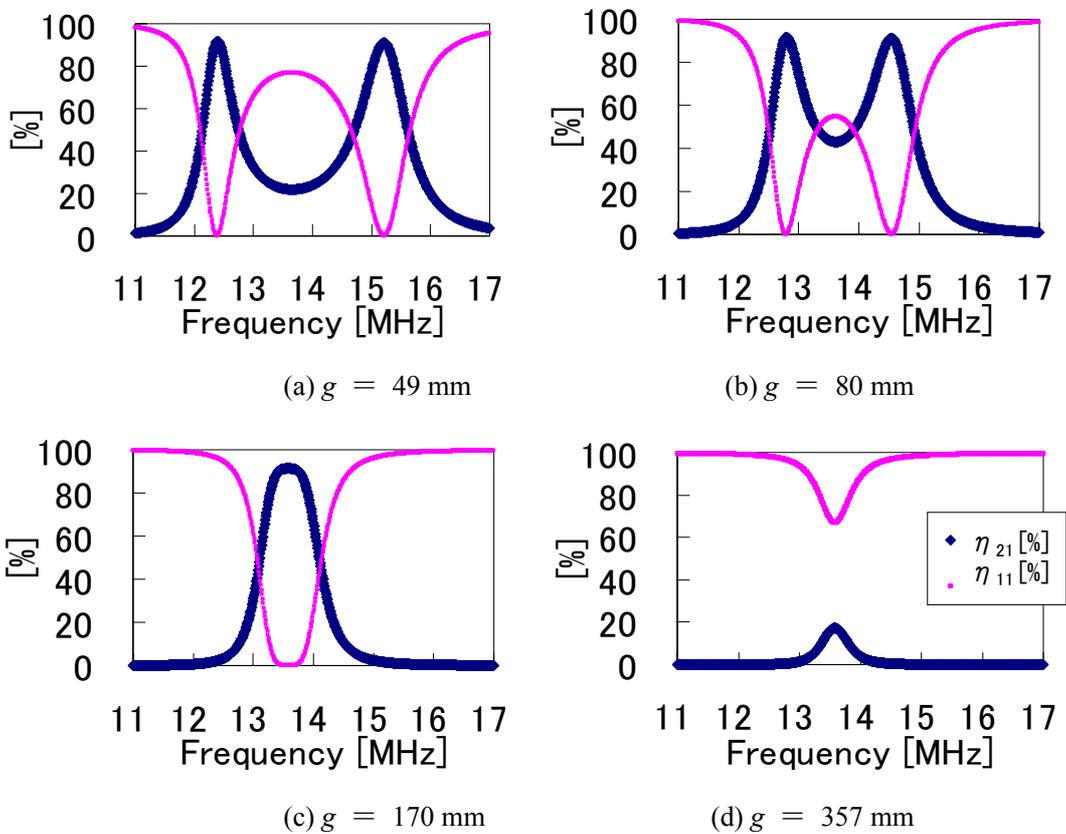


図 4.28 各エアギャップにおける効率と周波数の関係

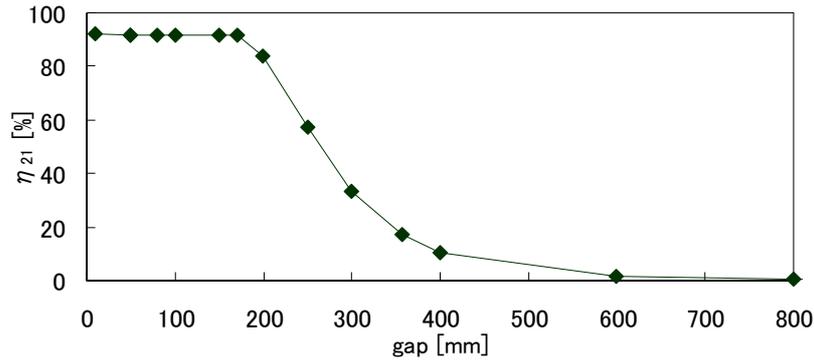


図 4.29 共振周波数における効率とエアギャップ

### 4.3.2 ノイマンの公式による相互インダクタンスとエアギャップ

前小節においては、電磁界解析にて電磁界共振結合の現象を確認した。本小節においては、ノイマンの公式を使用し、一から理論的に検証を行う。

ノイマンの公式より 1 巻のコイル間の相互インダクタンスは式(4.24)となる。相互インダクタンス  $L_m$  は、半径が大きく巻数が多いほど強くなるが、ノイマンの公式と相互インダクタンスの関係を確認するため、本小節においては、巻数は 1 巻、半径は 150mm で固定する。

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{r^2 \cos(\theta_1 - \theta_2)}{\sqrt{2r^2 + g^2 - 2r^2 \cos(\theta_1 - \theta_2)}} d\theta_1 d\theta_2 \quad (4.24)$$

一方、式(4.25)より、損失が無く特性インピーダンスを 0 と仮定した状態での 2 つの共振周波数より  $k$  が求まる (図 4.30)。次に、式(4.26)より、相互インダクタンスは自己インダクタンスと結合係数の関係から求まる。

$$k = \frac{\omega_e^2 - \omega_m^2}{\omega_e^2 + \omega_m^2} \quad (4.25)$$

$$k = \frac{L_m}{L} \Leftrightarrow L_m = kL \quad (4.26)$$

以上、ノイマンの公式より求めた理論計算と電磁界解析結果の結果を図 4.31 に示す。ノイマンの公式から導いた結果と電磁界解析は一致している。また、相互インダクタンスは距離に対して反比例で減少していく。

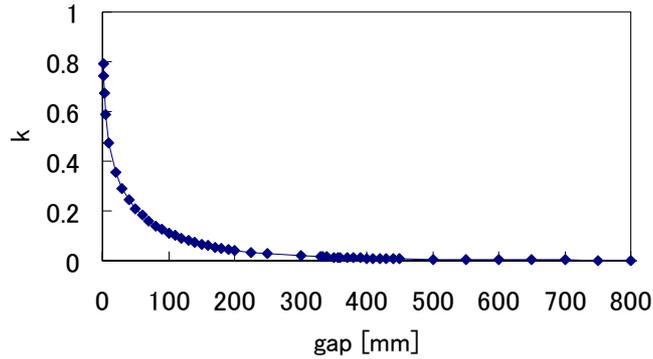


図 4.30 結合係数  $k$  とエアギャップ

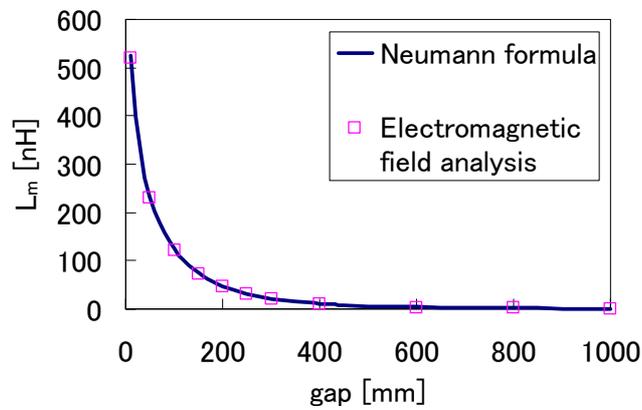


図 4.31 相互インダクタンスとエアギャップ，ノイマンの公式と電磁界解析

### 4.3.3 最大効率とエアギャップの理論限界の関係式

先の議論では、電磁界解析によって効率を計算したが、3章で示した通り、本現象は等価回路を用いて説明できる。磁界共振結合は、送受信アンテナの共振状態における電力伝送である。共振はアンテナ自身の自己共振、もしくはアンテナに接続された外部回路のコンデンサ  $C$  とで構成される他励共振によって引き起こされる。いずれにせよ、等価回路として電気回路に置き換えた場合、図 4.32 のように LC 直列共振として記述することができる。透過の式(4.27)と透過と電力伝送効率の関係式(4.28)から電力伝送効率を計算できる。一方、反射電力式は(4.29)となる。

ここでは送受信同一のアンテナを使用するため等価回路においても、送受信アンテナの  $L$  と  $C$  は同一とする。自己インダクタンス  $L$  は 1115nH、内部抵抗  $R$  は  $0.22\Omega$  である。コンデンサ  $C$  は 124pF である。

$$S_{21}(\omega) = \frac{2jL_m Z_0 \omega}{L_m^2 \omega^2 + \left\{ (Z_0 + R) + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right\}^2} \quad (4.27)$$

$$\eta_{21} = |S_{21}|^2 \times 100 [\%] \quad (4.28)$$

$$\eta_{11} = |S_{11}|^2 \times 100 [\%] \quad (4.29)$$

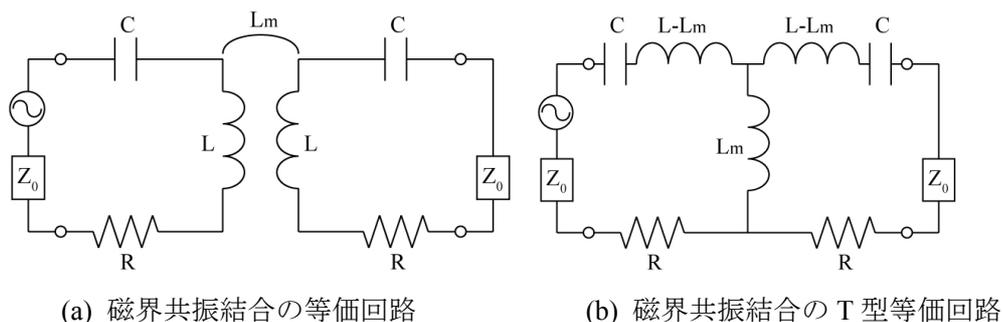


図 4.32 磁界共振結合の送信アンテナと受信アンテナの等価回路

一般に多くの通信用アンテナにおいては送信アンテナに対し受信アンテナは遠方にあるため、送受アンテナ間の相互インピーダンスの影響を考える必要はなく、一度、入出力のインピーダンスを決めればアンテナ動作中に調整する必要がない。一方、本論文における磁界共振結合による電力伝送方式においては、送受信アンテナの結合を利用して電力伝送をしており、それ故、送受信間の距離に応じて送受信アンテナのインピーダンスが変化する。そのため、最大効率で使用するためには、エアギャップに応じて最適なインピーダンスを外部回路で設定する必要がある。

“4.3.1 磁界共振結合の特徴の確認”においてはエアギャップを変えたときの特性のみを検証したが、本節においては、エアギャップだけでなく、アンテナに接続される外部回路の特性インピーダンスが与える影響についても検証し最適条件に関する検討を行う。

図 4.32 の等価回路を用いて、エアギャップと特性インピーダンスを変化させたときの結果を図 4.33 に示す。特性インピーダンスを固定しエアギャップを変化させた場合を検討する。特性インピーダンスを  $20\Omega, 5\Omega, 1\Omega$  と固定した状態で、エアギャップを  $20\text{mm}, 49\text{mm}, 80\text{mm}, 170\text{mm}, 357\text{mm}$  に変化させた場合を図 4.33 (a-1)-(a-5), (b-1)-(b-5), (c-1)-(c-5) から検討する。いずれの特性インピーダンスにおいても、エアギャップが大きくなるにつれ共振周波数が 2 つから 1 つになる。また、共振周波数が 2 つから 1 つになるまでは共振周波数における効率は高いままで、1 つになった後に効率は悪化している。また、特性インピーダンスが高い場合は特性インピーダンスが小さい場合に比べ効率も高く、共振周波数が 1 つになるエアギャップは小さい。特性インピーダンスが低い場合は効率は高くないが共振周波数が 1 つになるエアギャップは大きい。

次に、エアギャップを固定し特性インピーダンスが変化する様子を、同じく図 4.33 から検討する。図 4.33 (c-2), (b-2), (a-2) と図 4.33 (c-4), (b-4), (a-4) と図 4.33 (c-5), (b-5), (a-5) のエアギャップが  $49\text{mm}, 170\text{mm}, 357\text{mm}$  の 3 箇所注目する。まず、エアギャップが  $49\text{mm}$  と  $357\text{mm}$  の間にある  $170\text{mm}$  の図 4.33 (c-4), (b-4), (a-4) に注目すると、特性インピーダンスが小さい  $1\Omega$  の時は共振周波数が 2 つであり効率は最大ではないが、特性インピーダンスが  $5\Omega$  の時は共振周波数が 1 つとなり効率が最大になる。更に特性インピーダンスが  $20\Omega$  となると 1 つになった共振周波数における効率が悪化する。つまり、特性インピーダンスが大きくなり 2 つの共振周波数が 1 つになると効率が向上する。更に特性インピーダンスが高くなると 1 つの共振周波数における効率は悪化する。

エアギャップが小さい  $49\text{mm}$  の場合は 2 つの共振周波数が 1 つになるまでの過程であり、特性インピーダンスが高くなるにつれ効率は向上している。一方、エアギャップが大きい  $357\text{mm}$  の場合は 1 つの共振周波数となった後なので、特性インピーダンスが高くなるにつれ効率が悪化する。

図 4.33 における最大効率とエアギャップの関係をより詳細にプロットした図を図 4.34 に示す。電磁界

解析と等価回路が一致することを示すために、図 4.34 は等価回路から計算された結果をだけでなく、電磁界解析の結果も示した。ラインが等価回路の結果で、ドットが電磁界解析の結果であり、ほぼ一致している事がわかる。図 4.33 で確認したが、図 4.34 からエアギャップが大きくなっても効率が一定であり、先の考察より、共振周波数が1つになった時点から効率が悪化している事がわかる。また、特性インピーダンスが大きいと効率が低いが、エアギャップは短く、特性インピーダンスが小さいと効率は低いがエアギャップが長くなる事が分かる。

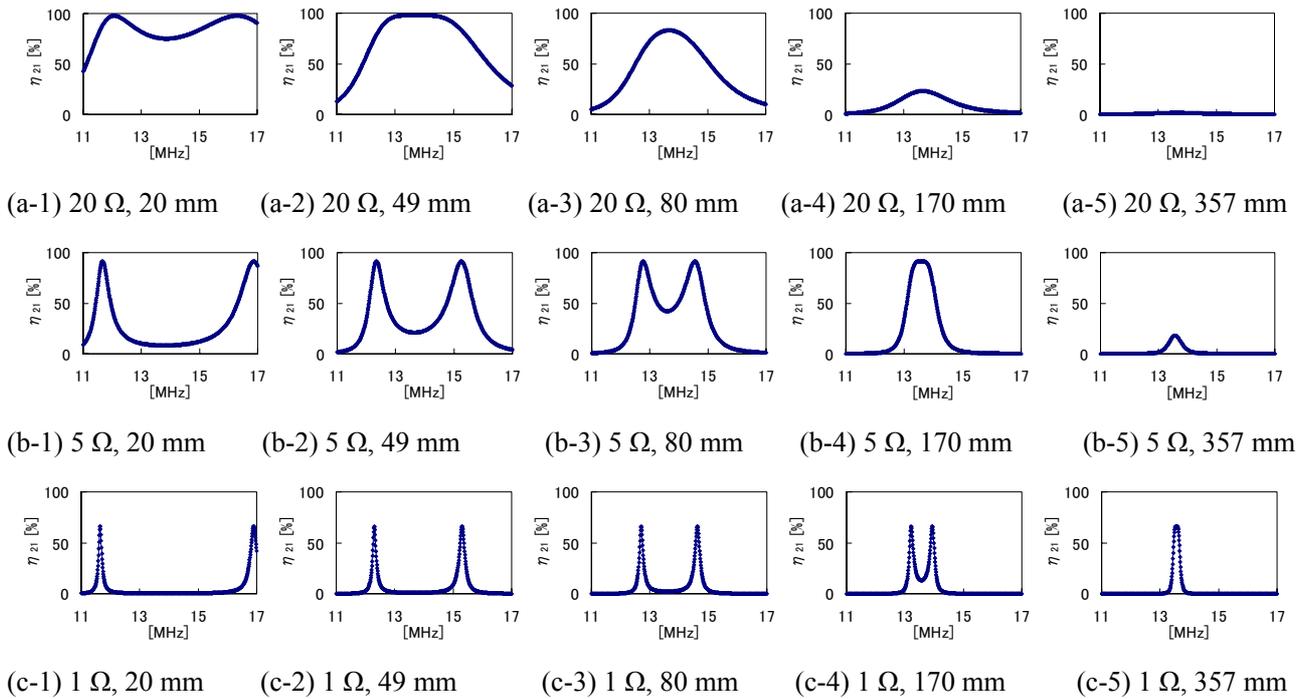


図 4.33 等価回路を用いたインピーダンスとエアギャップと効率の計算結果  
(特性インピーダンス[Ω], エアギャップ[mm])

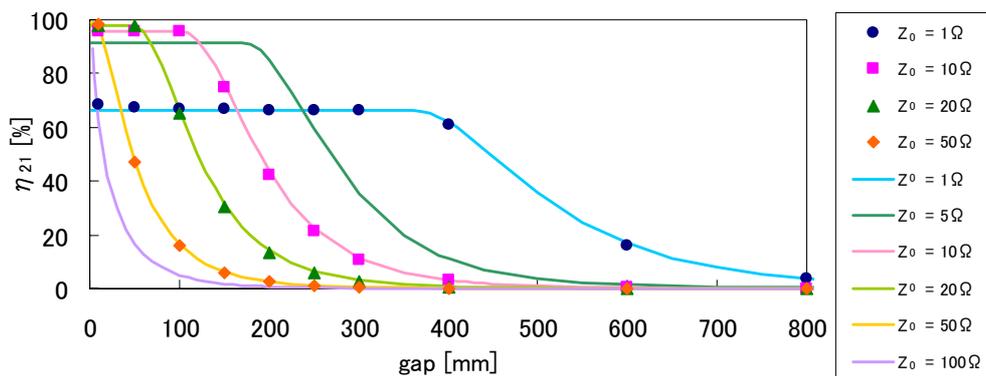


図 4.34 共振周波数における効率とエアギャップと特性インピーダンスの関係  
(点：電磁界解析結果，線：等価回路による計算)

先の考察により、2つの共振周波数が1つになった時点において最大効率を実現している事がわかる。そこで、この条件、すなわち任意のエアギャップにおける最大効率の条件を求める。1つになった時の共振周波数は1素子の共振周波数と同じであるので式(4.30)となる。式(4.30)と式(4.27)より、共振周波数

$\omega_0$ における効率の式(4.31)が導ける。式(4.30)における最大値が、1つの共振周波数における最大値であり、求めるべき条件式である。条件式(4.32),(4.33)より、1つの共振周波数における最大値効率条件式(4.34)が求まる。4つのパラメータ、 $L_m, Z_0, R, \omega_0$ によって最大効率となる条件が決められる事がわかる。式(4.35)はピークが2つの時であり、式(4.36)はピークが1つになった後に効率が悪化している時の条件式である。また、式(4.31)と式(4.34)から、最大効率条件における効率の式(4.37)もしくは式(4.38)が求まる。式(4.37)は $R$ と $Z_0$ の関係で最大効率をあらわし、式(4.38)は $Z_0$ と $\omega_0$ と $L_m$ で最大効率を表している。つまりエアギャップと最大効率の関係式である。相互インダクタンスは最大効率に対し $L_m$ の2乗で反比例する。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Leftrightarrow \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad (4.30)$$

$$S_{21}(\omega_0) = \frac{2jL_m Z_0 \omega_0}{L_m^2 \omega_0^2 + (Z_0 + R)^2} \quad (4.31)$$

$$\frac{\partial |S_{21}(\omega_0)|}{\partial \omega_0} = \frac{2L_m \omega_0 (R^2 + L_m^2 \omega_0^2 - Z_0^2)}{(Z_0^2 + 2RZ_0 + R^2 + L_m^2 \omega_0^2)^2} \quad (4.32)$$

$$\frac{\partial |S_{21}(\omega_0)|}{\partial \omega_0} = 0 \quad (4.33)$$

$$L_m^2 = \frac{Z_0^2 - R^2}{\omega_0^2} \quad (4.34)$$

$$L_m^2 > \frac{Z_0^2 - R^2}{\omega_0^2} \quad (4.35)$$

$$L_m^2 < \frac{Z_0^2 - R^2}{\omega_0^2} \quad (4.36)$$

$$\eta_{21}(\omega_0)_{MAX} = \frac{Z_0 - R}{Z_0 + R} \quad (4.37)$$

$$\eta_{21}(\omega_0)_{MAX} = \frac{(Z_0 - R)^2}{L_m^2 \omega_0^2} = \frac{L_m^2 \omega_0^2}{(Z_0 + R)^2} \quad (4.38)$$

図4.34における等価回路から求めたグラフの内、特性インピーダンスが1,5,20Ωの場合のエアギャップと効率のプロットを抜粋し、図4.35に示す。図4.35においてドットであらわした点が、各々の特性インピーダンスにおいて高効率を保った状態での最大のエアギャップであり、かつ、各々のエアギャップにおける効率の最大となる点である。この点を全てプロットした図を図4.36に示す。これが、これが磁界共振結合におけるエアギャップと最大効率を示す曲線である。その時の、条件は式(4.34)であり、内部抵抗 $R$ を0.22Ω、共振周波数を13.56MHzとすると、式(4.34)と(4.38)より図4.37となる。また、先に示したとおり、結合係数は図4.30であらわされる。大エアギャップとなり相互インダクタンスが小さくなり、結合係数が0.1を下回った状態でも高効率の電力伝送が可能である事が分かる。

理論限界のグラフが求められたので、いままでの方法と比較する。電源周波数を1素子での共振周波数に固定した場合の効率と、特性インピーダンス固定の状態でも2つの共振周波数に電源周波数を合わせた場合の効率と、理論限界における効率を図4.38に示す。インピーダンスを調整することによって、理論限界まで使用すると、電力伝送効率が向上し、また、エアギャップも延びる事が分かる。

最大効率となる条件式(4.34)において、内部抵抗の $R$ について検討する。内部抵抗 $R$ を0.22Ωの2倍、3倍にした結果を図4.39に示す。電力伝送効率の悪化と電力伝送距離の悪化が確認される。当然ながら、

損失は小さい方が良くといえる。

最大効率となる条件式(4.34)において、共振周波数の $\omega_0$ について検討する。共振周波数はアンテナに接続する外部回路によって $L$ と $C$ を変えることが出来るので、共振周波数を変えることが出来る。共振周波数が高くなるとギャップが大きくなり、共振周波数が小さくなるとギャップが小さくなる。つまり、エアギャップを大きくするには共振周波数が高いほうがいい事がわかるが、その場合、相互インダクタンスの低下によるエアギャップ現象や反共振点や表皮効果による抵抗値増加に注意する必要がある。

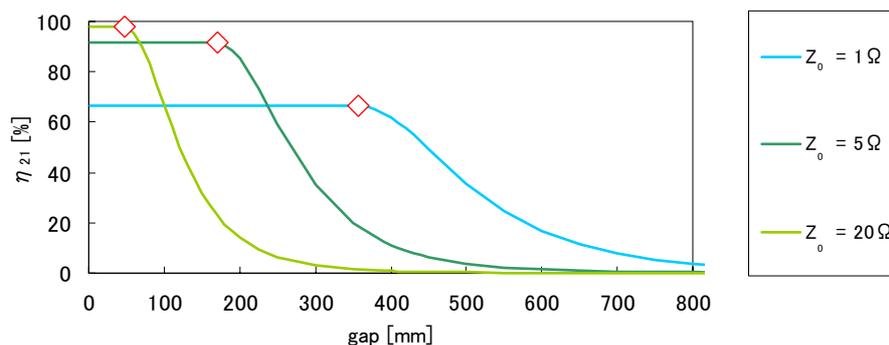


図 4.35 共振周波数における効率とエアギャップと特性インピーダンスの関係  
(点：電磁界解析結果，線：等価回路による計算)

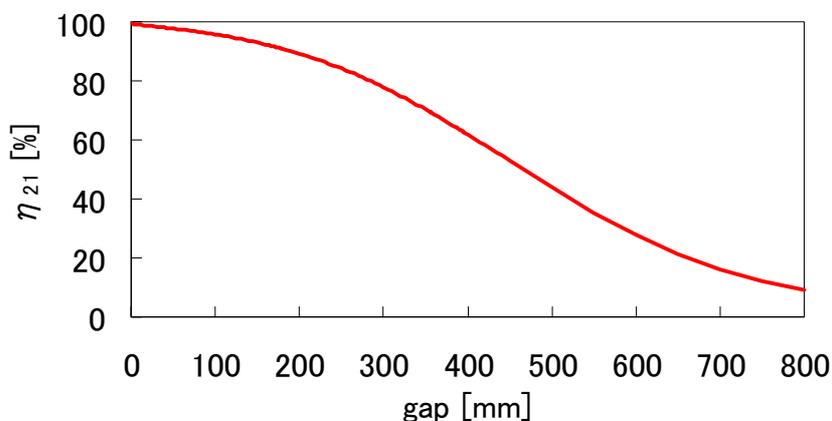


図 4.36 理論限界となる最大効率とエアギャップ

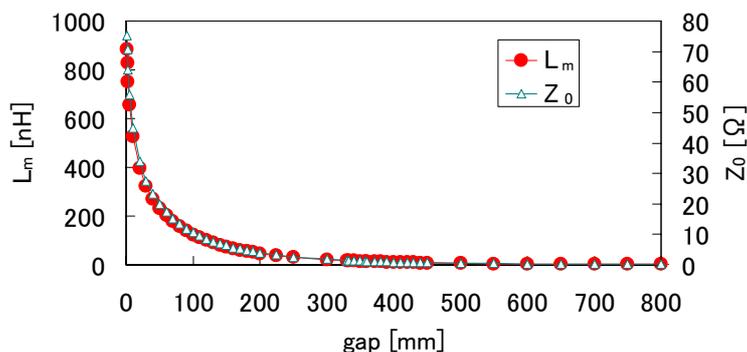


図 4.37 最大効率条件時の相互インダクタンスと特性インピーダンスの関係

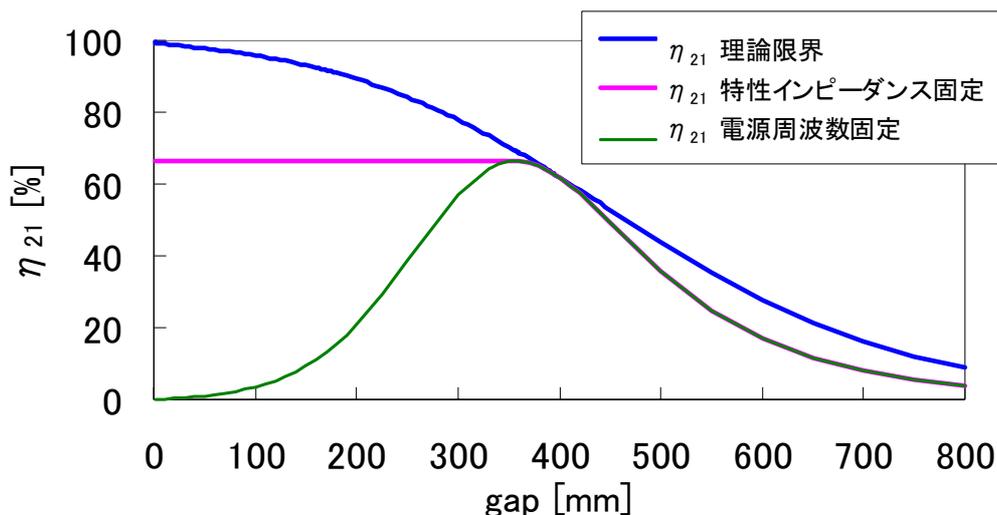


図 4.38 理論限界と特性インピーダンス固定と電源周波数固定の場合の効率

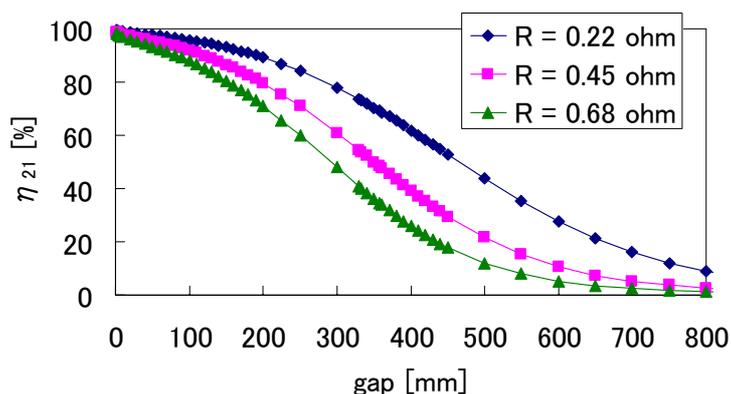
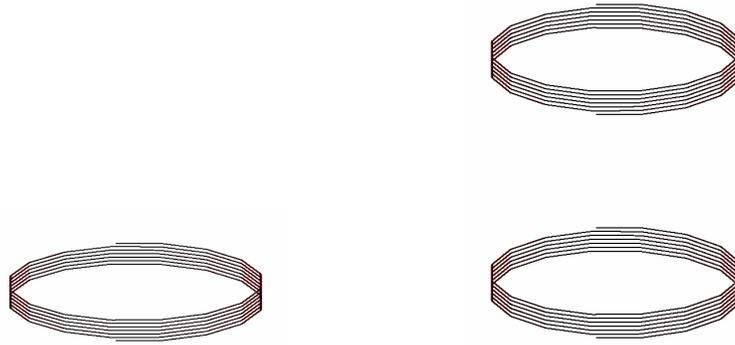


図 4.39 最大効率曲線と内部抵抗

#### 4.3.4 複数ループによる最大効率とエアギャップの理論限界の再検証

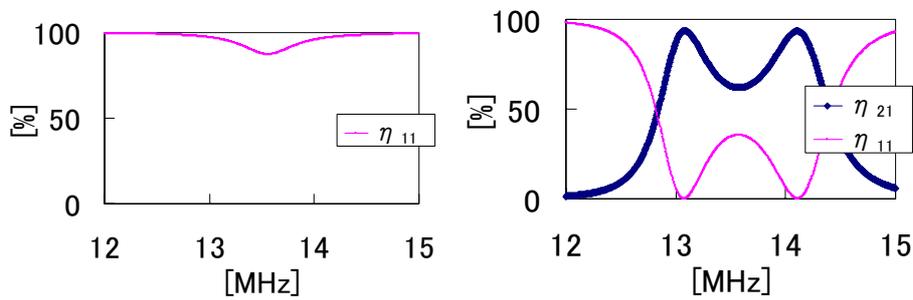
前小節においてはショートタイプの1ループのアンテナであり一見特殊な形状である。しかしながら、先の議論は今までの取り扱ってきた複数ループのアンテナでも同様に行える事を本小節では示す。議論の重複を避けるため、本小節では図とパラメータと結果の説明にとどめる。また、複数ループの場合は、相互インダクタンスを求めるのが困難なため、電磁界解析のみで検証する。

電磁界解析でモデル化した自己共振型ヘリカルアンテナを図 4.40 に示す。半径  $r=150\text{mm}$ ，巻数  $n=6.5\text{turn}$ ，ピッチ  $p=5\text{mm}$  である。アンテナが1素子の場合と送受信アンテナの計2素子の場合における周波数に対する  $\eta_{11}$ ， $\eta_{21}$  を図 4.41 に示す。



(a) 1 素子 (b) 2 素子：送信アンテナと受信アンテナ,  $g=250\text{mm}$

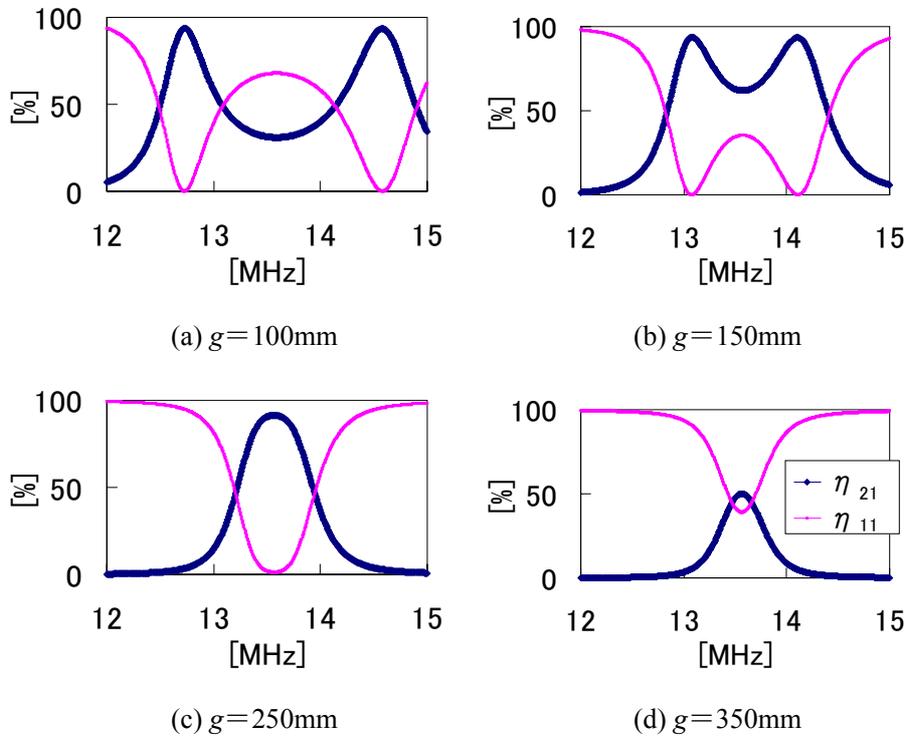
図 4.40 ヘリカルアンテナの電磁界モデル



(a) 1 素子,  $\eta_{11}$

(b) 2 素子,  $\eta_{21}$ ,  $\eta_{11}$

図 4.41 電力伝送効率と電力反射率 ( $r=150\text{mm}$ ,  $n=6.5\text{turns}$ ,  $p=5\text{mm}$ )



(a)  $g=100\text{mm}$

(b)  $g=150\text{mm}$

(c)  $g=250\text{mm}$

(d)  $g=350\text{mm}$

図 4.42 各エアギャップにおける効率と周波数

ギャップを変化させた時の周波数に対する  $\eta_{11}$ ,  $\eta_{21}$  を図 4.42 に示す。このときの入出力ポートの特性インピーダンスは  $50\ \Omega$  である。アンテナの内部抵抗は  $1.7\ \Omega$  である。共振周波数における効率を詳細にプロットした図を図 4.43 に示す。

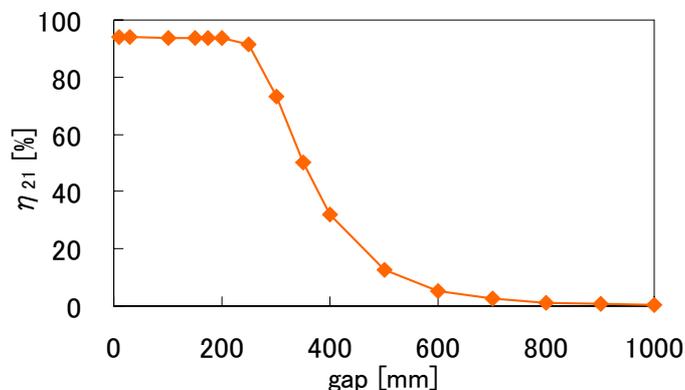


図 4.43 共振周波数における効率とエアギャップ

特性インピーダンスを電磁界解析において直接  $10\ \Omega$ ,  $50\ \Omega$ ,  $100\ \Omega$  に変化させ、エアギャップが変化した際の電力伝送効率を調べる。電磁界解析による各々の結果を図 4.44 に示す。図 4.44 における最大効率のみを詳細にプロットした図を図 4.45 に示す。

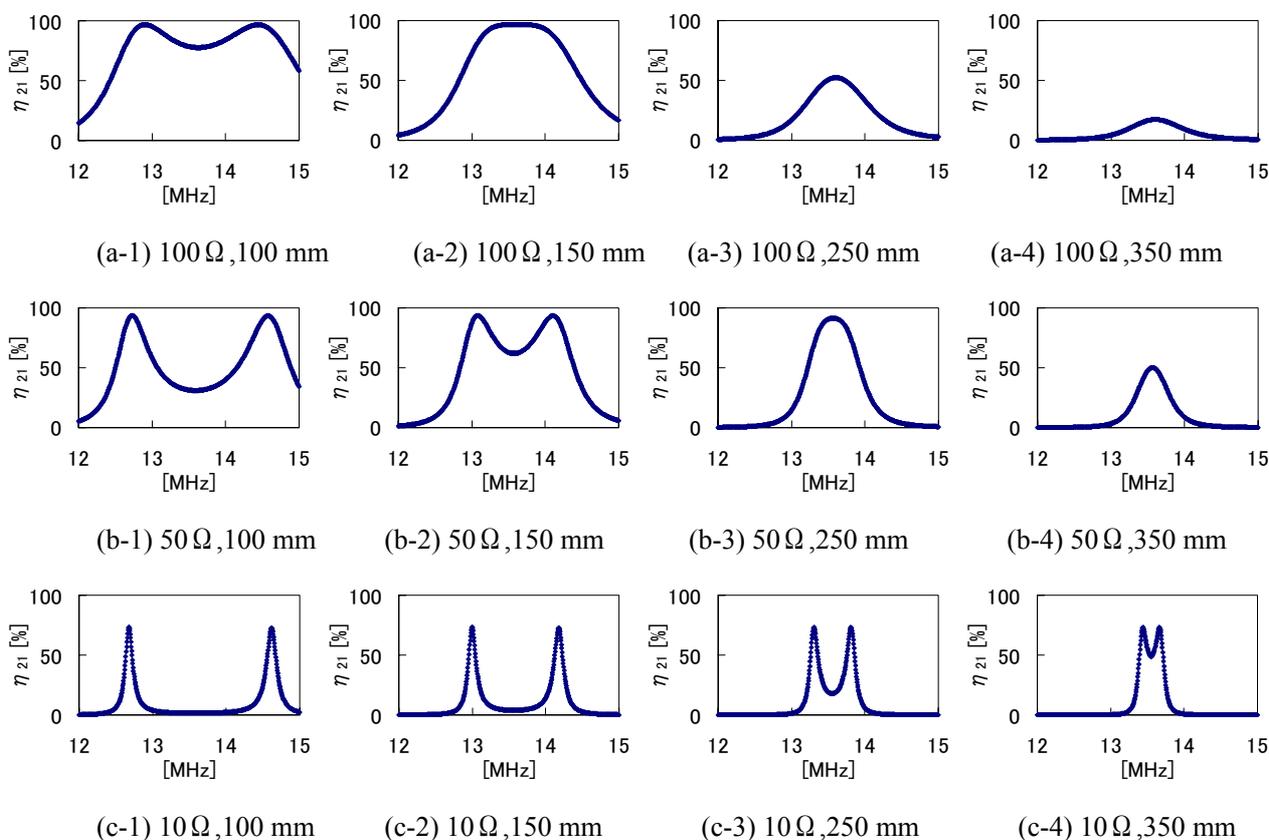


図 4.44 インピーダンスとエアギャップと効率の結果, 電磁界解析  
(特性インピーダンス[ $\Omega$ ], エアギャップ[mm])

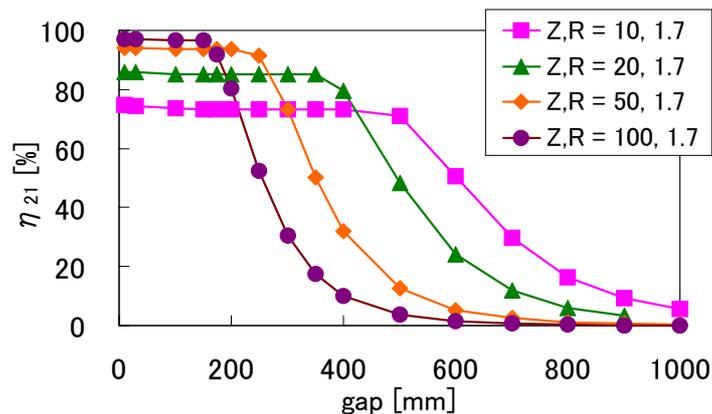


図 4.45 共振周波数における効率とエアギャップと特性インピーダンスの関係

図 4.46 の曲線は図 4.45 における効率が急峻に落ちる臨界点を詳細にプロットした事と等しい。これが理論上のギャップ毎の最大効率の限界値である。図 4.47 に最大効率条件下におけるエアギャップと  $L_m$ ,  $Z_0$  の関係を示す。今回は素材が銅なので内部抵抗  $R$  を  $1.7\Omega$  としたが、図 4.39 に示すように、内部抵抗が 2 倍, 3 倍になると最大効率曲線も図の様に悪化する。

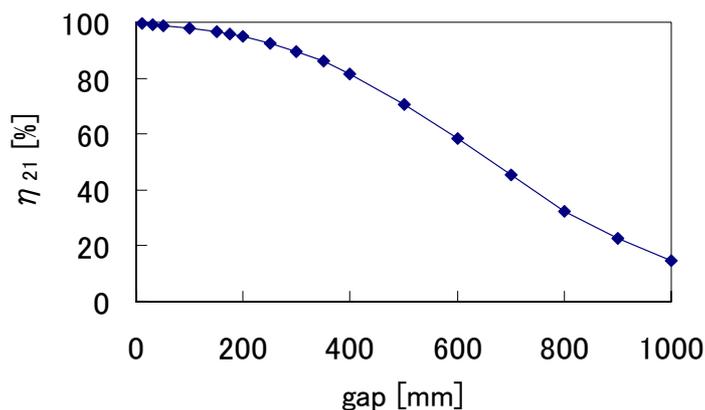


図 4.46 理論限界となる最大効率とエアギャップ

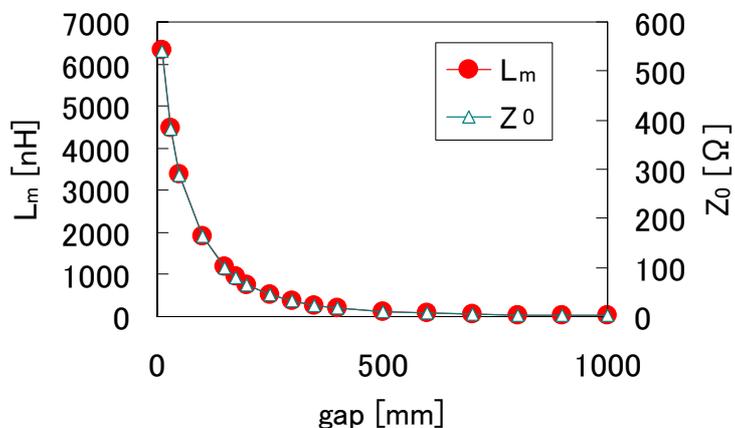


図 4.47 最大効率条件時の相互インダクタンスと特性インピーダンス

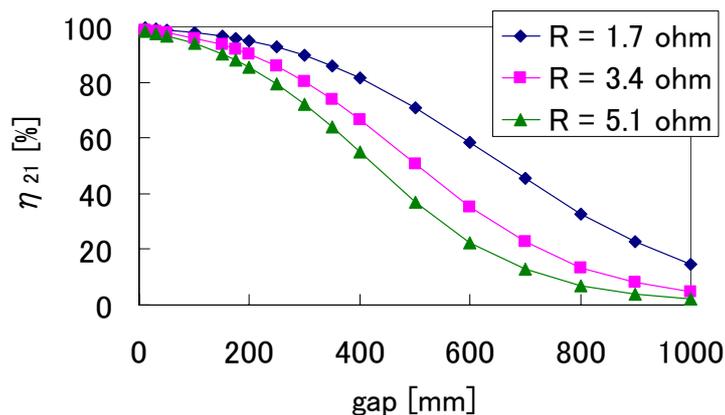


図 4.48 最大効率曲線と内部抵抗

#### 4.3.5 最大効率とエアギャップの理論限界のまとめ

ノイマンの公式と等価回路を用いて磁界共振結合における最大効率とエアギャップの理論限界の条件式を導いた。ノイマンの公式より相互インダクタンスはコイルの半径や巻数が設定されるとエアギャップによってのみ決まる値であることを確認した。また、各々のエアギャップにおける最大電力伝送効率で動作させるには4つのパラメータによって定義される事を示した。相互インダクタンス  $L_m$ 、特性インピーダンス  $Z_0$ 、内部抵抗  $R$ 、共振周波数  $\omega_0$  である。各エアギャップにおいて、相互インダクタンスは決定されるが、その状況において、最適な特性インピーダンスに設定する事によって最大の効率で電力伝送できることを、理論計算と電磁界解析結果で検証した。アンテナ自体としては、相互インダクタンスが大きく、内部抵抗を小さくし、共振周波数が高いほどよく、また、外部回路で特性インピーダンスを小さくする事により、大エアギャップかつ高効率の電力伝送を行なえる。

これらは、効率とエアギャップの限界の関係式により、アンテナに接続した外部回路側から電氣的にインピーダンスを最適化することによって、任意のエアギャップにおいて最大効率の電力伝送となるように調整でき、磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送における電力伝送距離限界を計算する事が出来る。今回は電磁界解析によって検討を行ったので、インピーダンスの調整を直接、特性インピーダンスの入力という形で行ったが、実験の際にはインピーダンス変換回路で行なう必要がある。

## 4.4 kHz～MHz～GHz への拡張

MHz の技術として発表されてきた電磁界共振結合であるが、kHz や GHz での動作も可能である事を示す。それぞれの周波数帯においては、技術的背景、使用方法も異なる。そこで、“4.4.1 電磁界共振結合の周波数拡張の意義”においては、周波数を MHz 以外で使用するによりもたらす影響を述べる。

“4.4.2 kHz～MHz～GHz のアンテナ”においては、実際に kHz, MHz, GHz で動作するアンテナについて検証する。“4.4.3 kHz～MHz～GHz への拡張のまとめ”において本節のまとめを述べ、本節においては、電磁界共振結合技術が MHz 以外の kHz や GHz においても同様の原理で使用できることを示す。

### 4.4.1 電磁界共振結合の周波数拡張の意義

2007 年に実証された電磁界共振結合技術においては、使用周波数は約 10MHz であり、その後の他の研究においても、MHz 帯における電力伝送技術として発表がされている。MHz においては、現在 ISM バンドの 13.56MHz での使用が有力視されている。しかしながら、技術的に MHz 以外の kHz や GHz で使用できるは提示された事がないので、学問的にはその特性の解明が望まれている。一方、機器の小型化やエアギャップ長の拡大にも期待がされている。kHz ではパワーエレクトロニクス技術との融合で制御を容易に行うことを期待されており、GHz では通信技術で培かれた技術と融合し、情報とエネルギーの同時送信への期待がある。

#### 周波数と波長

周波数の変化が及ぼす技術的な大きな影響は、波長の大きさによりアンテナの大きさが変わることである。波長という観点からみると、周波数が kHz～GHz に及ぶと波長の長さは km～mm にまで大きくレンジが変化する（表 4.1）。アンテナの共振周波数は波長と無関係ではなく、MHz 用のヘリカルアンテナであると約  $\lambda/4$  波長において共振する。ダイポールアンテナでは約  $\lambda/2$  で共振する。周波数が低い場合は、波長も長く、大きなインダクタンスとキャパシタンスを必要とするので、アンテナは大きくなる。一方、周波数が高い場合は、波長も短く、小さなインダクタンスとキャパシタンスで構成する必要上があるので、アンテナは小さくなる。この様に、周波数はアンテナの大きさに直接的に影響を及ぼす。

表 4.1

周波数	長さ
1 kHz	300 km
10 kHz	30 km
100 kHz	3 km
1 MHz	300 m
10 MHz	30 m
100 MHz	3 m
1 GHz	0.3 m
10 GHz	0.03 m
13.56 MHz	22.12 m
2.45 GHz	0.122 m

## kHz の特徴

MHz においては、現在 ISM バンドの 13.56MHz での使用が有力視されているが、電波法による規制が厳しいため、より容易な使用を目指すのであれば kHz での使用が望まれる。kHz においてはパワーエレクトロニクスで培われた技術があり、電氣的制御を容易に行なうことが出来る。また、高周波電源や整流器の市販品が豊富にあり、現段階において既に各々の性能も良い。高周波電源や整流器などの全ての機器の効率が非常に高く、90%以上が当たり前である事は、システム全体としてみたときのメリットは大きい。また、価格も比較的安く、すぐに実用につなげることが出来る。MHz 帯であると、大電力用の高周波用増幅器や整流器は研究段階であり、高効率化は研究段階では達成されているが、価格も高く、実用レベルには達していない。このように、安価で高効率で制御が容易に行なえる kHz 帯でのワイヤレス電力伝送用は、システム全体を作る際には大きなメリットがある。一方で、波長が長く大きなインダクタンスとキャパシタンスを必要とするため、アンテナの大きさは大きくなる。エアギャップはアンテナが大きくなって相互インダクタンスが増える分大きくなるという利点があるが、超小型機器への搭載は困難となる。

## GHz の特徴

小型機器への給電、デバイス機器内での給電を考えた場合、波長が短く高い周波数である GHz での使用が望まれる。ワイヤーボンディングをワイヤレス給電で置き換える研究も行なわれており、様々な発展が期待できる。技術的には通信で培われた共振器理論がほぼそのまま適応可能であり、通信とエネルギー技術の融合が期待される。ただし、共振器はバンドパスフィルタ等の一種のフィルタなどで使用されてきたので、設計時に電氣的特性は決まっており、送受信の共振器の位置が使用ごとに頻繁に変わるワイヤレス電力伝送の用途としての研究開発はこれからである。現在 ISM バンドの 2.45GHz, 5.8GHz, 24.125GHz が有力視されている。本論文では、GHz 帯での動作自体を目的としているので、上記の周波数とは必ずしも一致していない。

### 4.4.2 kHz~MHz~GHz のアンテナ

電磁界共振結合アンテナを MHz 以外の周波数で動作させる事が可能であるかを検討する。半径や巻数やピッチなどを変えると周波数が変化する事は確認済みであるが、それだけでは設計指針としては不十分である。そこで、等価回路から検討を行う。

磁界共振結合は、オープンタイプのアンテナでは、図 4.49 のように直列共振の等価回路として記述することができる。この時の共振周波数  $f_0$  は

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.39)$$

で表される。 $L$  はコイルによって作られる自己インダクタンスであり、 $C$  は線間容量などで作られるキャパシタンスである。共振周波数は、コイル状のアンテナの半径、ピッチ、巻数によって決まる。本小節においては、巻数を大きく変化させる事により、主に自己インダクタンスを変化させ、kHz~MHz~

GHz にわたるアンテナを提案する。

形状はスパイラルアンテナで統一する。電磁界解析と実験において使用するアンテナを図 4.50, 図 4.51, 図 4.52 に示す。図 4.52 には大きさ比較のため, 3 つ全てのアンテナを示す。kHz 用アンテナは半径 450mm, 巻数 71 巻, 線間すき間 (銅線と銅線のすき間の距離) 3mm, 銅線の太さ 2mm の 2 層である MHz 用アンテナは半径 150mm, 巻数 2.75 巻, 線間すき間 3mm, 線の太さ 2mm の 2 層である。GHz 用アンテナは半径 2.5mm, 巻数 4 巻, 線間すき間 0.1mm, 線の幅 0.1mm, 線の厚み 35 $\mu$ m である。

kHz 用アンテナの自己インダクタンスは 4.6mH, キャパシタンスは 370.3pF, 共振周波数は 122kHz である。MHz 用アンテナの自己インダクタンスは 11.0 $\mu$ H, キャパシタンスは 12.5pF, 共振周波数は 13.56MHz である。GHz 用アンテナの自己インダクタンスは 60.7nH, キャパシタンスは 0.19pF, 共振周波数は 1.49GHz である。以上, それぞれのアンテナの特徴を表 4.2 に示す。

表 4.2 kHz, MHz, GHz アンテナのスペック

	周波数	R [ $\Omega$ ]	L [nH]	C [pF]	Q
kHz帯	121.733 kHz	5.91	4615921.63	370.309	597.35
MHz帯	13.561 MHz	1.53	11023.61	12.495	612.18
GHz帯	1.487 GHz	4.31	60.69	0.189	131.65

磁界共振結合における電力伝送は, 相互インダクタンスの影響により, 結合の強さ, つまりエアギャップによって共振周波数が 2 つに分離する事が知られている。そこで, kHz, MHz, GHz におけるエアギャップを変化させた時の周波数と電力伝送効率の関係に関して, 電磁界解析と実験結果を図 4.53, 図 4.55, 図 4.57 に示す。kHz, MHz, GHz すべてにおいて, 同様に動作しており, 磁界共振結合における特徴的な現象が確認できる。GHz 実験結果におけるリップルは, 校正が上手くいかなかったことによる。

エアギャップと共振周波数での効率の関係を kHz, MHz, GHz それぞれに対し図 4.59, 図 4.60, 図 4.61 に示す。Exp.が実験結果であり, Cal.が解析結果である。エアギャップがどの程度まで大きいかを示す一つの指標として, 直径に対するエアギャップの比と効率を図 4.62 に示す。直径に対し約 0.5~1.3 倍程度のエアギャップにおいて約 80%以上の効率で電力伝送が可能である。

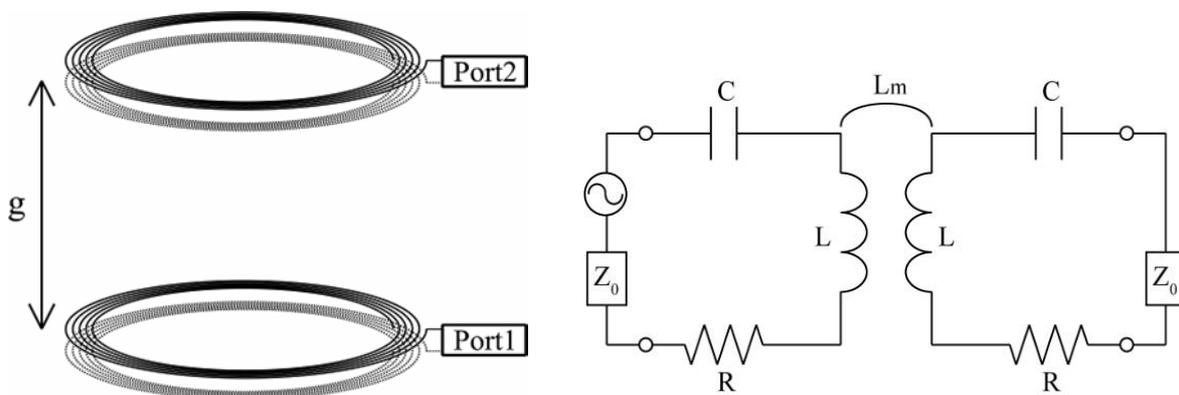
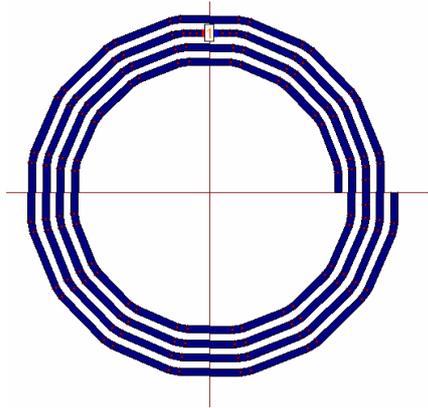
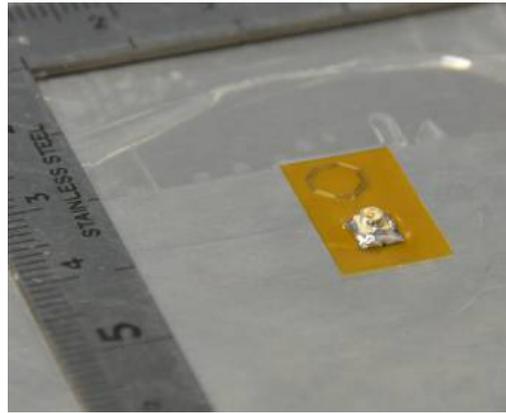


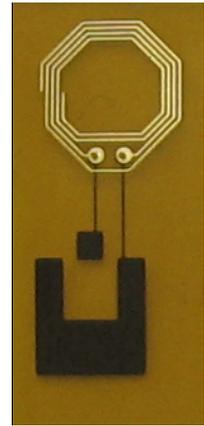
図 4.49 スパイラルアンテナと等価回路



(a) 解析モデル

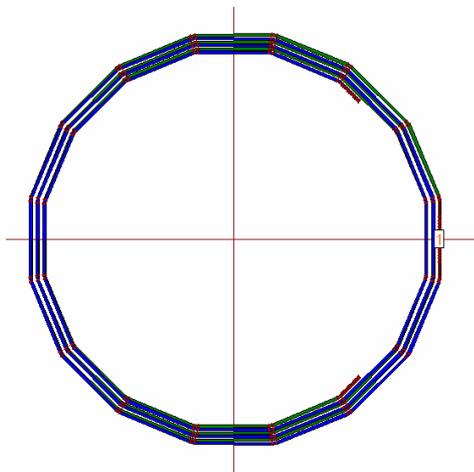


(b) 実験用アンテナ



(c) 実験用アンテナ(拡大)

図 4.50 GHz 用スパイラルアンテナ

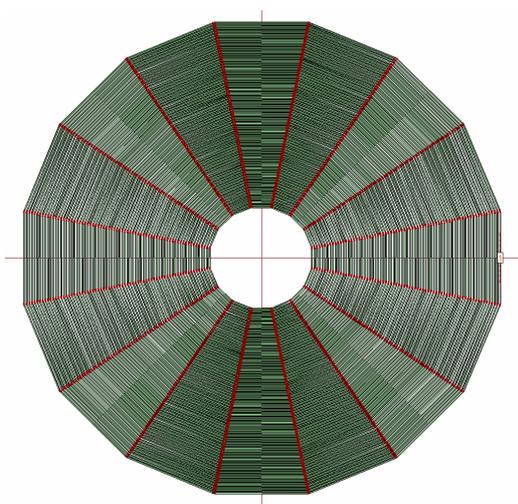


(a) 解析モデル

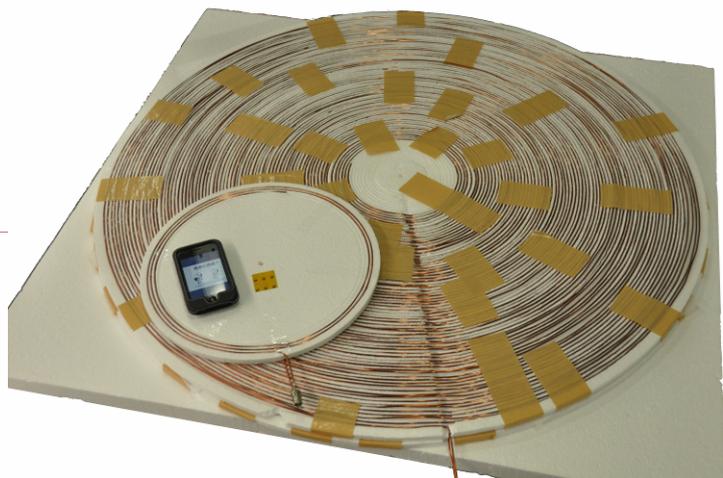


(b) 実験用アンテナ

図 4.51 MHz 用スパイラルアンテナ

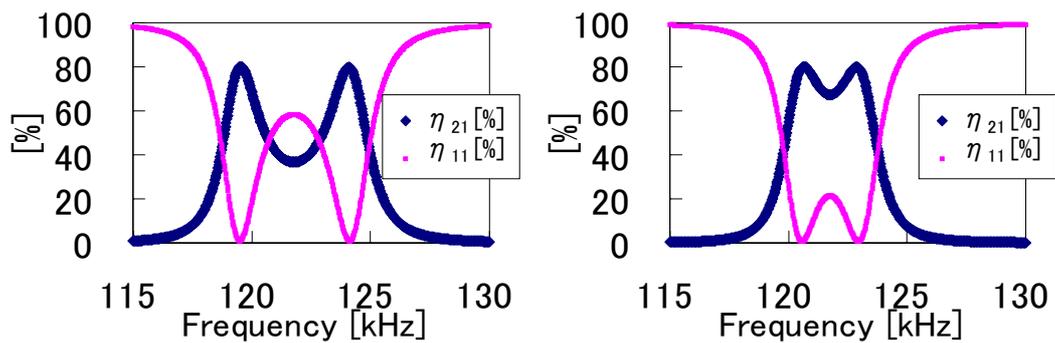


(a) 解析モデル



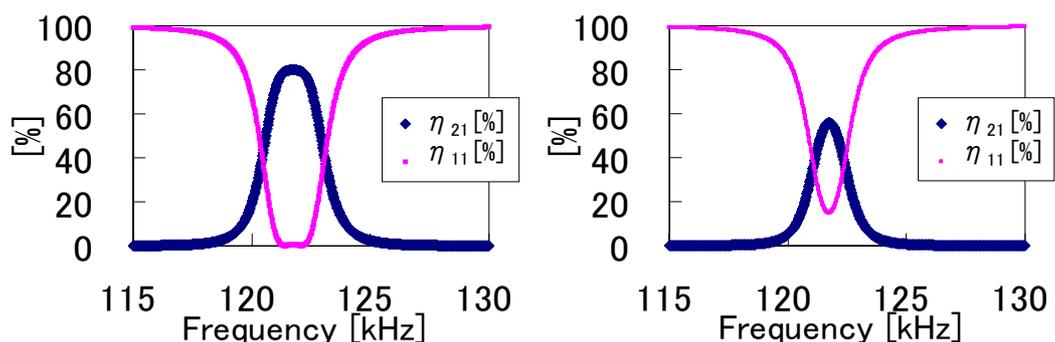
(b) 実験用アンテナ

図 4.52 kHz 用スパイラルアンテナ



(a) 800 mm

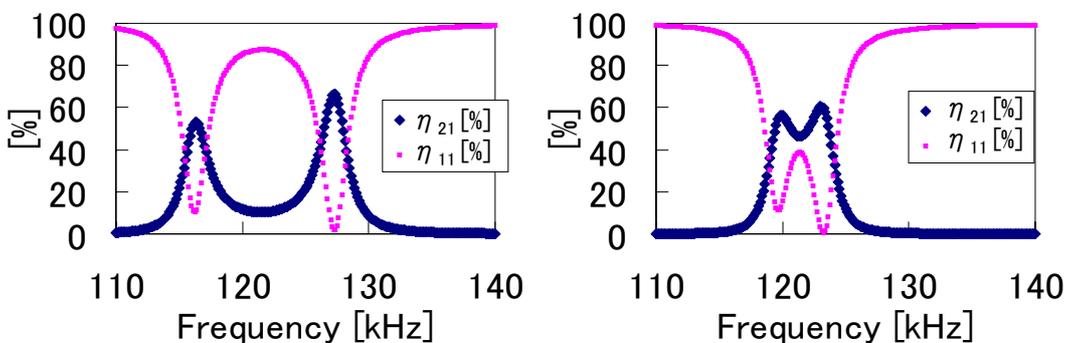
(b) 1000 mm



(c) 1200 mm

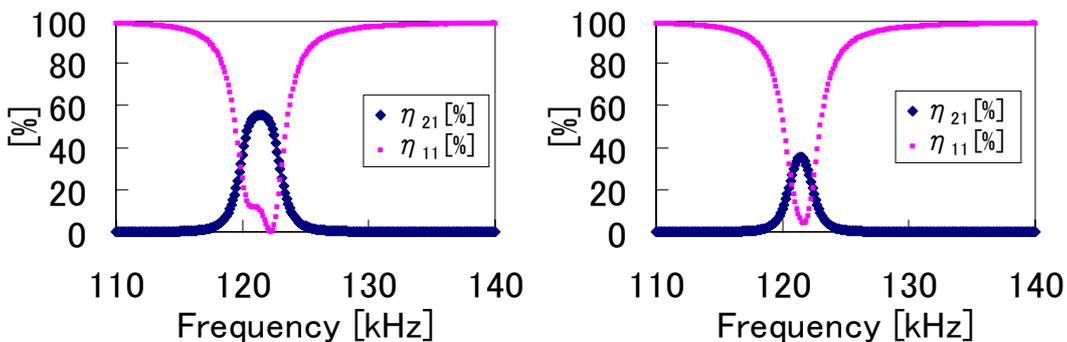
(d) 1500 mm

図 4.53 kHz 帯におけるエアギャップと共振周波数（電磁界解析）



(a) 510 mm

(b) 810 mm



(c) 990 mm

(d) 1200 mm

図 4.54 kHz 帯におけるエアギャップと共振周波数（実験結果）

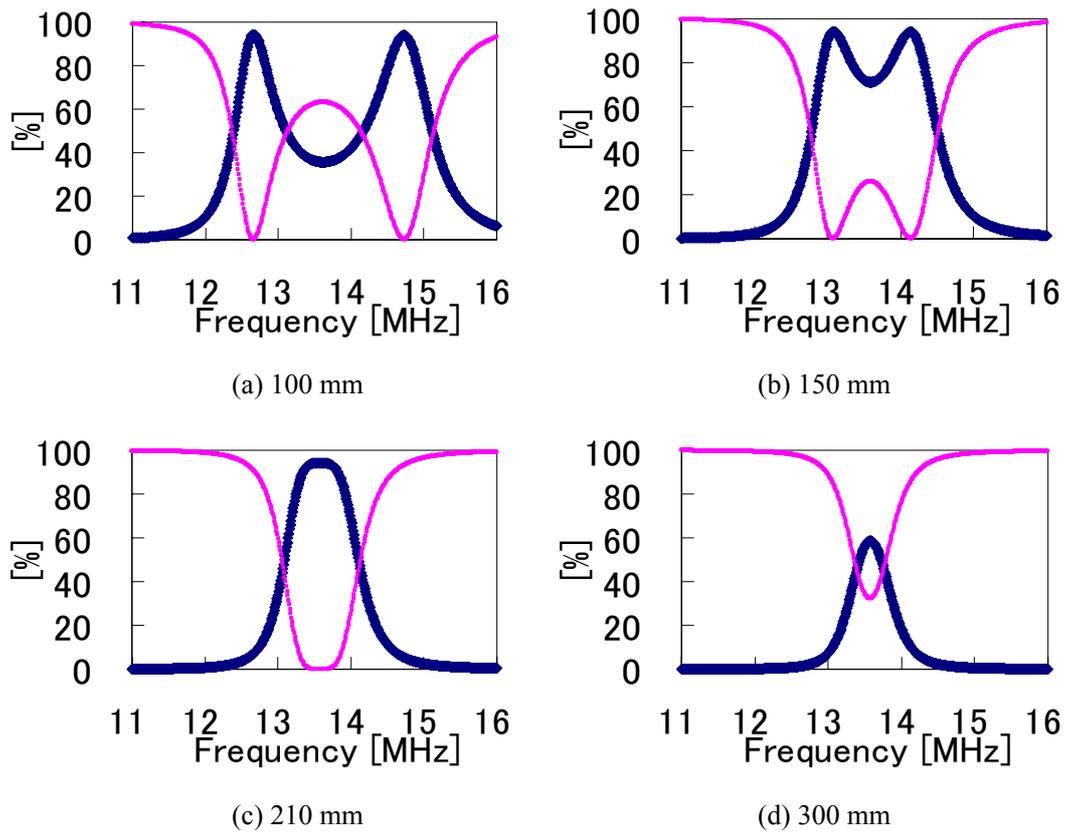


図 4.55 MHz 帯におけるエアギャップと共振周波数（電磁界解析）

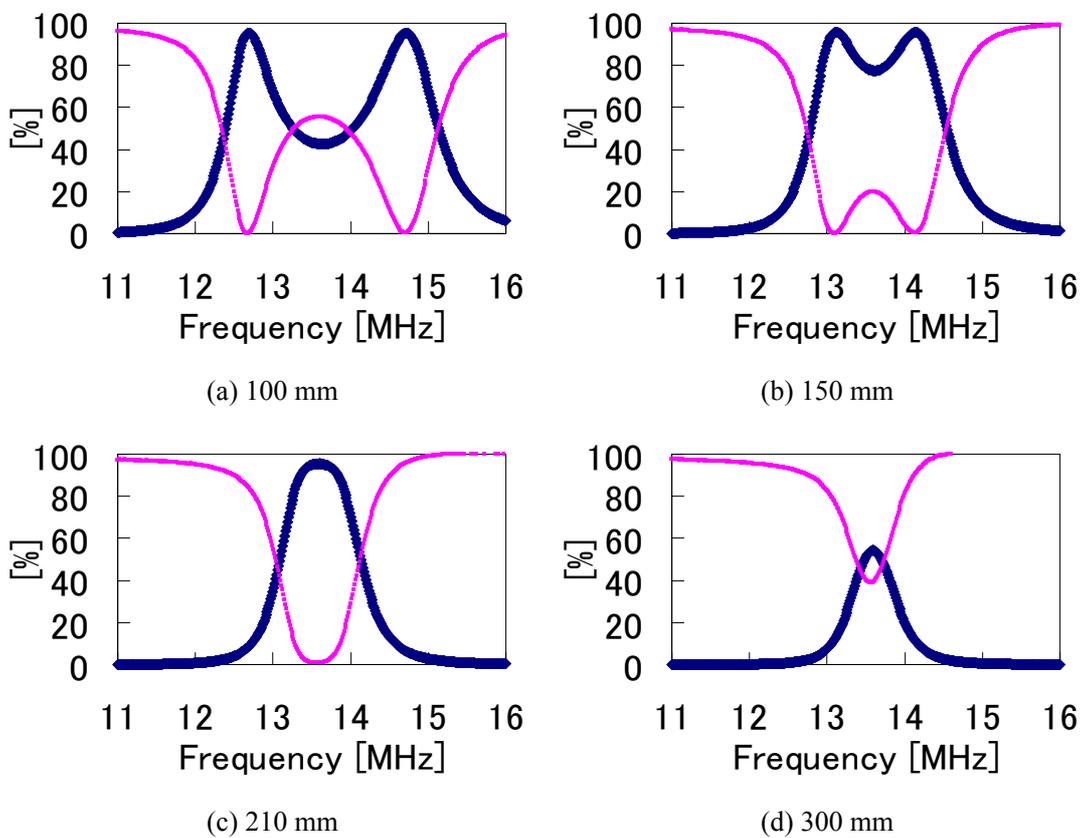


図 4.56 MHz 帯におけるエアギャップと共振周波数（実験結果）

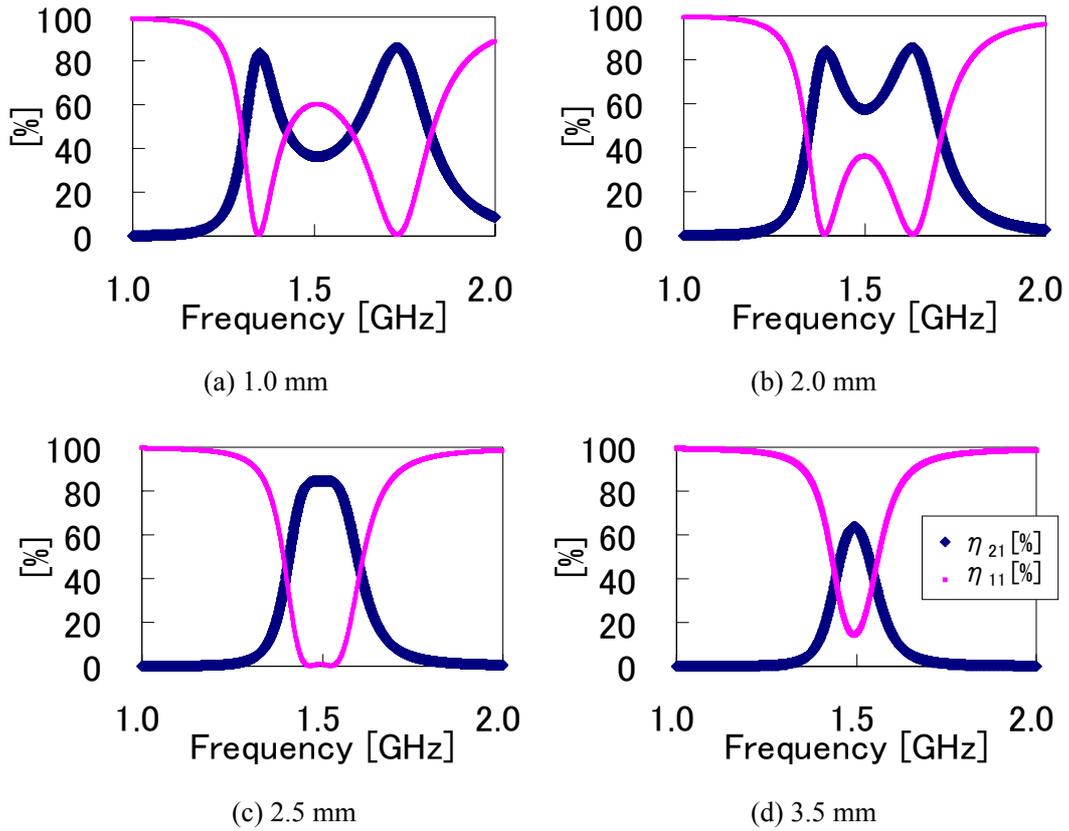


図 4.57 GHz 帯におけるエアギャップと共振周波数 (解析結果)

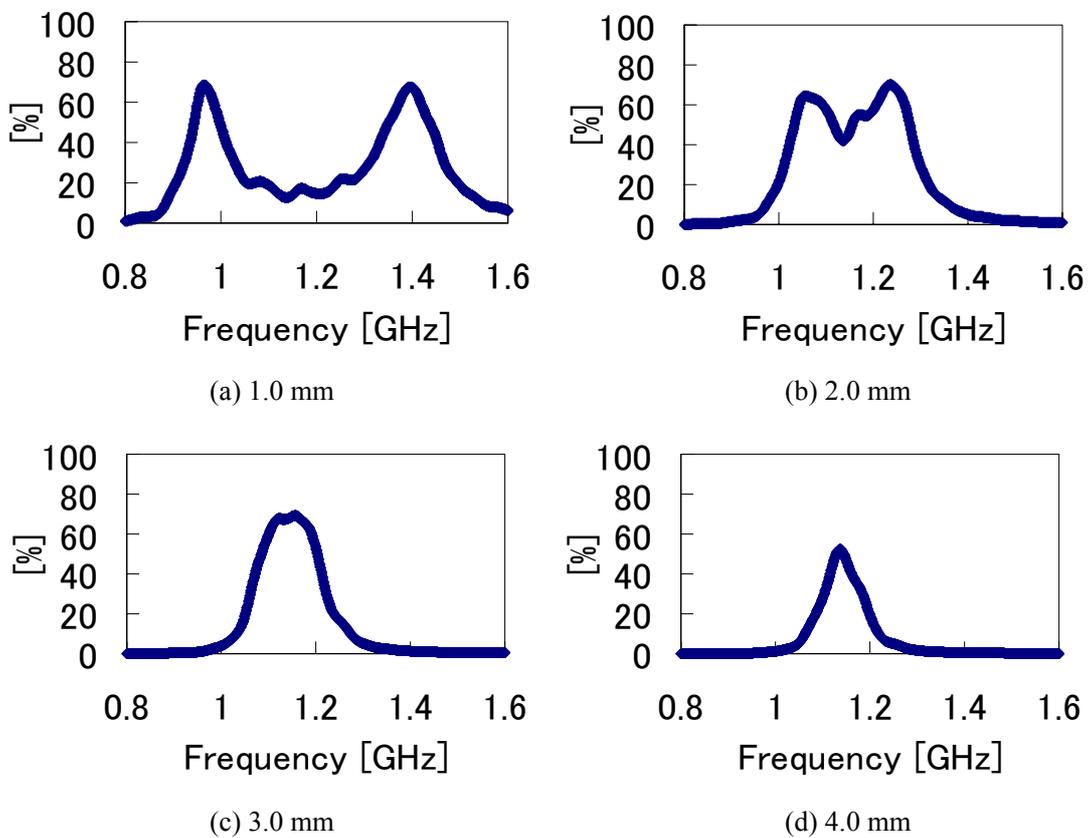


図 4.58 GHz 帯におけるエアギャップと共振周波数 (実験結果)

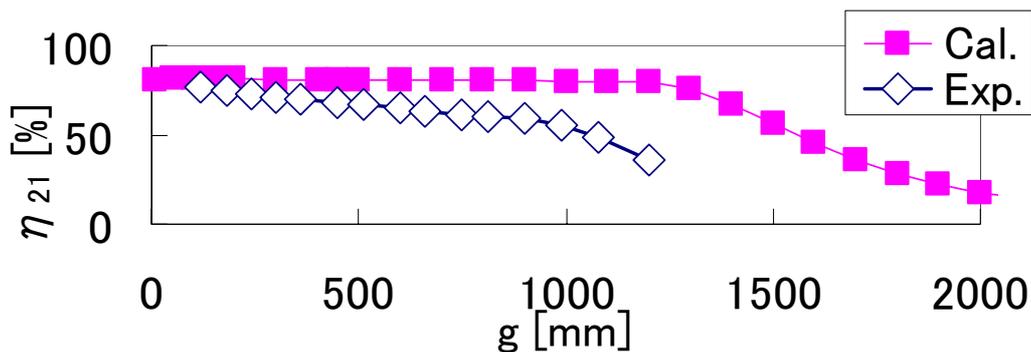


図 4.59 kHz 帯

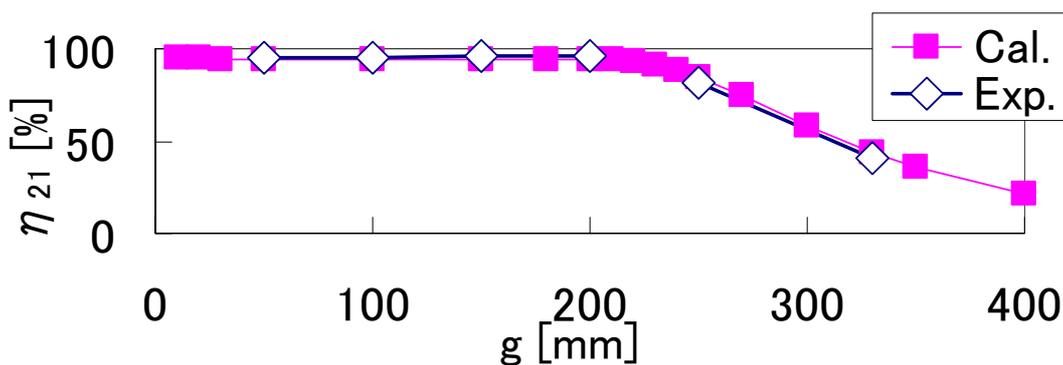


図 4.60 MHz 帯

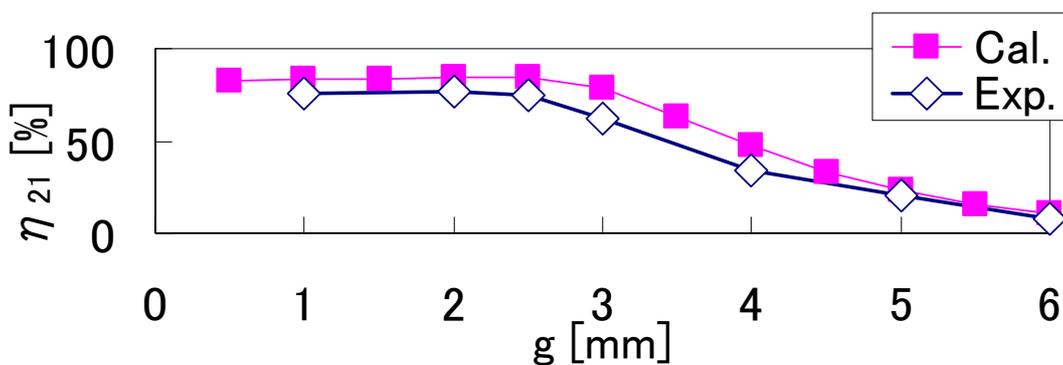


図 4.61 GHz 帯

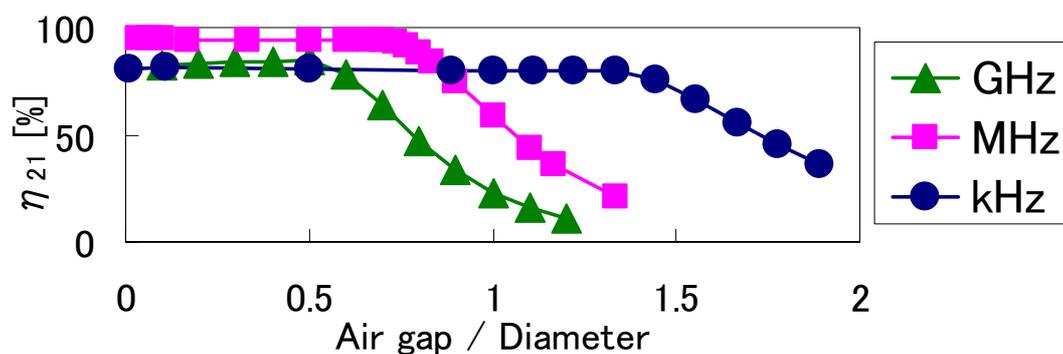


図 4.62 直径で規格化

#### 4.4.3 kHz～MHz～GHz への拡張のまとめ

MHz 以外の周波数帯である kHz 帯や GHz 帯においても、磁界共振結合によって MHz の時同様にワイヤレス電力伝送が出来ることを検証した。等価回路から推測すると、自己インダクタンスかキャパシタンスを変える事により、kHz や GHz で動作させる事が出来る。そこで、実際に、アンテナの巻数や半径を調整し、自己インダクタンスを変化させる事により、kHz や GHz においても MHz と同様の手法で磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送が実現出来ることを実証実験した。本節においては、自己インダクタンスにおいて共振周波数を調整したが、キャパシタンスの調整によっても共振周波数を調整する事が出来る。今回は自己インダクタンスを変化させたので、相互インダクタンスも同時に変化し、kHz にした時は相互インダクタンスが増え、GHz にした時には相互インダクタンスが減ったが、キャパシタンスの調整においては相互インダクタンスは変わらないことを考慮する必要がある。

磁界共振結合を kHz で使用することが可能であるので、パワーエレクトロニクスの技術が使用でき、制御を容易に行なう事ができる。一方、GHz においては、通信技術で培われてきた技術の応用として捉える事ができ、エネルギーのワイヤレス化によって、情報とエネルギーを同時にワイヤレスで送る技術としての発展が期待される。

## 4.5 電力や損失に関わる考察

本節では電力や損失に関わる考察を行なう。“4.5.1 効率一定の実証実験”においては、本論文で検討している小信号での効率計算が、電力が変わっても一般性を失わないことを示す。“4.5.2 表皮効果と損失”では、表皮効果の影響について検討する。“4.5.3 大電力とQ値”においては、Q値の高いこの共振型のアンテナを小信号や数百Wではなく数kW級で使用する際に注意すべきことについて考察を行なう。“4.5.4 周波数とQ値とスケール則”では、Q値が動作周波数によってどの様に変化するののかについて考察を行う。

### 4.5.1 効率一定の実証実験

本論文では効率を考える時には全て小信号で検討しているが、本節では電力が変わった場合にも適応出来る事の妥当性を検討する。理論的には、式(4.40)、(4.41)より、効率の式に電力の大きさは関係していないので電力の変化によって効率は変化しないはずである。そこで、実験的に、周波数 15.9MHz、半径 150mm、巻数 5 巻、ピッチ 5mm のオープンタイプヘリカルアンテナを使用し、ギャップ 200mm における電力を測定し、電力の変化が効率に及ぼす影響の有無を調べる。

本稿における大部分の実験はベクトルネットワークアナライザ(VNA)によって行なわれている。VNAにおいても電力を小電力ながら変化させる事ができ、その測定結果を図 4.63 に示す。単位は dBm 表示されている。(dBm) =  $10 \times \log_{10}(\text{mW})$  なので、例えば、0dBm = 1mW であり、非常に小さな電力である。-15dBm (約 0.0316mW) から 5dBm (3.16mW) まで変化させた時、電力伝送効率は約 95~96%で行なわれており、電力変化による効率の変化は見られない。

次に、測定系を大電力用に変え測定する。ファンクション・ジェネレータ (Tektronix, AFG3021B, 周波数レンジ:  $1 \mu\text{Hz} \sim 25\text{MHz}$ ) で発振させた電力を、広帯域 RF パワーアンプ (アロニクス株式会社, 2100L, 周波数レンジ: 10kHz ~ 12MHz, 動作クラス A 級, 定格出力 100W) で増幅した後、ワイヤレスで電力伝送し、受信側でアッテネータ (JFW Industries, Inc., 50FHBQ-30-100, 周波数レンジ: DC ~ 4.2GHz, 減衰率: 30dB, 定格電力: 100W) で減衰させた後、パワーメーター (Agilent Technologies, E4418B, 周波数レンジ: 9 kHz ~ 110 GHz, パワー・レンジ: -70 dBm ~ +44 dBm, 100 pW ~ 25 W) にパワーセンサ (Agilent Technologies, E9304A, 周波数レンジ 9 kHz ~ 6.0 GHz, -60 ~ +20 dBm) を接続し測定する。

測定系を図 4.64 に示す。直結した時の電力を測定し、その値を基準とし、直結した部分を磁界共振結合用のヘリカルアンテナに変更後、再度測定を行い、電力比から効率を算出した。5W から 100W までの電力伝送を測定し、その測定結果を図 4.69 に示す。結果より、VNA 測定時と同様に電力の大きさによって効率は変化しない事が確認された。最大で 104.2W 入力し 100W 電力を伝送し、効率は 96.0%である。以上の検討より、磁界共振結合におけるアンテナ間の効率は電力が変化しても効率は変化しないことが確認できた。

$$\eta_{21} = S_{21}^2 \times 100 \quad [\%] \quad (4.40)$$

$$S_{21}(\omega) = \frac{2jL_m Z_0 \omega}{L_m^2 \omega^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + 2jZ_0 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) + Z_0^2} \quad (4.41)$$

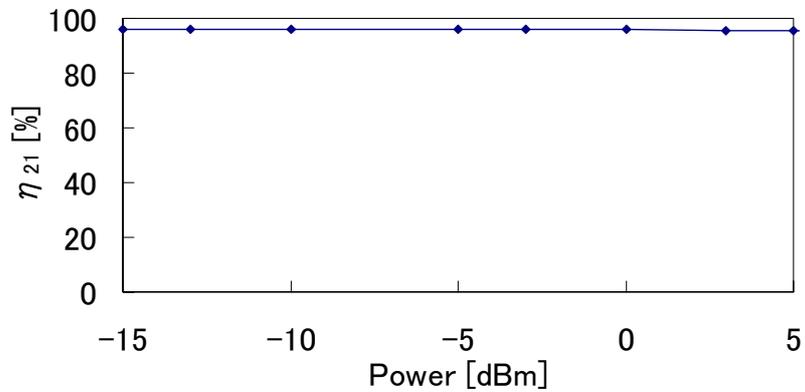
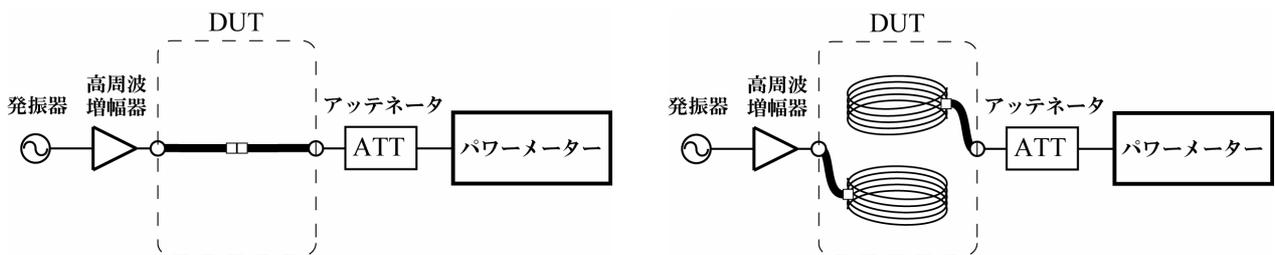


図 4.63 VNA を使用した小電力における電力と効率の関係



(a) 大電力用電力実験の校正法 (b) 大電力電力実験の測定法

図 4.64 パワーメーターを使用した大電力用測定方法



図 4.65 シグナルジェネレーター (発振器)



図 4.66 高周波電力増幅器 (アンプ)



図 4.67 アッテネーター, -30dB



図 4.68 パワーセンサーとパワーメーター

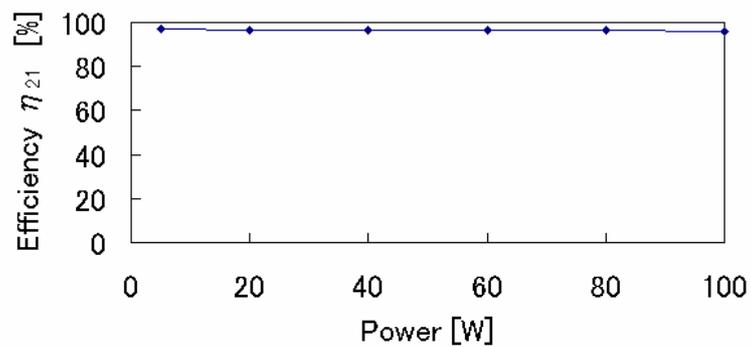


図 4.69 高周波増幅器とパワーメーターを使用した大電力における電力と効率の関係

## 4.5.2 表皮効果と損失

電磁共鳴において損失の原因となるのは、銅損によるオーム損、不整合による反射損、放射による放射損、誘電体による誘電体損、フェライトによる鉄損がある。ここでは銅損について検討する。銅損以外については、インピーダンスマッチングを行なう事により反射損は無くす事ができ、アンテナ形状を波長に対し小さくする事により放射損を減らすことができ、誘電体やフェライトを使用しないことにより、誘電体損や鉄損をなくすことが出来るので、適宜対応する。

そこで、ここでは銅損によるオーム損、特に表皮効果について検討する。第3章の等価回路導出においては、表皮効果の式のみ提示したが、ここでは、周波数や大きさや温度などについて考察を行なう。線の断面が丸の場合の表皮効果を考慮した抵抗値を式(4.42)、(4.43)に再掲する。また、直流における抵抗を式(4.44)に示す。ここでは、表皮効果を考慮した抵抗値を表皮抵抗  $R_{ohm}$ 、直流における抵抗を直流抵抗  $R'_{ohm}$  と呼ぶ事にする。銅線を使用しているので、導電率  $\sigma = 5.9 \times 10^7$  (S/m)、比透磁率  $\mu_r = 0.999991 \doteq 1$  なので透磁率  $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$  (H/m) となる。

$$R_{ohm} = \frac{\rho l}{\pi \delta (D - \delta)} \quad (4.42)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma \mu}} \quad (4.43)$$

( $\rho$ :電気抵抗率,  $l$ :全長,  $\delta$ :表皮深さ,  $D$ :太さ,  $\sigma$ :導電率 (電気伝導率),  $\mu$ :透磁率,  $\rho = 1/\sigma$ )

$$R'_{ohm} = \frac{\rho l}{\pi D^2 / 4} \quad (4.44)$$

表皮効果は、高い周波数の時に起こる。周波数を高くすると電磁波が導体に完全に入り込む前に磁界の向きが反転してしまうので、電流の流れる領域が表面だけになってしまい、それにより、導体の抵抗値が上がる現象である。表皮効果によって電流の流れる領域は導体表面から指数関数的に減少する。導体表面から  $1/e \doteq 36.9\%$  になる深さを表皮深さ  $\delta$  としている。 $\delta$  より内側も電流は流れているが、指数関数的に減少していくので導体の中心付近は電流が流れない。概形図としては、図 4.70 となる。

周波数を変化させた場合の表皮深さと、半径 150mm、巻数 5 巻、太さ 2mm のヘリカルアンテナにおける内部抵抗を図 4.71 に示す。式(4.43)の通り、表皮深さは周波数、導電率、透磁率に関係している。銅線を使用しているので導電率、透磁率は決定済みであり、表皮深さは周波数のみに依存する。抵抗値は、線の太さや長さにも影響されるので、このアンテナにおける固有値であり参考値である。数十 kHz でも表皮効果は表れる、特に 1MHz を超えると表面のみしか電流が流れない事がわかる。

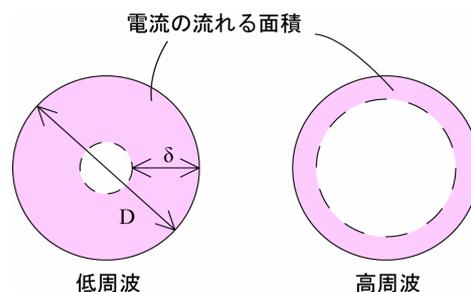


図 4.70 周波数と表皮深さの概形図

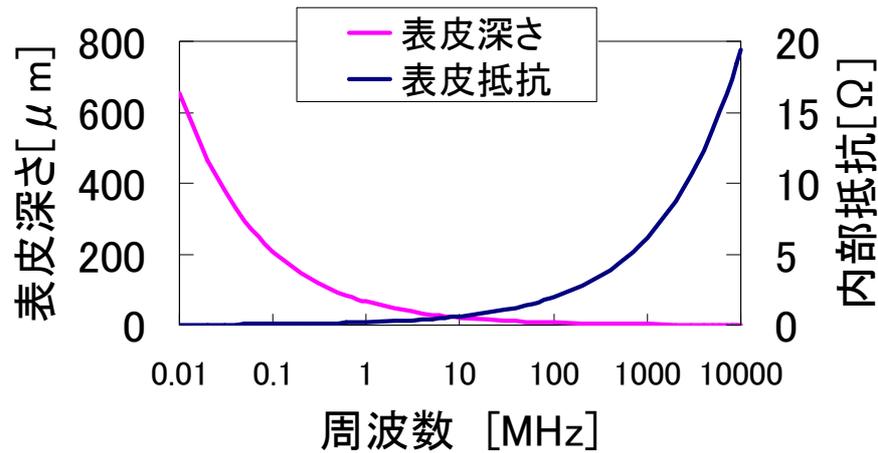


図 4.71 周波数と表皮深さ

本論文のアンテナは、一般に使われる金属である銅線をアンテナ線として使用している。銀メッキを行なえば更に表皮効果は減らせるが、電気抵抗率は、銅では  $1.69 \Omega \cdot \text{m} \times 10^{-8}$ 、銀では  $1.59 \Omega \cdot \text{m} \times 10^{-8}$  なので、共振周波数 17.5MHz、半径 150mm、巻数 5 巻、太さ 2mm のヘリカルアンテナの表皮抵抗において、 $0.82 \Omega$  が  $0.79 \Omega$  になるだけなので、大きな効果は得られない。そのため、素材自体での内部抵抗低減は難しいといえる。

一方、形状などを工夫する事により、抵抗を下げる事は考えられる。方針としては、表面積を増やして表皮効果の影響を減らせば良い。表面積の増やし方は、リッツ線などを使用し線自体を細分化したり、線自体の表面を加工したりする方法や、単純に太さを増やす方法などが考えられる。

リッツ線を使用し単位面積当たりの表面積を増やす場合、表皮効果を抑える効果が期待される (図 4.72)。リッツ線の一例であるが、リッツ線は直径 0.1mm ほどの細い 1 本 1 本絶縁されている線を 300 本撚り合わせ直径 2mm にした線である (図 4.73)。しかし、線間が非常にタイトになり隣の線とは密着状態になるので 300 本の各々の線間において近接効果が生じる (図 4.74)。電流が同じ向きで流れているので、近接効果によってお互いに電流は離れるような動きをし、反対側の表面付近に電流が流れる。つまり、流れる電流の断面積を減らしてしまい、結局、抵抗値を上げる原因になってしまうので、リッツ線によって表面積を増やす場合には近接効果に注意する必要がある。

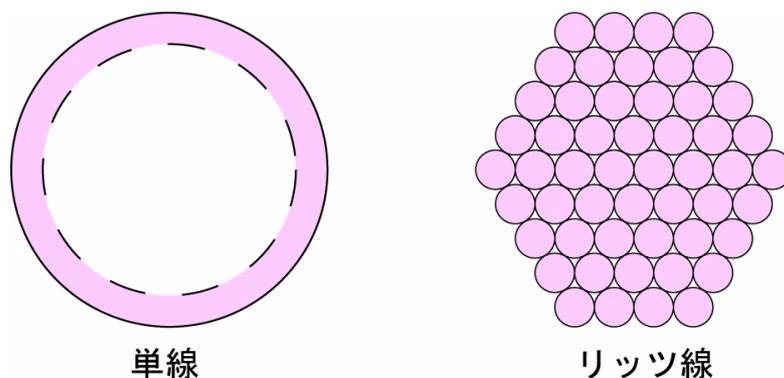


図 4.72 単線とリッツ線における表皮効果の概形図



図 4.73 リッツ線

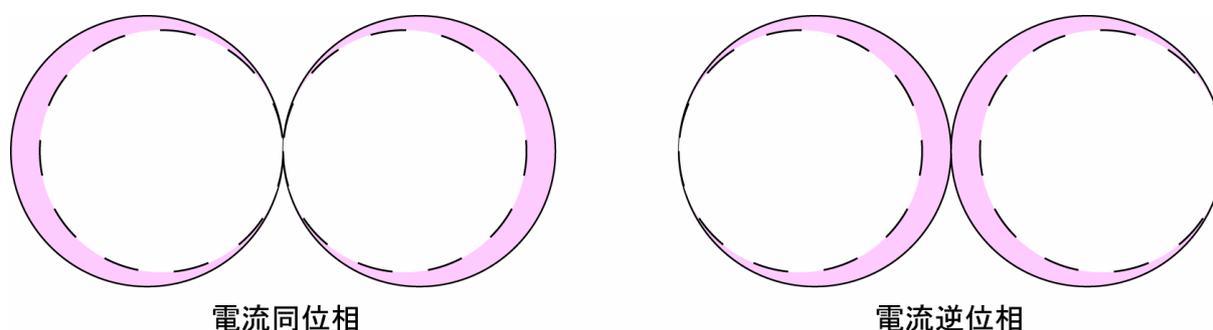


図 4.74 近接効果の概形図

次に、線を太くした場合について考察する。単純な方法であるが、線を太くするとそれだけ表面積が増えるので、抵抗値は減る（図 4.75）。しかし、線を太くした分、体積を必要とし、物理的に大きくする限界がある。例えば、図 4.76 に示したヘリカルアンテナとスパイラルアンテナはピッチ  $p=5\text{mm}$  なので  $2\text{mm}$  の太さの線に対して線間すき間（銅線と銅線のすき間の距離）を  $3\text{mm}$  ほど空けている。ピッチを固定した場合、線の太さは最大  $5\text{mm}$  である。共振周波数  $17.5\text{MHz}$ 、半径  $150\text{mm}$ 、巻数 5 巻、太さ  $2\text{mm}$  のアンテナを使用し、表皮効果のみの影響を考えると、 $2\text{mm}$  から  $5\text{mm}$  に太さを変更した場合、銅線の中心はほとんど電流が流れないので、体積的にも資源的にも無駄であるが、表面積は確実に増えるので、抵抗値は  $0.82\Omega$  から  $0.33\Omega$  まで下がる（図 4.77）。銅線をパイプ状構造にするなど、工夫の余地はあるが、単純に線を太くする事も一つの方法である。

但し、ピッチが  $0\text{mm}$  の場合、共進点と反共振点が近づくことによって抵抗値が上がる場合がある。この影響を調べるために、半径  $150\text{mm}$ 、8 巻のヘリカルアンテナを使って実験的に検証した。例えば、線間すき間が  $4\text{mm}$  ( $p=6\text{mm}$ ) から  $0\text{mm}$  ( $p=2\text{mm}$ ) になると  $1.81\Omega$  から  $6.08\Omega$  まで抵抗値が上がってしまい、当然ながら電力伝送効率もエアギャップも小さくなる。この様に、線間すき間を  $0\text{mm}$  にする場合は注意が必要である（図 4.78、図 4.79、図 4.80）。また、密着させた場合、近接効果の影響も考慮する必要性がでてくる。

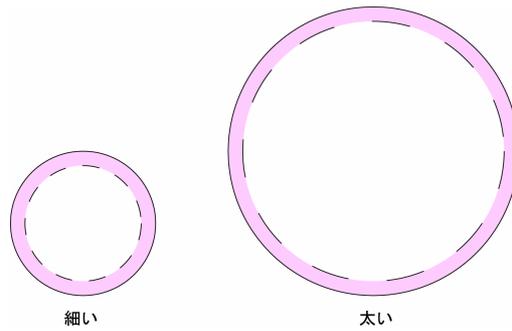


図 4.75 銅線を太くした場合の表皮効果の概形図  
(赤い面積部分が線を太くすると増える)



(a) ヘリカルアンテナ, 半径 150mm, 巻数 5 巻, 太さ 2mm (b) スパイラルアンテナ, 半径 150mm, 太さ 2mm

図 4.76 ヘリカルアンテナとスパイラルアンテナ

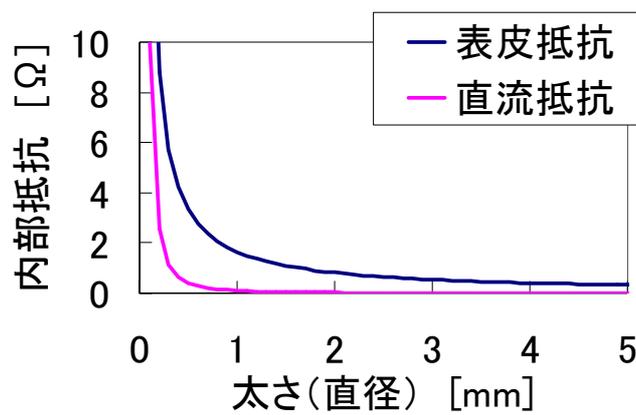


図 4.77 銅線を太くした場合の内部抵抗変化

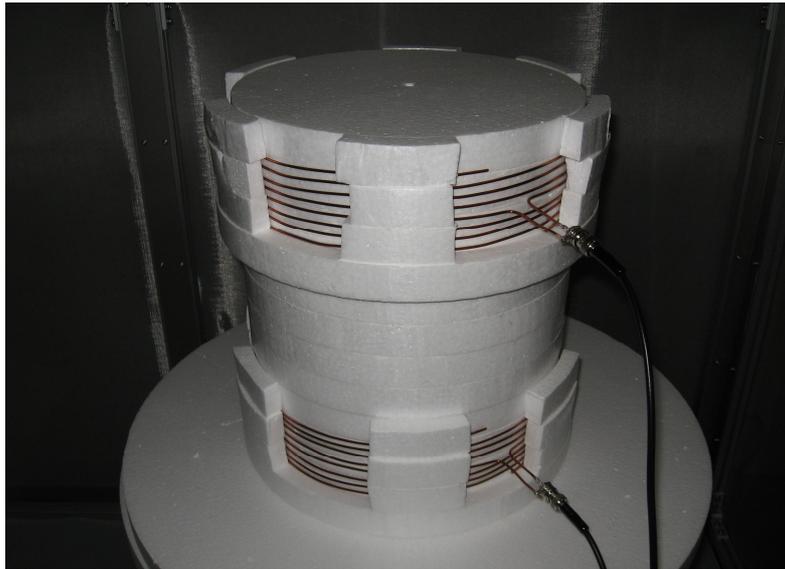
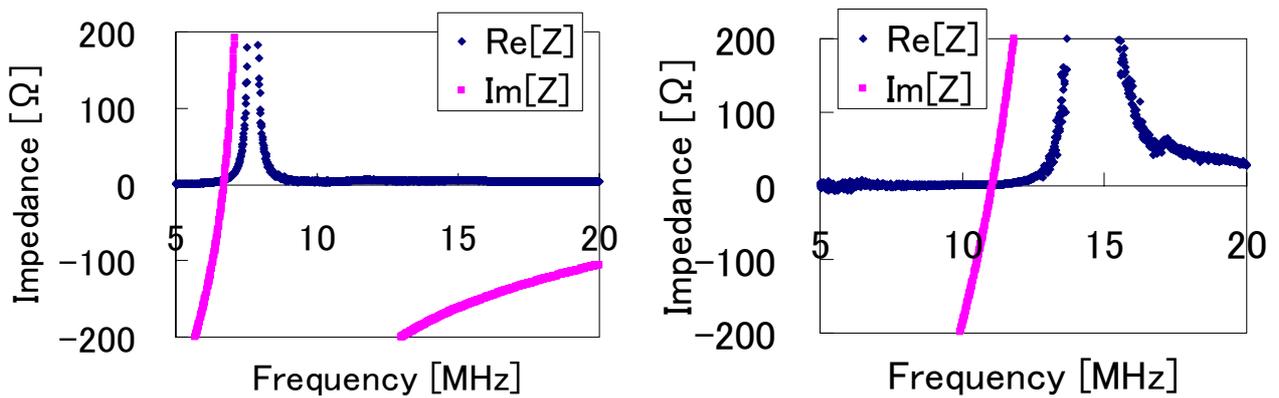


図 4.78 ピッチ可変型ヘリカルアンテナ，半径 150mm，8 巻



(a) 線間すき間 0mm，6.08  $\Omega$

(b) 線間すき間 4mm，1.81  $\Omega$

図 4.79 ピッチ可変型ヘリカルアンテナの入力インピーダンス，半径 150mm，8 巻

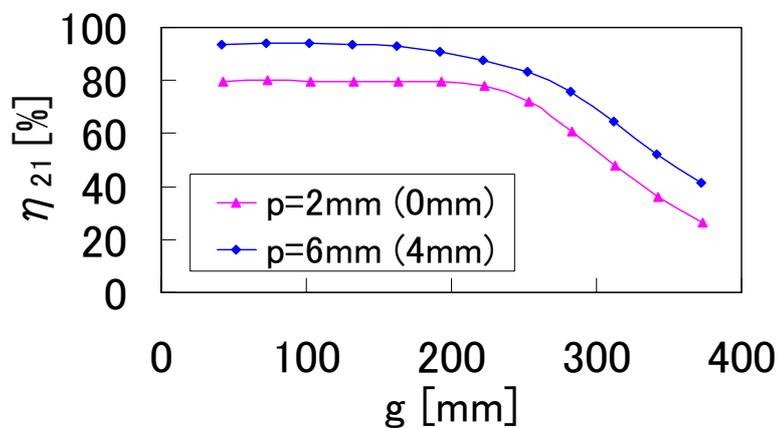


図 4.80 線間すき間を 0mm にした時の電力伝送効率，半径 150mm，8 巻

次に、温度による影響を検証する。大電流を扱う場合、銅損により銅線の温度が上昇する。温度上昇は更に、抵抗値の上昇につながる。銅の温度上昇による抵抗値の変化は、それほど大きくはないが影響は無視できない。例えば、銅の電気抵抗率 $\rho$ は $0^{\circ}\text{C}$ で $1.55\ \Omega\cdot\text{m}\times 10^{-8}$ 、 $20^{\circ}\text{C}$ で $1.72\ \Omega\cdot\text{m}\times 10^{-8}$ 、 $100^{\circ}\text{C}$ で $2.23\ \Omega\cdot\text{m}\times 10^{-8}$ であり、 $0^{\circ}\text{C}$ と $100^{\circ}\text{C}$ では、1.4倍程度の違いである。式(4.52)より、表皮効果を考慮した場合、抵抗値は1.2倍になる。

共振周波数17.5MHz、半径150mm、巻数5巻、太さ2mmのヘリカルアンテナの表皮効果含めた抵抗において、 $0^{\circ}\text{C}$ 、 $20^{\circ}\text{C}$ 、 $100^{\circ}\text{C}$ では、それぞれ $0.75\ \Omega$ 、 $0.83\ \Omega$ 、 $1.08\ \Omega$ である。電磁界共振結合においては、数 $\Omega$ でも効率に影響がある。式(4.37)より、特性インピーダンス $50\ \Omega$ の線路に繋いだ場合、 $0.75\ \Omega$  ( $0^{\circ}\text{C}$ )では効率は97.0%まで行くが、 $1.08\ \Omega$  ( $100^{\circ}\text{C}$ )では効率は95.8%までであり、1.2%効率が低下する。内部抵抗は出来る限り減らしたいので、低温での動作が推奨される。

### 4.5.3 大電力とQ値

電力を変えても効率は変わらないことを述べた。しかしながら、取り扱う電力が変わると、効率以外のところに注意する事柄が出てくる。特に、Q値の高い電磁界共振結合において、大電力を取り扱う時には注意すべき点が幾つか考えられ、それらについて検討する。先立って、一般に使用する電力を考える。

家庭内での電気機器を考えるとノートPCは30W程度、液晶テレビも200W程度であり、電化製品は一般に数十ワット～数百ワット程度である。近年のエコポイントなどの政府による後押しもあり、環境への各社の真剣な取り組みによって省エネ家電が非常に増えてきており、更に省エネ化は進むと思われる。一方、蓄熱、放熱関わるエアコンや電子レンジも省エネ化しているが、熱を扱うので1kW程度は必要である。それでも、一般家庭のブレーカーが20A～40Aである事を考えると、家庭で使える電力は2kW～4kW程度であり、それらの範囲内でこれら家電を使用している。

一方、家の駐車場での電気自動車へのワイヤレス電力伝送を考えた場合、2kW程度になると思われる。目安となるのはEVへの電池搭載量であるが、三菱iMiEVが16kWh、日産リーフが24kWhなので、2kW充電で考えると、それぞれ充電時間が8時間と12時間になる。電池が空になるまで使用するとは考えにくいので、毎回8時間もしくは12時間の充電が必ずしも必要ではなく、これらは大体の目安である。一晩寝ている間に充電する時間としては妥当である。

この様に、自宅まわりで扱う電力の最大値は家電においてもEVへのワイヤレス充電であっても、2kW程度である。一方、EVの急速充電を考える場合、業務用として20kWや50kW級の物があり、それらは別扱いとして考える必要がある。

大電力で注意すべき点は、電圧と電流の取り扱いになってくるが、Q値の高い電磁界共振結合アンテナにおいては、共振を利用しているので、負荷に流れる電圧と電流に対し注意を払う必要がある。電圧に関しては絶縁破壊により、コンデンサやコイル内のピッチ間でアークが飛ぶ心配がある。一方、電流に関しては、許容電流の問題がある。許容電流とは、電流値の上昇により温度が上昇したときに自然放熱され一定の温度以下で均衡が保たれる条件を満たす電流値であり、銅線の太さとの関係で決められている。これらに関する厳密な検討は、本論文の範疇を超えるので、見通しや概算などを述べるに留める。

まず、耐圧について考察する。空気の絶縁耐圧が3kV/mmであり、これが一つの基準になる。また、目安となる入力電力は先に述べたように、2kW～4kWである。一方、電磁界共振結合アンテナはQ値の

高いアンテナであり電圧が大きくなる。つまり、アンテナ自体の電圧上昇により、線間の空気の絶縁耐圧を越えてアークが飛ぶ心配がある。実際には、線路長に対してアンテナの大きさが無視できないので分布定数回路として検討する必要がある。例えば、オープン型のヘリカルアンテナは、共振するにはアンテナ上には1山の定在波が立っており、線路の端で電圧が大きく中央では電流が大きくなっており、線路上の電圧と電流は一定でない。しかしながら、簡易な検討を行うために、特性インピーダンスを除いた集中定数として、線路上の電流電圧の分布は無視し均等化して考える。

そこで、1素子での抵抗  $R=R_i+R_{load}$ 、内部抵抗  $R_{int}$ 、負荷抵抗  $R_{load}$ 、とインダクタ  $L$  とコンデンサ  $C$  の直列共振の等価回路を用いて考える (図 4.81)。直列共振なので、共振時に  $R,L,C$  に流れる電流は等しい。抵抗における電圧  $V_R$ 、インダクタにおける電圧  $V_L$ 、コンデンサにおける電圧  $V_C$  とすると、式(4.45)、(4.46)が求まる。まとめると、式(4.47)になる。

$$V_R = I_R R \Leftrightarrow I_R = \frac{E_S}{R} \quad (4.45)$$

$$\begin{aligned} E_S &= V_R + V_L + V_C = I_R R + \frac{I_R}{j\omega C} + j\omega L I_R = I_R R + \frac{E_S}{j\omega C R} + \frac{j\omega L E_S}{R} \\ &= I_R R - jQ E_S + jQ E_S = I_R R \end{aligned} \quad (4.46)$$

$$\begin{cases} V_R = E_S \\ V_L = jQ E_S \\ V_C = -jQ E_S \end{cases} \quad (4.47)$$

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{\omega L}{R_{int} + R_{load}} \quad (4.48)$$

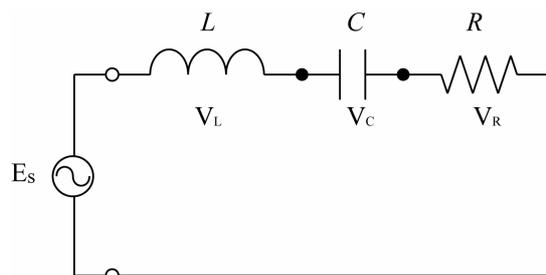


図 4.81 1素子のアンテナの等価回路，直列共振回路

つまり、インダクタもコンデンサも共に電圧は負荷の電圧の  $Q$  倍になる。無負荷の場合は、内部抵抗のみなので、 $Q$  値が異常に高くなる。低インピーダンスの負荷を接続する時も同様であり、注意が必要である。一方、高インピーダンスの負荷を接続する時には  $Q$  値はそこまで高くはならない。

共振周波数 17.5MHz, 半径 150mm, 巻数 5 巻, 太さ 2mm のヘリカルアンテナで検討する (図 4.76(a))。巻数が 5 巻で、線間すき間は 3mm である。自己インダクタンス  $8.5\mu\text{H}$ 、キャパシタンス  $9.8\text{pF}$ 、内部抵抗  $0.82\Omega$  であるので、式(4.48)より、無負荷におけるこのアンテナの  $Q$  値は 1138 である。一方、 $5\Omega$  の負荷を接続した場合  $Q$  値は 160 となり、 $50\Omega$  の負荷を接続した場合  $Q$  値は 18 にまで下がる。つまり、無負荷においては電源電圧の 1138 倍の電圧がインダクタに現われる事になる。非常に簡素化して考えているので電圧変換などは行っていない。そのため、例えば、定電圧源 200V を直接繋ぐと抵抗に対

する入力電力  $P_{in}$  (=負荷での消費電力  $P_R$ ) は図 4.82 の様になり、抵抗が大きいほど電力は送れないため、入力電力を増やすためには電源電圧を大きくするとして考える。

入力電力に対するインダクタ電圧を図 4.83 に示す。数 kW 級で動作させる場合、無負荷の場合は非常に大きな電圧がインダクタに発生する。ただし、今回は数式から導かれる関係を示したに過ぎず、この様な使い方は通常は行なわれない。50Ω 負荷のように負荷を接続したりインピーダンスを調整したりすれば、大きな電圧をインダクタに発生させずに済む。

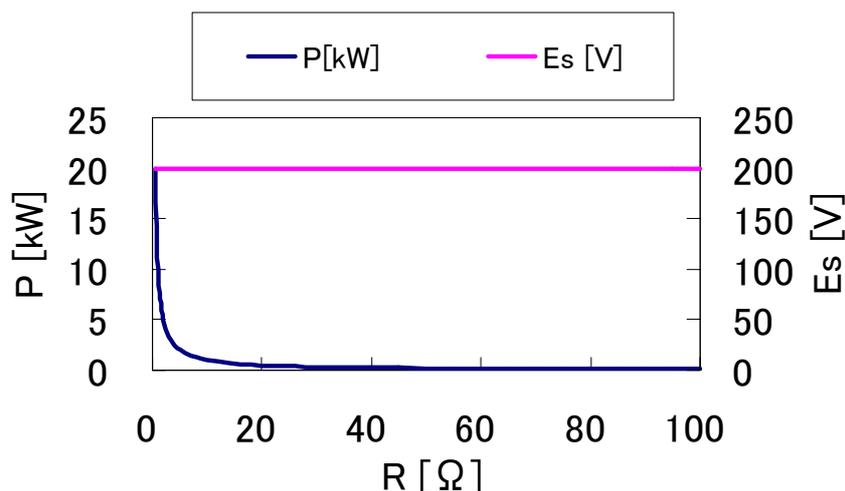


図 4.82 200V の定電圧源における負荷と電力

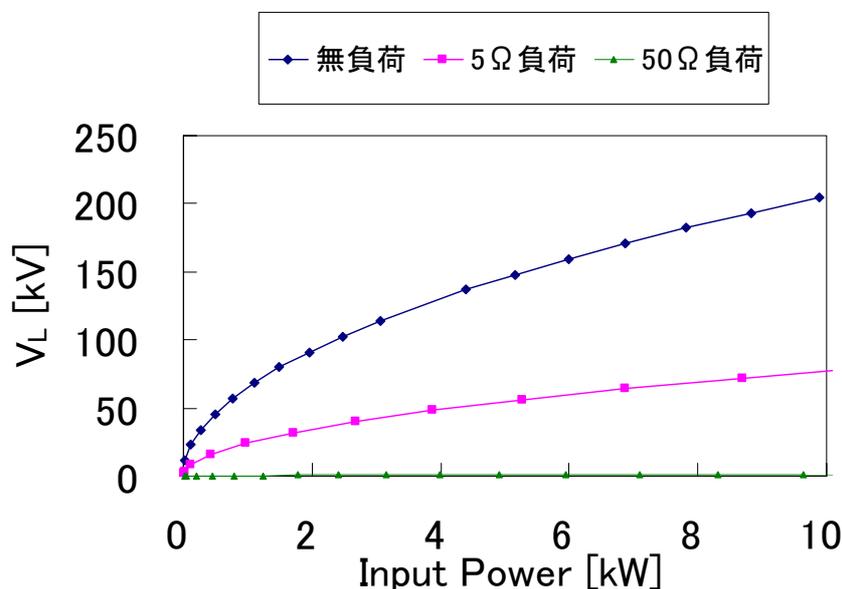


図 4.83 入力電力に対するインダクタ電圧  
(無負荷 :  $Q=1138$ , 5Ω 負荷 :  $Q=160$ , 50Ω 負荷 :  $Q=18$ )

耐圧で気にすべき箇所は空気の絶縁耐圧を越えてしまう箇所である。空気の絶縁耐圧は 3kV/mm であるので、1mm のすき間で 3kV、3mm のすき間で 9kV まで耐えられる。5 巻と 10 巻のヘリカルアンテナの線間に発生する電圧と、空気の絶縁耐圧 3kV/mm とを比較した。10kW までの結果を図 4.87 に、50kW までの結果を図 4.88 に示し、負荷変動による Q 値変化を、無負荷の場合 ( $Q=1138$ )、5Ω の場合 ( $Q=$

160), 50Ωの場合(Q=18), 100Ωの場合(Q=9)として示した。

巻数について検討する。今回検討している、図 4.76(a)の巻数 5 巻、太さ 2mm のヘリカルアンテナは線間すき間は 3mm なので、空気の絶縁耐圧 9kV まで耐える事が出来る。図では、5 巻のアンテナの線間に発生する電圧を示した。インダクタにかかる電圧を巻数で割った値として計算してある。厳密には先に述べたように線路上での電圧分布は一定でないが、均一化して考えている。また、参考までに 10 巻アンテナの線間に発生する電圧も併記した。10 巻についてであるが、巻数を変えるとアンテナの共振周波数が小さくなり Q 値は小さくなるが、図においてはその影響は無視し Q 値を不変とし、巻数を増やして線間にかかる電圧を巻数分で分圧する事によって、一つ一つの線間にかかる電圧を減らす事について検討した。つまり、5 巻では線間にかかる電圧は、 $V_L/5$  であるが、10 巻では  $V_L/10$  となり、5 巻の半分の電圧になる。100 巻では当然ながら、 $V_L/100$  であり、巻数を増やしていけば、更に線間の電圧は減る。

すき間については、今回検討しているヘリカルアンテナの線間すき間は 3mm であるが、ヘリカルアンテナの線間すき間は調整が可能である。より小型のものを目指す場合は、線間すき間は限りなく 0mm に近づけることになる。しかしながら、その分、空気の絶縁破壊つまり、アークが飛びやすくなる。そのため、巻数を多くするなどしてピッチ間の電圧を下げる必要がある。

一方、インダクタそのものにかかる電圧は  $V_L$  のままであるので、Q 値が高ければそれだけ電圧は高くなる。アンテナそのものは人の手に触れないようにパッケージ化されるので、人間が直接接触することはないが、実験中などにおいては触れる可能性もある。その場合、人がアースになるので、インダクタそのものにかかる電圧  $V_L$  に触れる事になり、注意が必要である。また、ケースに入れる場合もインダクタとケースの間は電圧  $V_L$  となり、絶縁破壊を起こしアークを飛ばさせないように事をつける必要がある。今回はインダクタについて検討しているが、同じ電圧がコンデンサにも加わるので、コンデンサも耐圧に優れた物を使用する必要がある。

負荷が変わると Q 値が変わるので、当然線間にかかる電圧が変わるので、その影響について検討する。入力電力 10kW 以下について示した図 4.87 より、無負荷 (Q=1138) の場合や 5Ω (Q=160) 程度の場合は、Q 値が高く、入力電力が 2~4kW において 5 巻のヘリカルアンテナの線間の電圧が空気の絶縁耐圧を超えるもしくは超える直前までいっており、この状態で使用するとアークが飛んでしまい問題である。一方、50Ω 負荷 (Q=18) や 100Ω 負荷 (Q=9) の場合、線間 3mm のこのアンテナの場合、2~4kW で動作させても平気である。とはいえ、湿度や温度変化による絶縁耐圧の変化や、アンテナ作製精度のバラツキなどを考えると kW 級の電力を使用する場合は、常にアークに関して注意を払う必要がある。

入力電力 50kW 以下について示した図 4.88 より、入力電力が 10kW から 50kW になると更に絶縁破壊に注意する必要があることが分かるが、電圧は入力電力の $\sqrt{\quad}$ に比例するので、急激に電圧が上昇する事はなく、比較的なだらかに上昇する。

低周波で動作させる場合、インダクタンス  $L$  を増やすために巻数を増やすが、角周波数  $\omega$  が下がり、また、内部抵抗  $R_{int}$  は、線路長が伸びた事による抵抗の増加と周波数が低くなった事による表皮効果の低下のトレードオフの関係にあり、一概に言えないが、Q 値は大きくは変わらない。大電力で動作させる事を考えると、巻数が増えて、線間の電圧は大幅に減るので、空気の絶縁耐圧は十分に満たす事になる。そのため、kHz で大電力を動作させる場合は、好条件が揃っている。

一方、高周波になると、巻数を減らして共振周波数を上げる必要がある。線路長も短くなり、アンテナ自体は小型化される。インダクタンス  $L$  は減るがその分角周波数  $\omega$  が高くなり、また内部抵抗  $R_{int}$  は

線路が減った分減り、周波数が高くなった分、表皮効果の影響で大きくなるので、一概に言えないが、結局 Q 値は大きくは変わらない。但し、GHz で大電力で動作させる場合、巻数が減るので、一つ一つの線間にかかる電圧は高くなりアークは発生しやすくなる。つまり、小型化して高周波で動作させる場合、大電力との相性は良いとはいえない。

周波数を変えた際も Q 値は大きくは変わらないと述べたが、大体の目安は 100~1000 程度である。当然ながら、更に精度を上げると Q 値は上がる余地がある。電力と周波数と Q 値の関係は、上記の様な関係であるが、次は、周波数と Q 値についてももう少し考察を行なうために、スケール則の視点で検討する。

#### 4.5.4 周波数と Q 値とスケール則

周波数を変えた際も Q 値は大きくは変わらないと述べたが、作り方の如何である程度の調整が出来る。線が極端に太くなったりして実状に合わない場合もあるが、一つの方法論として検討する。ここでは、周波数とスケール則について、全体の傾向を見るために、非常に粗い計算と断った上で検討を行なう。

Q 値について検討を加えるが、Q 値の持つ意味について考察する。本質的には、相互インダクタンス  $L_m$  が大きい送受信アンテナが理想的である。 $Q = \omega_0 L / R$  なので、厳密には Q 値だけでは、 $L_m$  を直接評価はできない。但し、 $k = L_m / L$  からわかるように、 $L_m$  が最大となるのは  $L_m = L$  の時である。当然ながら、 $L_m$  は  $L$  が大きいアンテナほど大きくなるので、Q 値が大きいことは電磁界共振結合様アンテナとしては大きなエアギャップを達成できる一つの目安になる。ここでは、結合係数  $k$  については触れないが、送受信アンテナ間の相互インダクタンスを用いて  $k$  を求めると、 $kQ = L_m / L \times \omega_0 L / R = \omega_0 L_m / R$  となり、最大効率の式(4.38)にも繋がり、Q 値は非常に重要なパラメータとなる事が分かる。

基準としたアンテナは、共振周波数 17.5MHz、半径 150mm、巻数 5 巻、ピッチ 5mm、太さ 2mm のヘリカルアンテナで、自己インダクタンス 8.5  $\mu$ H、キャパシタンス 9.8pF、内部抵抗 0.82  $\Omega$ 、 $Q = 1138$  である。これを長岡係数  $K_N$  を用いて、コイルの半径  $r$ 、巻数  $n$ 、ピッチ  $p$  から自己インダクタンス  $L$  を求めると、式(4.49)、(4.50)、(4.51)となる。 $F(x)$  は第一種完全楕円積分であり、 $E(x)$  は第二種完全楕円積分である。

$$L = \frac{\mu_0 n^2 \pi r^2}{np} K_N \quad (4.49)$$

$$K_N = \frac{\left( \frac{np \sqrt{4.0r^2 + (np)^2}}{r^2} \right) (F(x) - E(x)) + \left( \frac{4.0 \sqrt{4.0r^2 + (np)^2}}{np} \right) E(x) - \frac{8.0r}{np}}{3.0\pi} \quad (4.50)$$

$$x = \frac{2.0r}{\sqrt{4.0r^2 + (np)^2}} \quad (4.51)$$

簡易のためにキャパシタンス  $C = 9.8$  pF で固定とし、 $L$ 、 $C$  から角共振周波数  $\omega_0$  を求めた。一方、内部抵抗は、半径と巻数から全長を計算し、また、線の太さ  $D$  と表皮効果を含めた式(4.42)で求めた。そして、これら  $\omega_0$ 、 $L$ 、 $R$  から Q 値を求めた。結果、 $L = 15.9 \mu$  H、 $R = 0.70 \Omega$ 、 $f_0 = 12.8$  MHz、 $Q = 1826$  で

あった。電磁界解析と比べるとインダクタンスが 187%程大きく Q 値が高くなる要因になっている、また、内部抵抗が 15%程低くなり、これも Q 値が高くなっている原因である。一方、周波数が、27%程低くなっており、Q 値を小さくしている。結果、Q 値は 160%程大きくなっている。この誤差を含んだ状態の値を新しい基準値として、以下は検討を行なう。

周波数とスケール則の関係について、以下 3 つの条件に分けて述べる。 $f_0=12.8\text{MHz}$  を境として、そこから周波数が高い場合と低い場合という視点で考える。一つ目、図 4.84 は半径、ピッチ、線の太さの 3 つについて同時にスケールを変えた場合である。二つ目、図 4.85 は半径、ピッチについてスケールを変え、線の太さは変えない場合である。三つ目、図 4.86 は、半径のみについてスケールを変え、ピッチと線の太さは変えない場合である。いずれの 3 つの条件においても、巻数は変えていない。

図 4.84 は半径、ピッチ、線の太さを基準値から変えていった場合であり、一番基本的なスケール変化である。今回の条件では、半径に対する線の太さは一定となり半径に対して 1.3%の太さになっている。つまり、半径が小さくなれば周波数が高くなると共に、線の細さが小さくなり、半径が大きくなれば周波数が低くなると共に、線の太さが太くなる。そのため、周波数が高くなると、線の太さが非常に細くなり、抵抗値が増加して Q 値が下がる。一方、周波数が下がると、線の太さが非常に大きくなり、抵抗値が低下して Q 値が上がる。完全にスケール化をすると、周波数を下げた方が Q 値が高くなる。ただし、線の太さが 1cm もの大きさになると、実感として太過ぎる感があるのは否めない。

図 4.85 は半径、ピッチを基準値から変えていった場合であり、線の太さは固定している。線の太さは半径に対して等しくスケール化する必要がないので、抵抗値を下げるために出来る限り太い線を使用したほうが良い。半径を小さくして周波数が高くなると、線の太さが一定の場合は、一つ目のスケール条件に比べ抵抗値が圧倒的に小さくなる。そのため、Q 値が上がる。一方、半径を大きくして周波数が低くなると、線の太さが一定の場合は、一つ目のスケール条件に比べ、抵抗値が大きくなる。そのため Q 値が下がる。一つ目のスケール条件と比べると、線の太さによる抵抗値の変化が Q 値に与える影響がわかる。

図 4.86 は半径のみを基準値から変えていった場合であり、ピッチや線の太さは固定している。ピッチを変えないことはあまり考えられないが、二つ目のスケール条件と比べる事により、ピッチの影響がわかりやすい事を意図して示した。基準値より周波数を上げると、二つ目のスケール条件に比べピッチは広がりインダクタンスが小さくなるので、同じインダクタンスを得るためには、その分半径が広がる。40MHz 付近で比べると、今回は半径 30mm であり、二つ目のスケール条件では、半径が 15mm である。つまり、同じインダクタンス、同じ周波数を得るために、半径が大きくなり、線路長が長くなり、抵抗値が増え、Q 値を下げる原因になっている。一方、周波数を下げると、二つ目のスケール条件に比べ、ピッチが短くなり、インダクタンスを増やし、Q 値を上げる事になる。インダクタンスを上げるためにも、線路長を短くして内部抵抗を減らすにしても、ピッチはなるべく小さい方が良いことが分かる。

次に、電流値に関してであるが、電流値は許容電流を考えれば良い。絶縁物の最高許容温度  $60^{\circ}\text{C}$  において周囲温度  $30^{\circ}\text{C}$  以下の場合を考えると、絶縁銅線の単線の場合、太さ 1.6mm の銅線の許容電流は 27A、2.0mm で 35A、2.6mm で 48A という値が電技解釈第 172 条より規定されている。コイル形状の場合は、これより更に温度は低下しにくいのでより注意が必要であるが、家庭での電気自動車への充電は、 $100\text{V} \times 20\text{A} = 2\text{kW}$  もしくは、 $200\text{V} \times 10\text{A} = 2\text{kW}$  程度である。多く見積もっても、 $200\text{V} \times 20\text{A} = 4\text{kV}$  程度であり、許容電流から考えると許容電流範囲内で使用できることになる。しかしながら、電流に関しても電圧同様、注意が必要である。

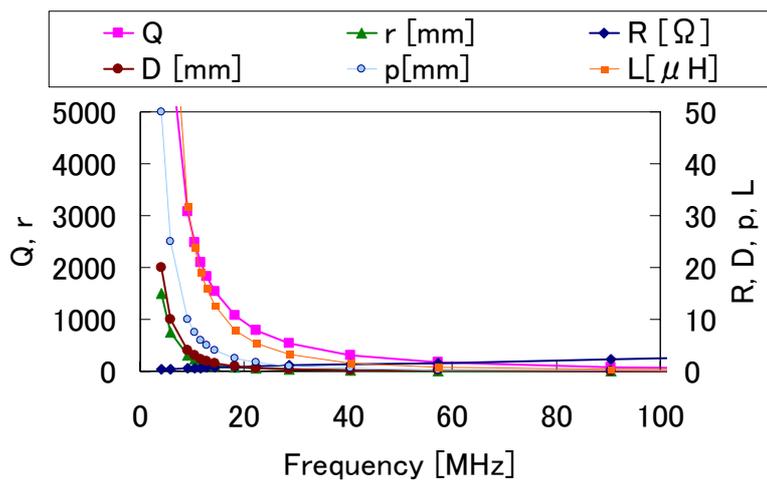


図 4.84 周波数とスケール則，半径，ピッチ，太さ変化

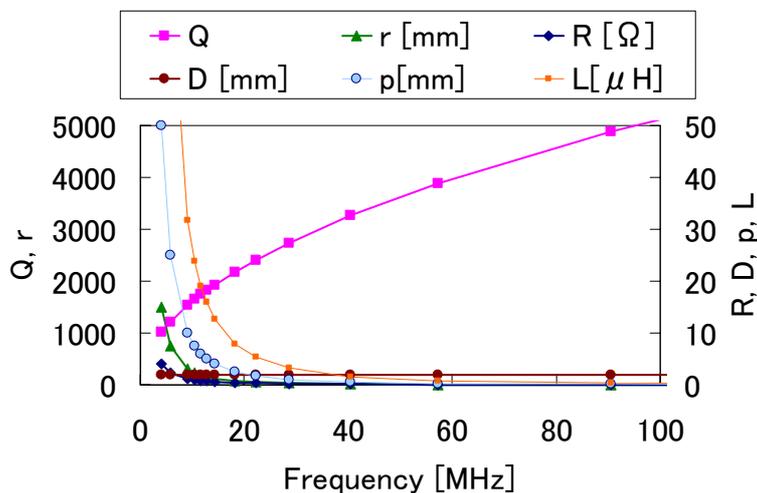


図 4.85 周波数とスケール則，半径，ピッチ変化（太さ固定）

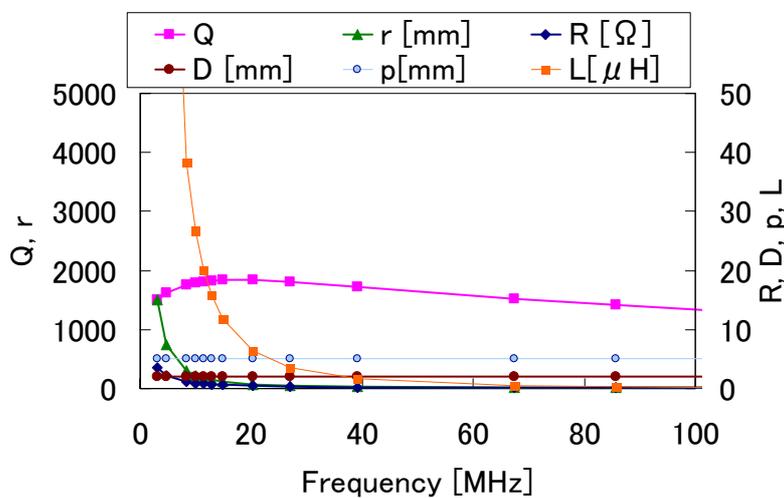
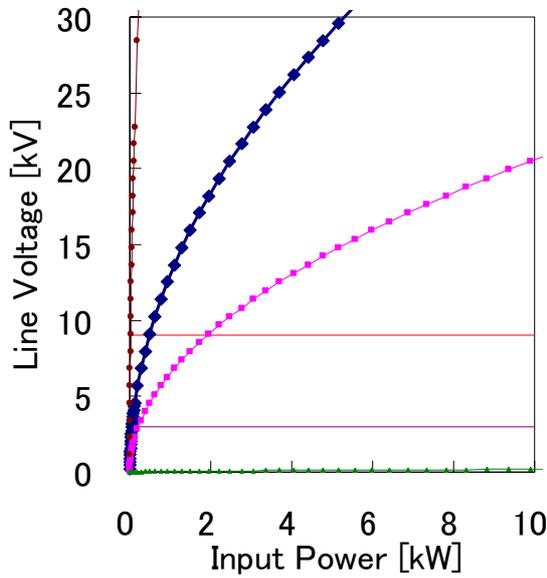
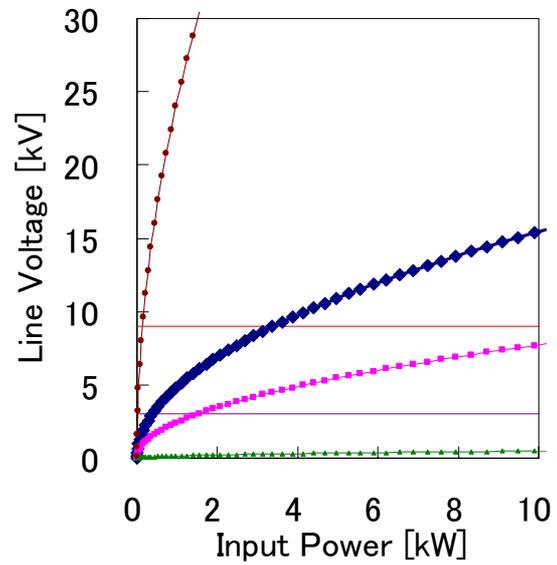


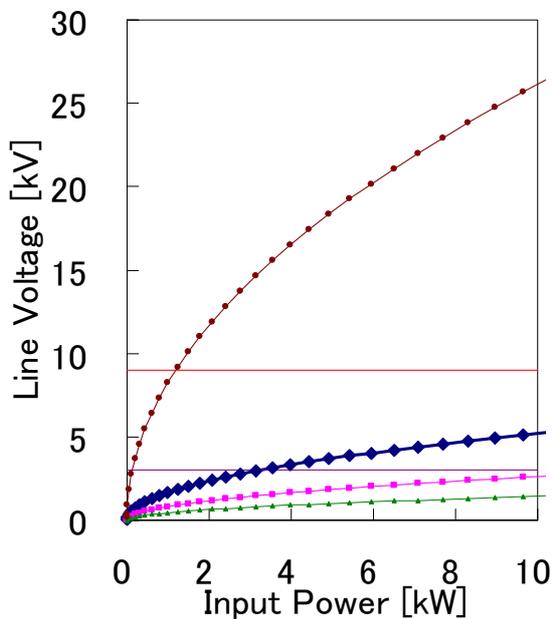
図 4.86 周波数とスケール則，半径変化（ピッチ，太さ固定）



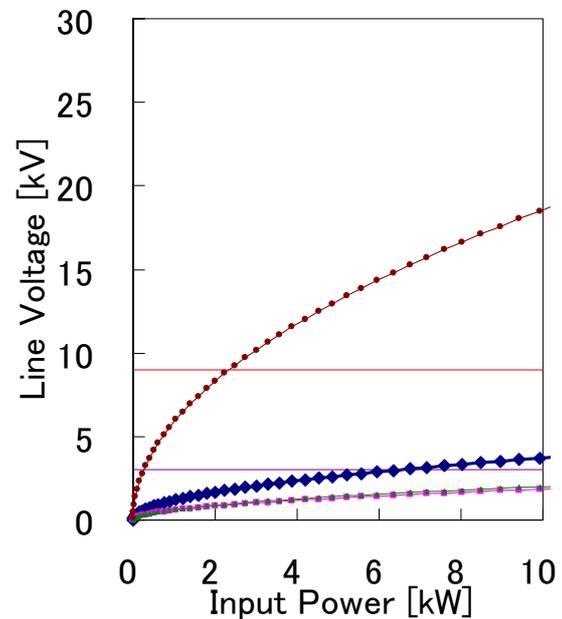
(a) 無負荷,  $Q=1138$



(b)  $5\ \Omega$ ,  $Q=160$

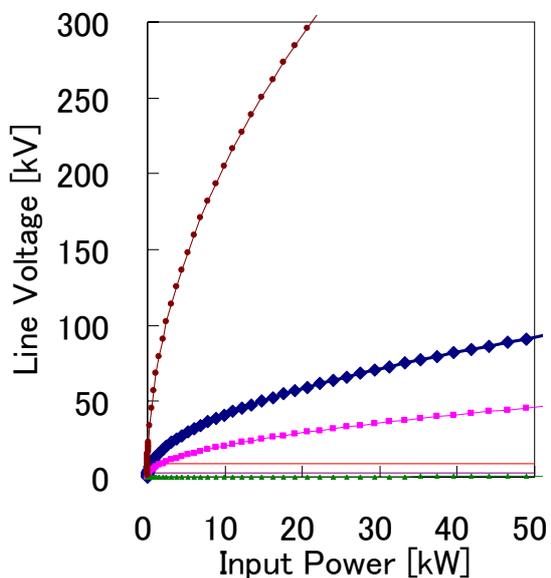


(c)  $50\ \Omega$ ,  $Q=18$

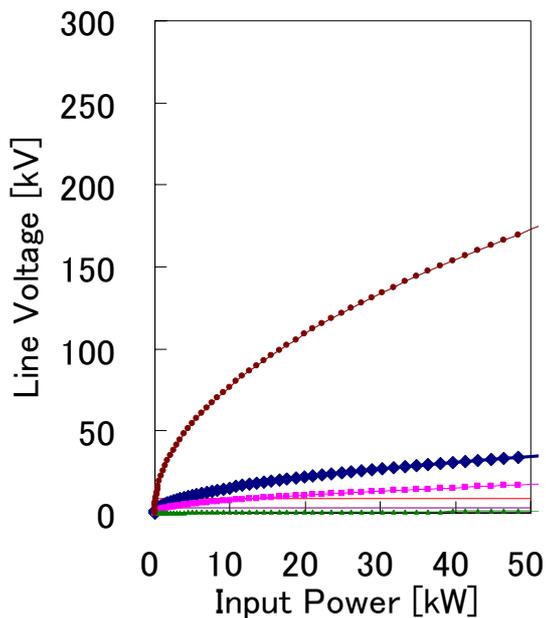


(d)  $100\ \Omega$ ,  $Q=9$

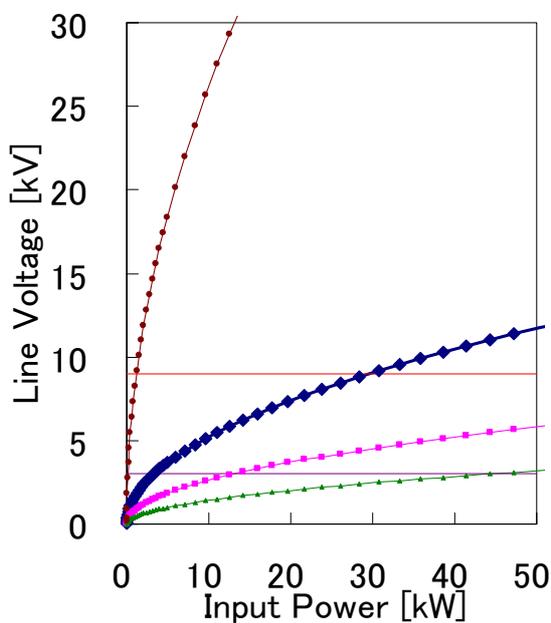
図 4.87 ピッチ間電圧と絶縁耐圧  
(絶縁耐圧: 空気  $3\text{kV/mm} \times 3\text{mm} = 9\text{kV}$ , 空気  $3\text{kV/mm} \times 1\text{mm} = 3\text{kV}$ )



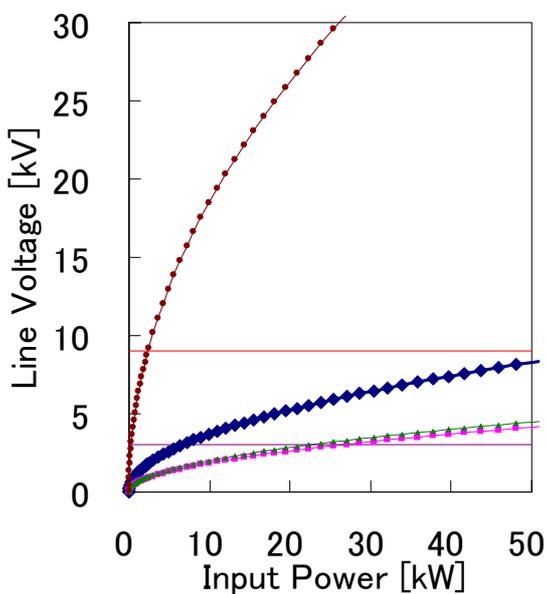
(a) 無負荷,  $Q=1138$ , スケール変更



(b)  $5\Omega$ ,  $Q=160$ , スケール変更



(c)  $50\Omega$ ,  $Q=18$



(d)  $100\Omega$ ,  $Q=9$

図 4.88 ピッチ間電圧と絶縁耐圧, 50kW まで表示  
 (絶縁耐圧: 空気  $3\text{kV/mm} \times 3\text{mm} = 9\text{kV}$ , 空気  $3\text{kV/mm} \times 1\text{mm} = 3\text{kV}$ )

## 4.6 非対称アンテナの提案

前章までは送受信のアンテナ形状が対称のアンテナについて検討してきた。本節では送受信のアンテナの形状が非対称のアンテナにおける電磁界共振結合の可能性を検討する。非対称アンテナが持つ可能性は大きく、送信側と受信側のアンテナの大きさを変える事により、様々な製品において大きなメリットをもたらす。例えば、宅内利用を考えると、送信側アンテナを大きくし、受信側アンテナを小さくした場合、送信アンテナから電力を供給する範囲が広くなり、部屋全体への給電が行える一方、受信側のアンテナは小さいので携帯電話等に内蔵でき、ワイヤレス充電することが出来る。駐車中の電気自動車への充電を考えた場合、送信側のアンテナを大きくすることで自動車の位置ずれに非常に強いアンテナができる(図 4.92)。本稿では取り扱わないが、複数の受信アンテナへの給電や移動中の電気自動車(図 4.90)やロボット(図 4.91)などの移動体への給電を考えた場合、構造上、非対称アンテナの給電が必須項目となる。

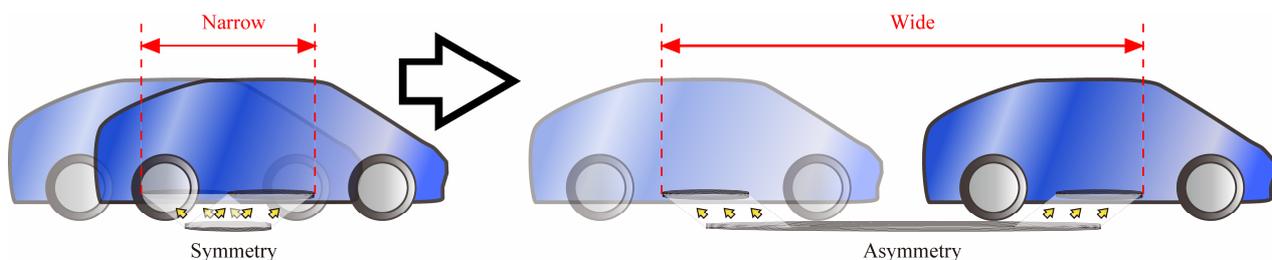


図 4.89 位置ずれに強い非対称アンテナによる駐車中の電気自動車へワイヤレス充電



図 4.90 非対称アンテナによる移動中の電気自動車へのワイヤレス充電

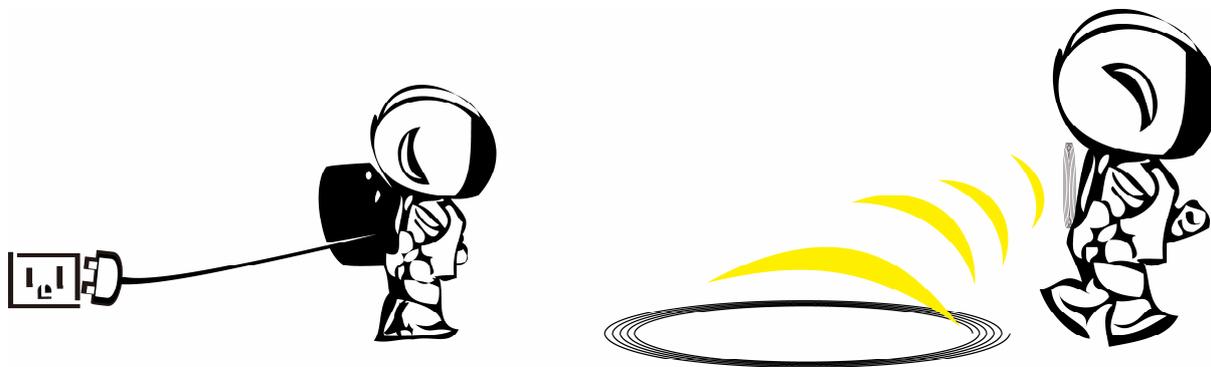


図 4.91 非対称アンテナによる移動中のロボットへのワイヤレス充電

## 4.6.1 非対称アンテナの等価回路による検証

等価回路を基にして非対称アンテナに関し、パラメータスタディーによる検証を行ない、非対称アンテナの可能性について検討を行う。等価回路を図4.92に示す。非対称アンテナを模擬するために、 $L_1 \neq L_2$ 、 $C_1 \neq C_2$ とする。しかしながら、磁界共振結合においては、通信用アンテナ同様、共振周波数が同じであることが重要であるので、送信側の共振周波数  $f_{01}$  と受信側の共振周波数  $f_{02}$  の関係は、 $f_{01} = f_{02}$  とする。また、一般に非対称アンテナ  $R_1 \neq R_2$  であるが、ここでは、 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  影響を検証するために、 $R_1 = R_2$  とする。半径 150mm、巻数 5 巻、ピッチ 5mm のアンテナの自己インダクタンス  $L_1 = 8463.9\text{nH}$ 、キャパシタンス  $C_1 = 9.7\text{pF}$ 、内部抵抗  $R_1 = 0.76\Omega$  と、エアギャップ 150mm の時の相互インダクタンスの値  $L_m = 712\text{nH}$  をもとにする。検証の方法としては、受信アンテナは固定とし  $L_2$ 、 $C_2$  の値は変えずに、 $f_{01} = f_{02}$  を保つように送信アンテナの  $L_1$ 、 $C_1$  を変化させ、非対称アンテナを模擬する。つまり、式(4.52)において常に  $f_{01}$  が一定になるように  $L_1$ 、 $C_1$  のパラメータを変化させる。

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (4.52)$$

等価回路による計算結果を図4.93に示す。変化させた  $L_1$ 、 $C_1$  のパラメータを表4.3に示す。図4.93(a)のように、 $L_1$  が 0.1 倍まで小さくなった場合や、図4.93(j)のように 10 倍まで大きくなった場合は、図4.93(e)の元の状態に比べ波形の乱れがあるが、それでも 80%以上の効率で電力伝送が行なえる。また、後に詳細に述べるが、インピーダンスマッチングを行なうとほぼ元の状態まで効率が改善する。特に悪化が激しかった  $L_1$  を 0.1 倍にした場合と 10 倍までにした場合における、インピーダンスマッチングを行った結果を図4.94に示す。共に、送信側のインピーダンスを  $122\Omega$  にした。以上より、非対称アンテナにおいても電力伝送が出来ることが確認された。

但し、非対称アンテナが作り出す相互インダクタンスの変化については検証することが困難である。そこで、電磁界解析を使用し、厳密な検討を次小節で行う。

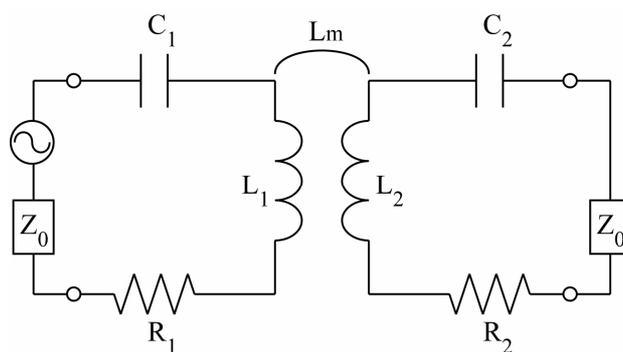


図 4.92 非対称アンテナの等価回路,  $f_{01} = f_{02}$

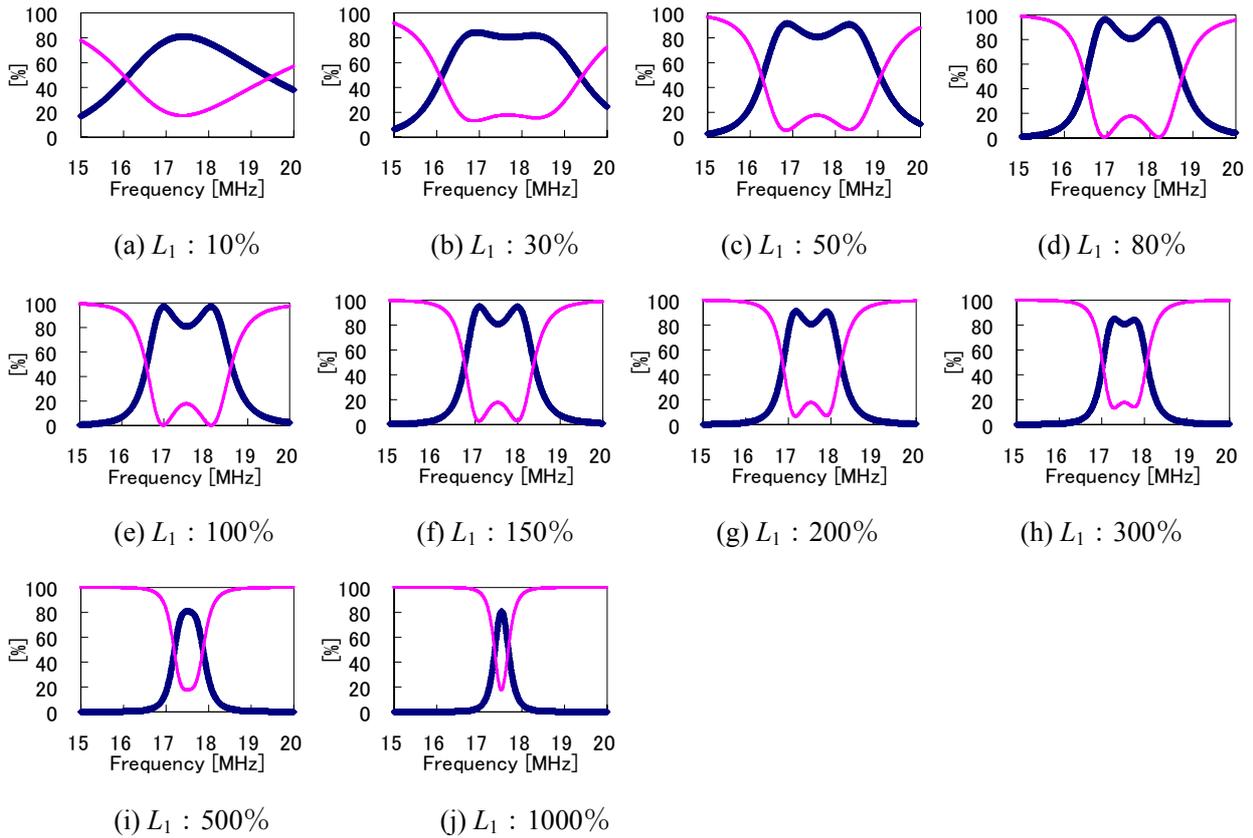


図 4.93 送信アンテナの自己インダクタンスとキャパシタンスを変化させた場合 ( $f_{01}=f_{02}$ )

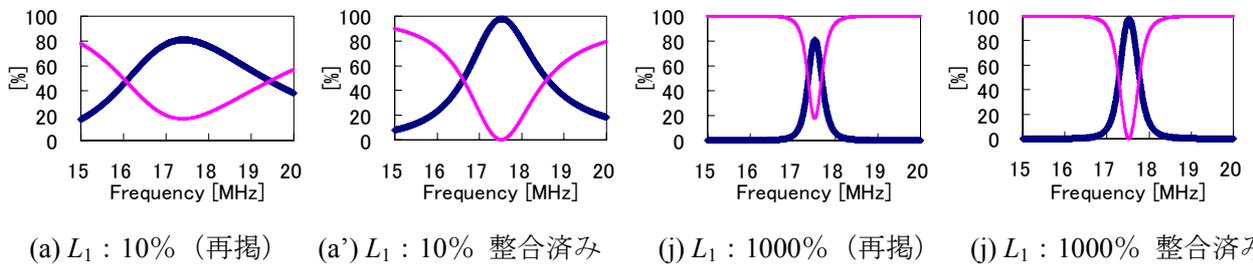


図 4.94 送信アンテナの自己インダクタンスとキャパシタンスを変化させた場合の整合 ( $f_{01}=f_{02}$ )

表 4.3  $L_1, C_1$  の変化率

$L_1$ の倍率 [%]	$L_1$ [nH]	$C_1$ [pF]
10	846.4	97.5
20	1692.8	48.7
30	2539.2	32.5
40	3385.5	24.4
50	4231.9	19.5
60	5078.3	16.2
70	5924.7	13.9
80	6771.1	12.2
100	8463.9	9.7
150	12695.8	6.5
200	16927.7	4.9
300	25391.6	3.2
500	42319.4	1.9
1000	84638.7	1.0

#### 4.6.2 電気自動車用非対称ヘリカルアンテナの提案

前小節では、等価回路によって非対称アンテナによる磁界共振結合の可能性を確認した。一方、等価回路を使用した検討においては、非対称アンテナが作り出す相互インダクタンスの変化については検証することが困難であり、各エアギャップにおける相互インダクタンスの値を求めるためには、電磁界解析を必要とする。そこで、本小節では、電磁界解析と実験によって非対称アンテナの実現可能性について検証する。

本小節では、停車中の電気自動車への給電を想定したアンテナ設計を行なう。電気自動車への非接触充電では、エアギャップが約 10cm で短いということと、位置ずれへの許容値が約数 cm 程度で位置ずれに対し非常に弱い事が、今までの電磁誘導方式による非接触充電の欠点であった。電気自動車が駐車場に停車する場合、数センチの誤差なく駐車することは非常に困難である。そこで、第2章において磁界共振結合はエアギャップと位置ずれに強い事を示したが、非対称アンテナはその形状から更に位置ずれに強い事が想定される。そこで、非対称アンテナを用いて対称アンテナより更に位置ずれに強いアンテナを提案する。

提案するアンテナを図 4.95, 図 4.96 に示す。図 4.95 は受信用の小円形ヘリカルアンテナである。図 4.96 は送信用ヘリカルアンテナであり、大円形タイプと楕円タイプがある。受信用の小円形ヘリカルアンテナは電気自動車の車体底に備えつけても邪魔にならない小型タイプである。送信用のヘリカルアンテナの大円形タイプは駐車場の広い範囲をカバーすることができ、楕円タイプは一方向への位置ずれに強いタイプとしての提案である。但し、現在の電気自動車の車体底は平らでないために小さなアンテナを必要としているが、将来の電気自動車は電池を車体底にビルトインする構想もあり、車体底が平らになれば、送信用を想定している大円形や楕円形のヘリカルアンテナを受信用として車体底に取り付けることも、送受信共に、大円形や楕円形にする事も出来る。大きさの比較のため図 4.97 に3種のアンテナを示す。パラメータを図 4.98 に示す。また、電磁界解析モデルを図 4.99 に示す。受信用小円形ヘリカルアンテナは半径 190mm, 巻数 5 巻, ピッチ 5mm, 送信用大円形ヘリカルアンテナは半径 480mm, 巻数 2 巻, ピッチ 5mm, 送信用楕円形ヘリカルアンテナは長半径 570mm, 短半径 190mm, 巻数 2 巻, ピッチ 5mm である。電磁界解析におけるエアギャップや位置ずれの様子を図 4.100, 図 4.101 に、実験におけるエアギャップや位置ずれの様子を図 4.102~図 4.105 に示す。

共振周波数は全て 13.56MHz であり、共振周波数の誤差は 1%以下である。小円形ヘリカルアンテナは自己インダクタンス 11120.8nH, キャパシタンス 12.4pF, 内部抵抗 1.61Ω, 大円形ヘリカルアンテナは自己インダクタンス 4320.4nH, キャパシタンス 32.1pF, 内部抵抗 1.12Ω, 楕円形ヘリカルアンテナは自己インダクタンス 4131.9nH, キャパシタンス 33.5pF, 内部抵抗 0.96Ω である。受信側の一方、小円形ヘリカルアンテナは半径が小さいものの巻数が 5 巻と大きいために、自己インダクタンスが大きく、一方、送信側のサイズの大きい 2 種のアンテナは半径が大きいものの巻数が 2 巻と少ないために、自己インダクタンスが小さい結果となったと思われる。自己インダクタンスの比率は、大円形アンテナと小形アンテナでは 2.57 倍、楕円アンテナと小型アンテナでは 2.69 倍となり、ほぼ自己インダクタンスの比率は同じになった。

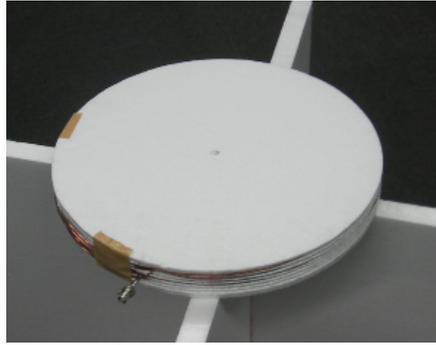
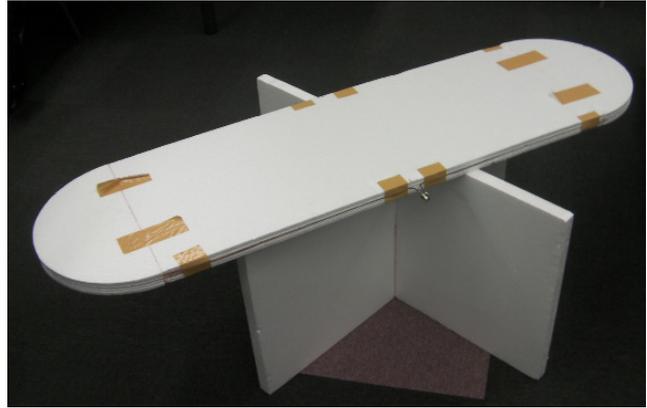


図 4.95 受信用小円形ヘリカルアンテナ

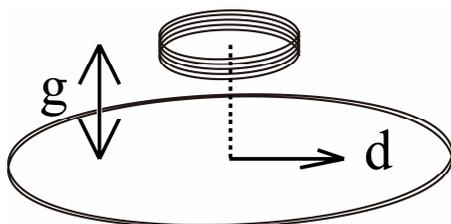


(a)大円形ヘリカルアンテナ (b)楕円形ヘリカルアンテナ

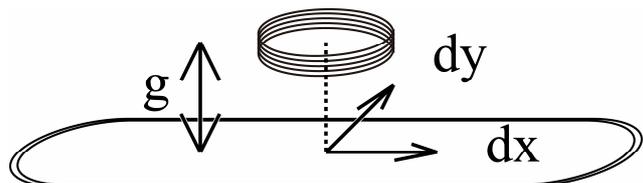
図 4.96 送信用ヘリカルアンテナ 2 種



図 4.97 非対称ヘリカルアンテナ 3 種

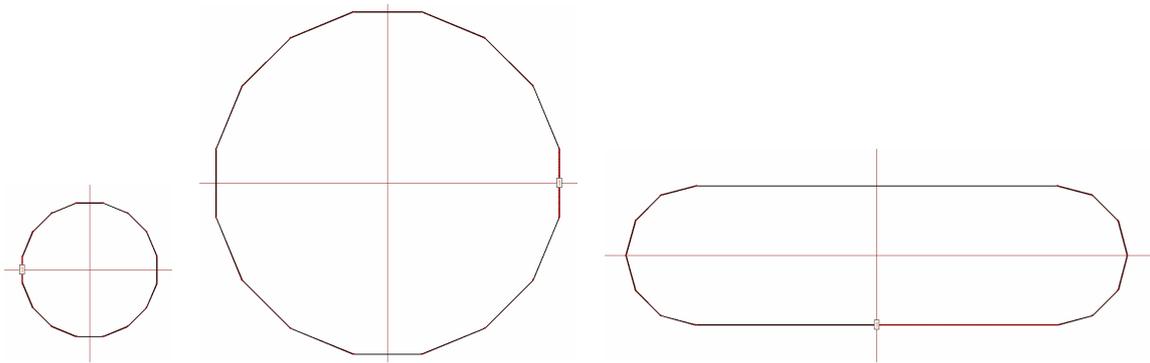


(a)大円形ヘリカルアンテナ

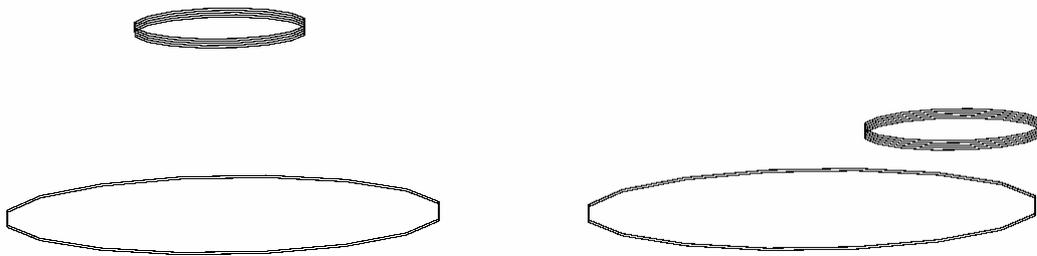


(b)楕円形ヘリカルアンテナ

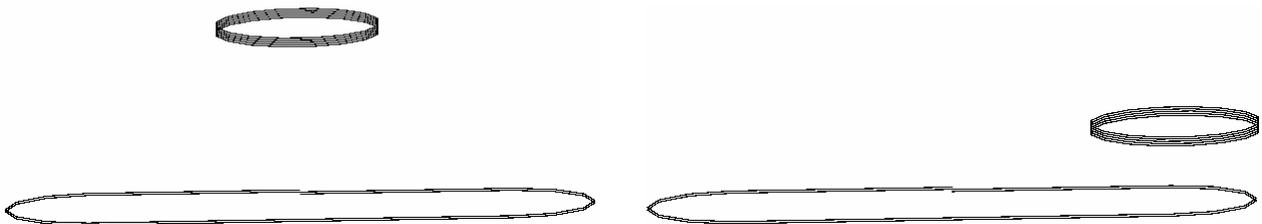
図 4.98 非対称ヘリカルアンテナのパラメータ



(a)小円形ヘリカルアンテナ (b)大円形ヘリカルアンテナ (c)楕円形ヘリカルアンテナ  
 図 4.99 非対称ヘリカルアンテナの電磁界解析モデル (スケール保持)



(a) エアギャップ変化 ( $g=400\text{mm}$  の場合) (b) 位置ずれ変化 ( $g=150\text{mm}$ ,  $d=300\text{mm}$  の場合)  
 図 4.100 大円形アンテナと小円形アンテナにおける電磁界解析



(a) エアギャップ変化 ( $g=400\text{mm}$  の場合) (b) 位置ずれ変化 ( $g=150\text{mm}$ ,  $dx=500\text{mm}$  の場合)  
 図 4.101 楕円形アンテナと小円形アンテナにおける電磁界解析

## 大円形



(a)  $g=100\text{mm}$       (b)  $g=150\text{mm}$       (c)  $g=200\text{mm}$       (d)  $g=250\text{mm}$

図 4.102 大円形アンテナと小円形アンテナ, エアギャップ変化



(a)  $d=0\text{mm}$       (b)  $d=150\text{mm}$       (c)  $d=300\text{mm}$       (d)  $d=450\text{mm}$

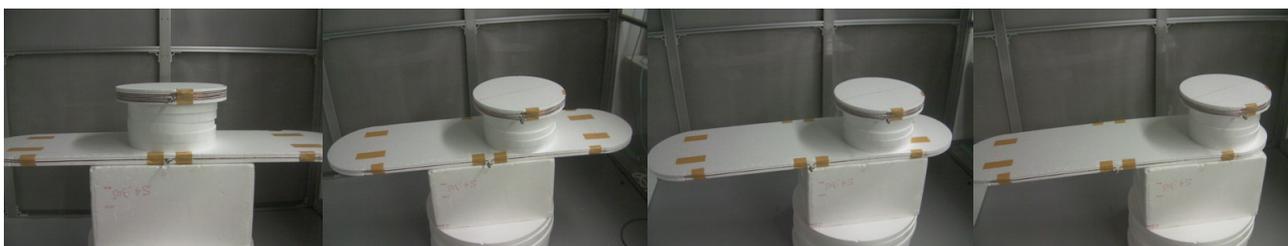
図 4.103 大円形アンテナと小円形アンテナ, 位置ずれ変化

## 楕円形



(a)  $g=100\text{mm}$       (b)  $g=150\text{mm}$       (c)  $g=200\text{mm}$       (d)  $g=250\text{mm}$

図 4.104 楕円形アンテナと小円形アンテナ, エアギャップ変化



(a)  $dx=0\text{mm}$       (b)  $dx=150\text{mm}$       (c)  $dx=300\text{mm}$       (d)  $dx=450\text{mm}$

図 4.105 楕円形アンテナと小円形アンテナ, 位置ずれ変化

大円形アンテナのエアギャップ変化の電磁界解析の結果を図 4.106 に、実験結果との比較を図 4.107 に示す。大円形アンテナの位置ずれ変化の電磁界解析の結果を図 4.108 に、実験結果との比較を図 4.109 に示す。エアギャップ変化をまとめた結果を図 4.110 に位置ずれ変化をまとめた結果を図 4.111 に示す。エアギャップを近づけても  $50\Omega$  系で測定すると、2つの共振周波数は見られなかった。入力インピーダンスを低く変換しての2つの共振周波数の出現は確認済みである。受信側の小型のアンテナの半径は  $190\text{mm}$  であり、エアギャップが  $200\text{mm}$  の時の効率が電磁界解析で  $80.9\%$ 、実験結果で  $69.6\%$  であり、ほぼ半径程度のエアギャップであれば、高効率の電力伝送が出来る。また、エアギャップを大きくした時の効率の現象は緩やかな曲線を描いている。一方、位置ずれについては、 $g=150\text{mm}$  で行なっている。位置ずれがない最初の状態  $d=0\text{mm}$  の時の効率は電磁界解析で  $87.8\%$ 、実験結果で  $78.5\%$  であり、位置ずれを起こしても相互インダクタンスがほぼ変わらないので効率は一定である。 $d=300\text{mm}$  では効率が電磁界解析で  $81.3\%$ 、実験結果で  $66.0\%$  であり、それ以上位置ずれを起こした場合は急激に悪化している。これは、図 4.103(c)のように大円形送信アンテナのコイルの線を超えた場合に起こっている。実験結果と電磁界解析結果は  $10\%$  程度の誤差はあるが、比較的良好な結果を得られた。

楕円形アンテナのエアギャップ変化の電磁界解析の結果を図 4.112 に、実験結果との比較を図 4.113 に示す。楕円形アンテナの位置ずれ変化の電磁界解析の結果について長径方向を図 4.114 に、実験結果との比較について長径方向を図 4.115 に示す。短径方向は電磁界解析のみの結果であり、結果を図 4.116 に示す。エアギャップ変化をまとめた結果を図 4.117 に、長径方向への位置ずれ変化をまとめた結果を図 4.118 に、短径方向への位置ずれ変化をまとめた結果を図 4.119 に示す。

エアギャップが小さい時は2つの共振周波数は確認できた。しかしながら、送受信アンテナを同じものを使用した時の様子とは違い、エアギャップを大きくして2つの共振周波数が1つになる過程における共振周波数の効率が一定でない。これに関しては、今後、相互インダクタンスの変化や磁界結合と電界結合の比率などを丁寧に検証する必要がある。エアギャップが  $200\text{mm}$  の時の効率は電磁界解析結果で  $72.0\%$ 、実験結果で  $52.0\%$  であり、電磁界解析結果では大円形に比べ  $8.9\%$  効率が低い。

一方、位置ずれについては、 $g=150\text{mm}$  で行なっている。長径方向の位置ずれの時は短径方向の位置ずれはないとし、その逆も同じである。 $dx, dy=0\text{mm}$  の時の効率は電磁界解析で  $87.7\%$ 、実験結果で  $70.6\%$  である。長径方向の位置ずれ  $dx=450\text{mm}$  では効率が電磁界解析で  $85.0\%$ 、実験結果で  $66.5\%$  であり、それ以上位置ずれを起こした場合は急激に悪化している。これは、図 4.105(d)のように大円形送信アンテナのコイルの線を超えた場合に起こっている。送信アンテナの短半径と受信アンテナの半径は同じであるので、短径方向への位置ずれが起こった時点で送信コイルの線を超えることになる。そのため、効率は位置ずれと共に低下している。実験結果と電磁界解析結果は  $10\sim 15\%$  程度の誤差はあるが、比較的良好な結果を得られた。最後に電球点灯実験のデモ様子を図 4.121 に示す。

大円形のエアギャップ結果

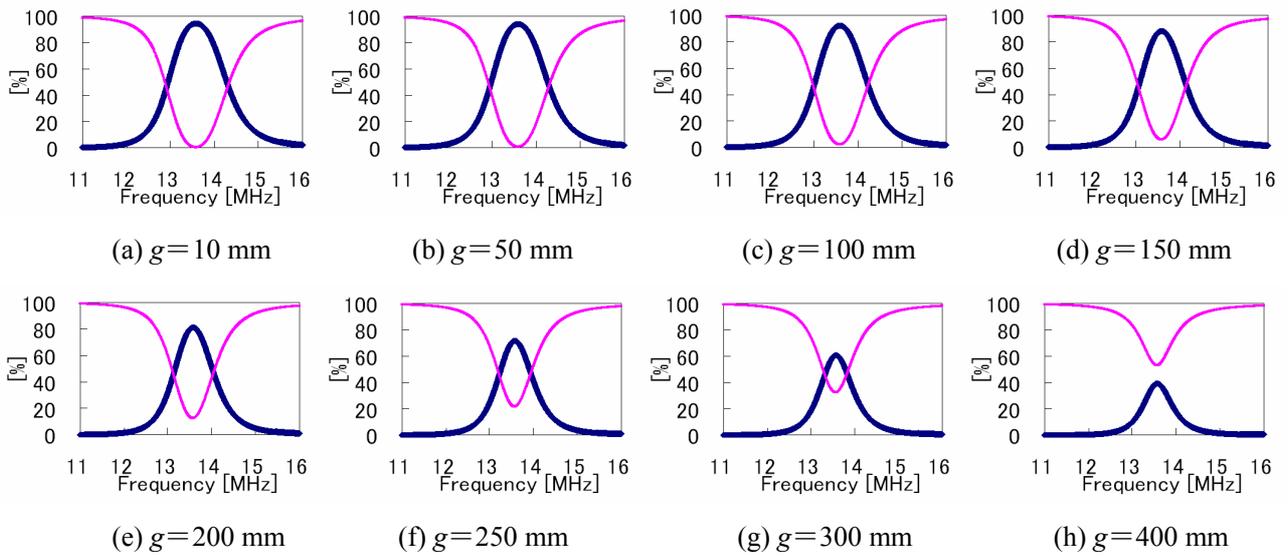


図 4.106 大円形アンテナと小円形アンテナのエアギャップにおける効率と周波数の関係（電磁界解析）

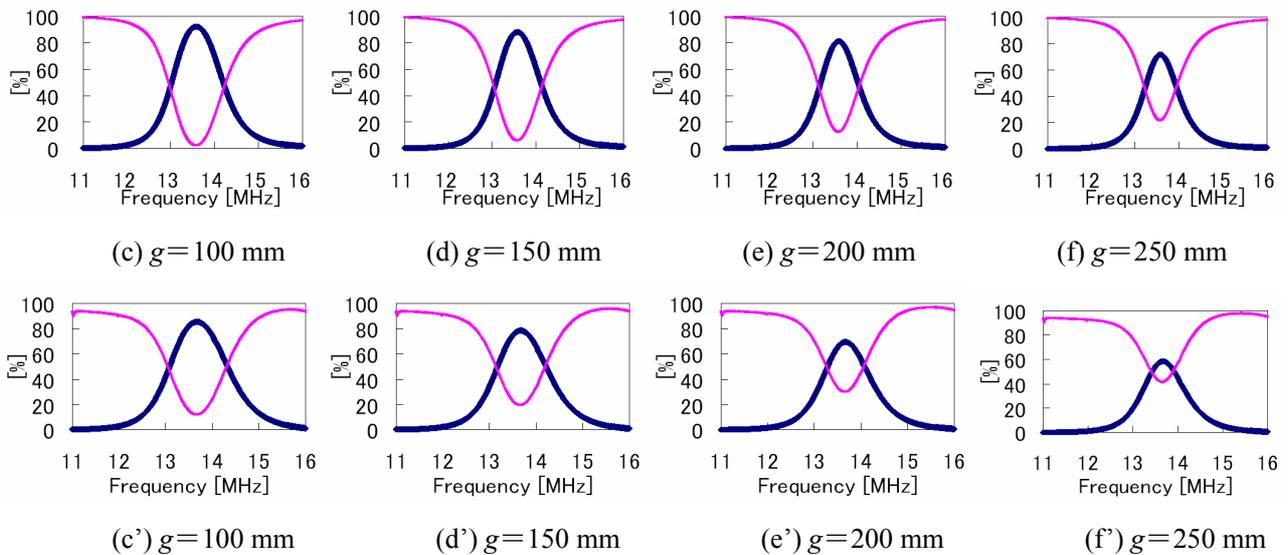


図 4.107 大円形アンテナと小円形アンテナのエアギャップにおける効率と周波数の関係の比較  
（上段：電磁界解析(c)~(f)と，下段：実験結果 (c')~(f') の比較）

大円形の位置ずれ結果

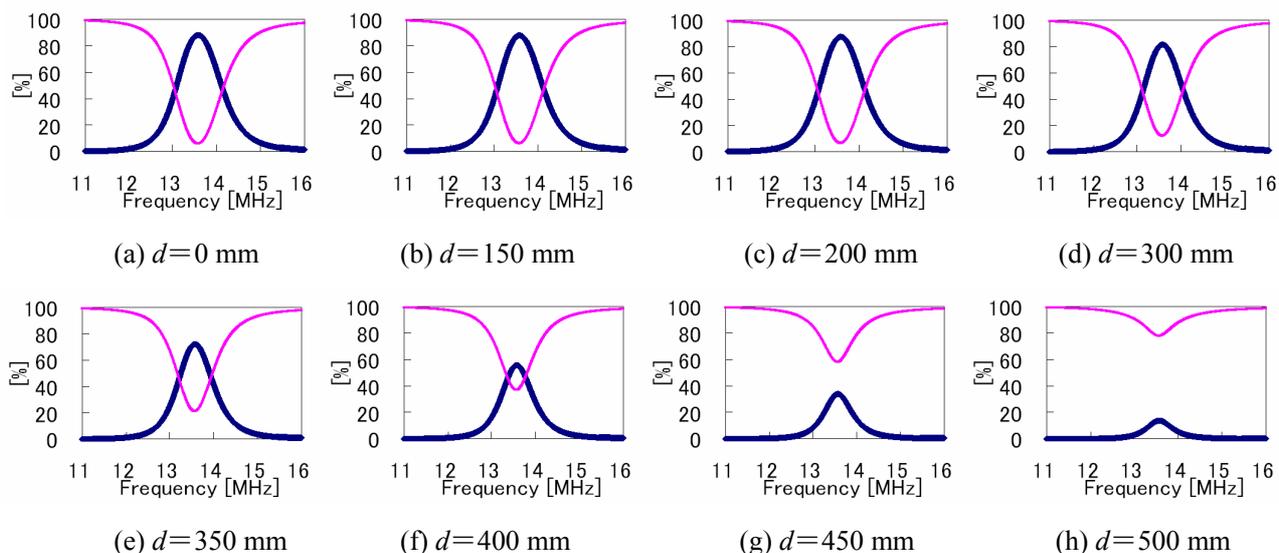


図 4.108 大円形アンテナと小円形アンテナの位置ずれにおける効率と周波数の関係、 $g=150\text{mm}$  (電磁界解析)

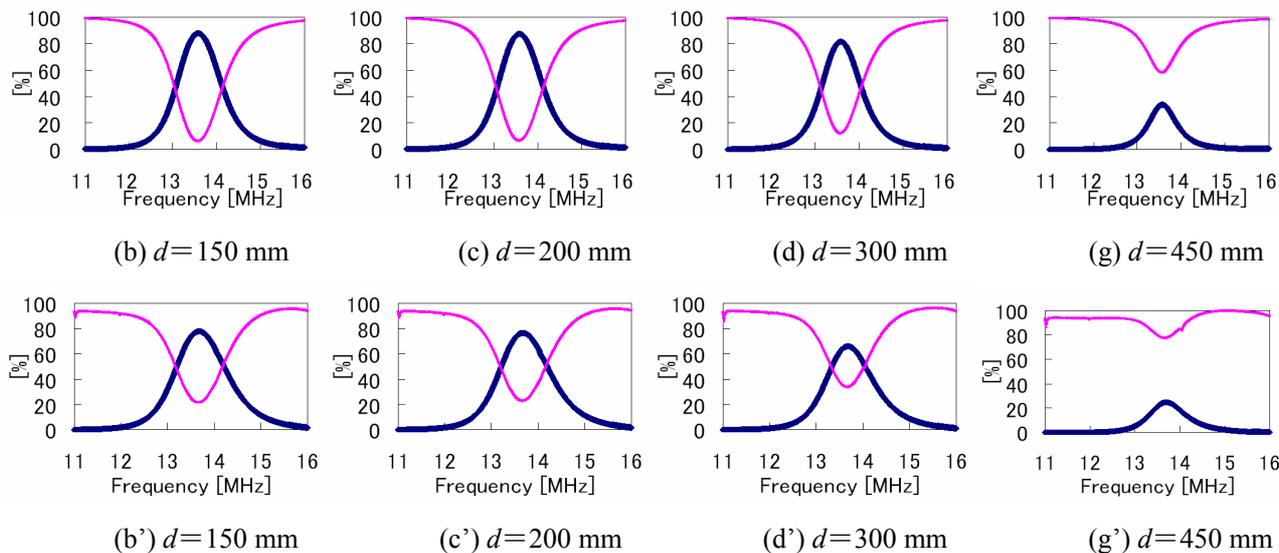


図 4.109 大円形アンテナと小円形アンテナの位置ずれにおける効率と周波数の関係の比較、(上段：電磁界解析(b)~(g)と、下段：実験結果 (b')~(g') の比較)

大円形アンテナの共振周波数における効率の結果

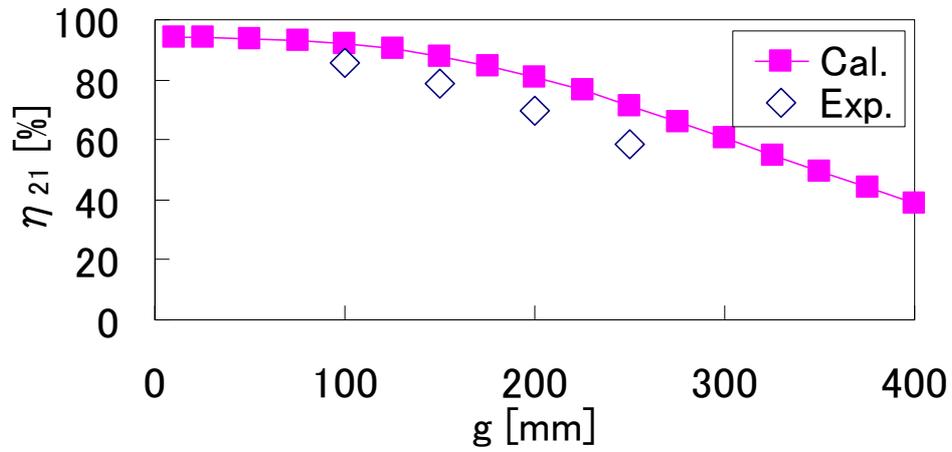


図 4.110 大円形アンテナと小円形アンテナのエアギャップと効率の関係

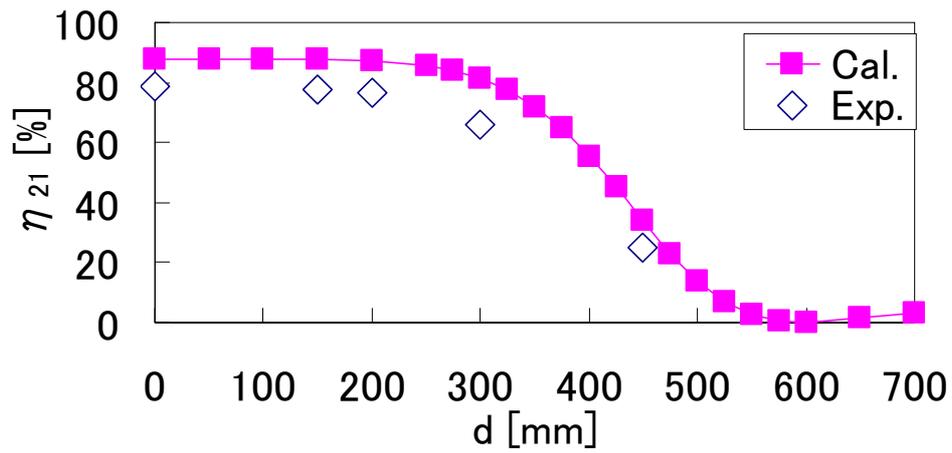


図 4.111 大円形アンテナと小円形アンテナの短径方向への位置ずれと効率の関係

楕円形アンテナのエアギャップ結果

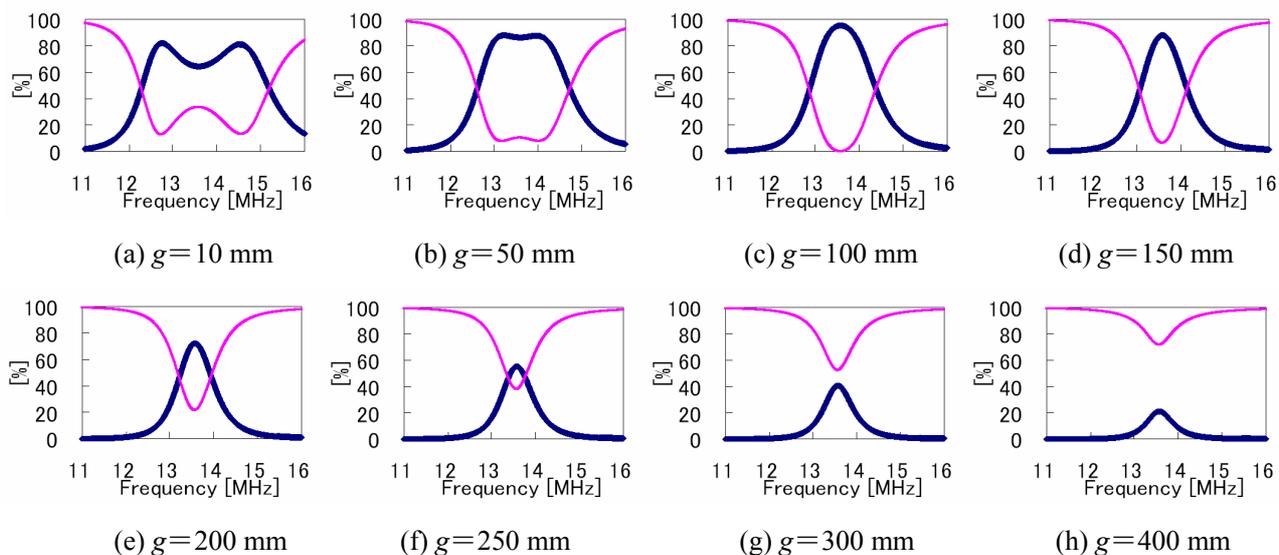


図 4.112 楕円形アンテナと小円形アンテナのエアギャップにおける効率と周波数の関係 (電磁界解析)

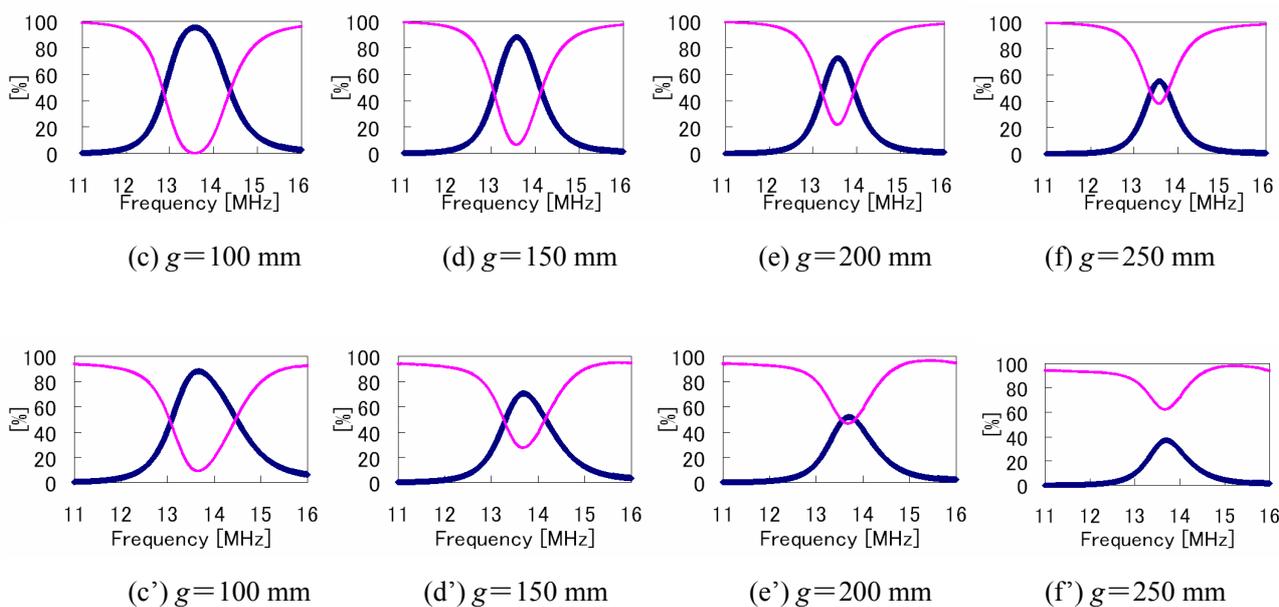


図 4.113 楕円形アンテナと小円形アンテナのエアギャップにおける効率と周波数の関係の比較 (上段: 電磁界解析(c)~(f)と, 下段: 実験結果 (c')~(f') の比較)

楕円形アンテナの位置ずれ結果

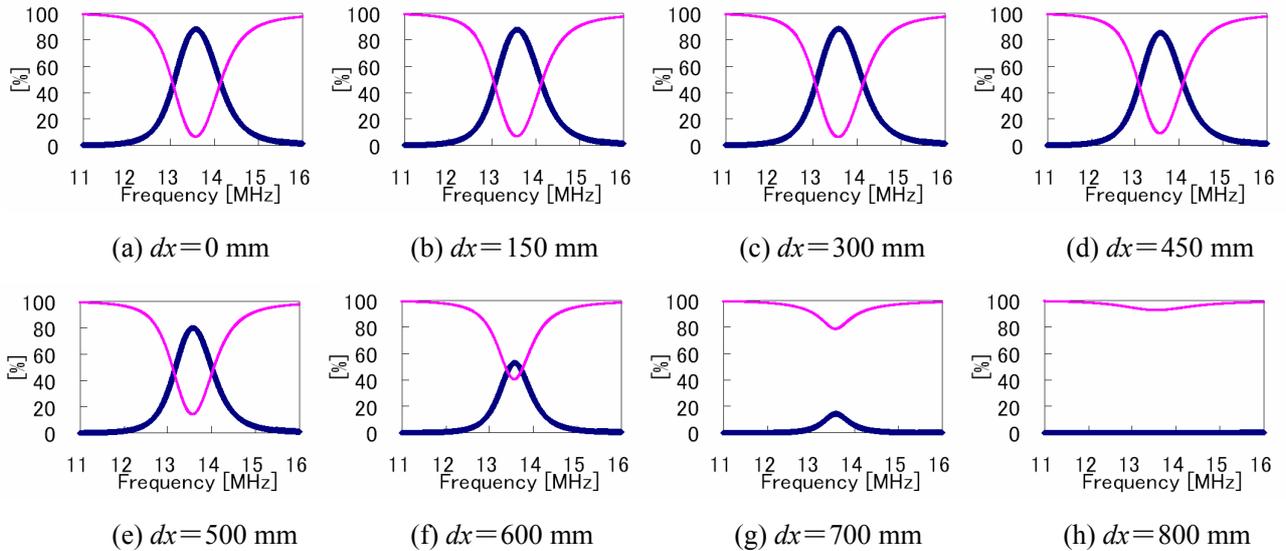


図 4.114 楕円形アンテナと小円形アンテナの長径方向への位置ずれにおける効率と周波数の関係,  $g=150\text{mm}$  (電磁界解析)

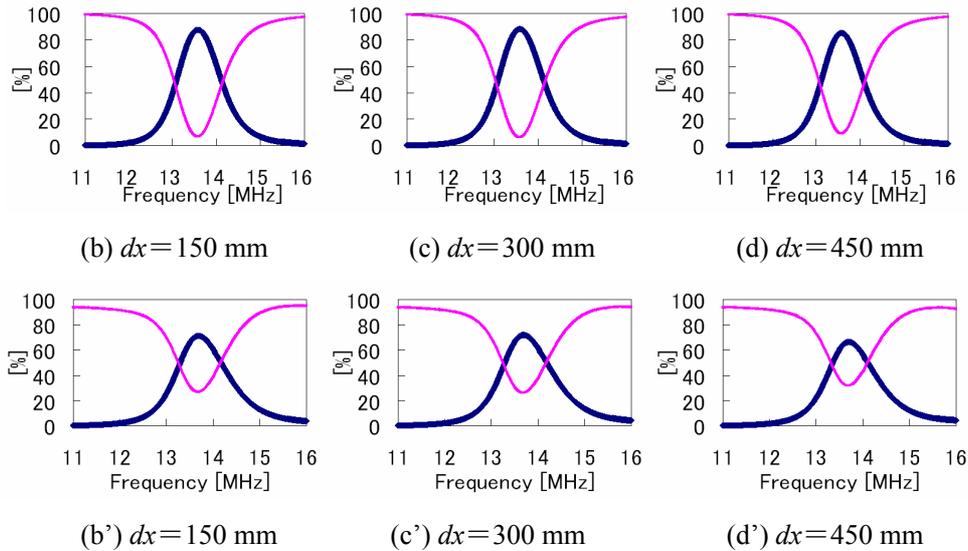


図 4.115 楕円形アンテナと小円形アンテナの長径方向への位置ずれにおける効率と周波数の関係の比較,  $g=150\text{mm}$  (上段: 電磁界解析(b)~(d)と, 下段: 実験結果 (b')~(d') の比較)

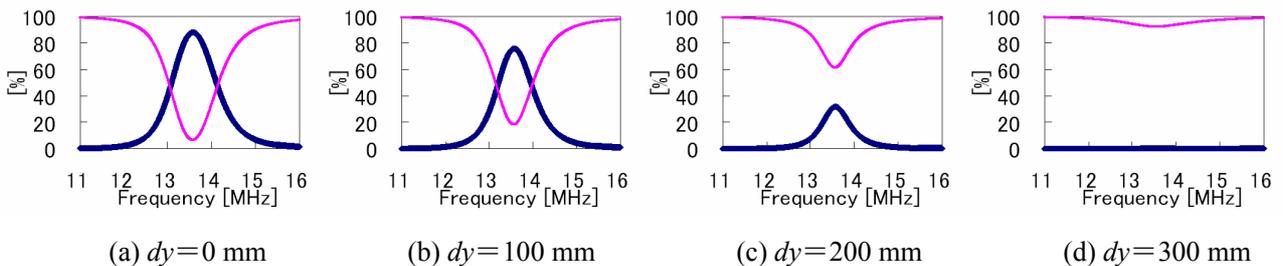


図 4.116 楕円形アンテナと小円形アンテナの短径方向への位置ずれにおける効率と周波数の関係,  $g=150\text{mm}$  (電磁界解析)

楕円形アンテナの共振周波数における効率の結果

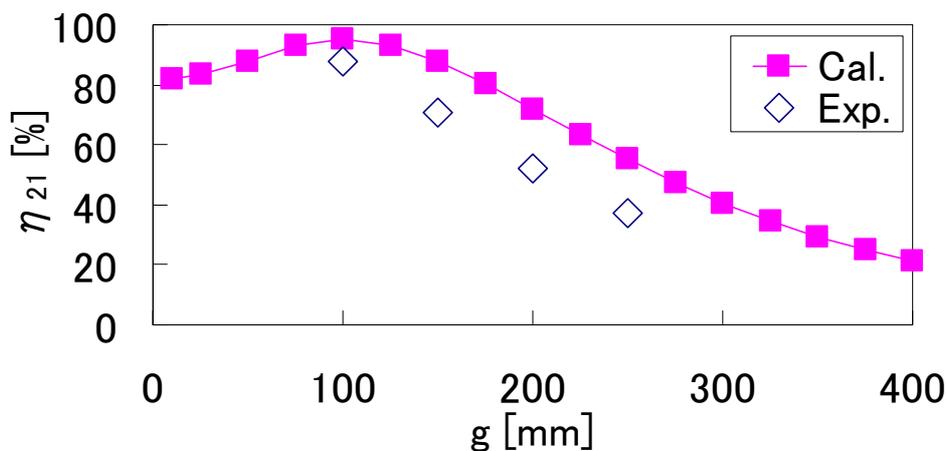


図 4.117 楕円形アンテナと小円形アンテナのエアギャップと効率の関係

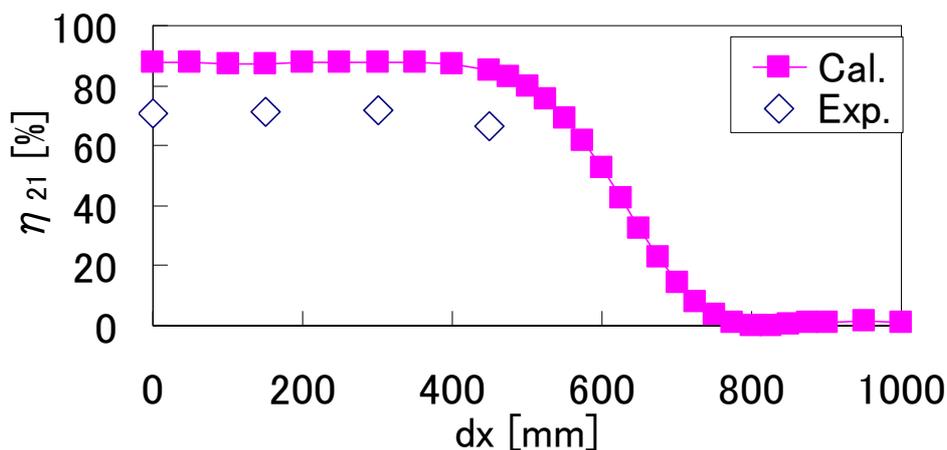


図 4.118 楕円形アンテナと小円形アンテナの長径方向への位置ずれと効率の関係

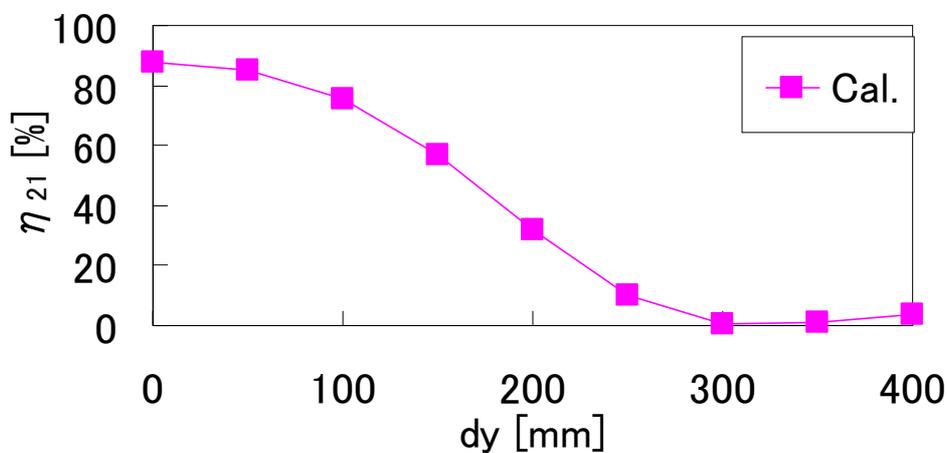


図 4.119 楕円形アンテナと小円形アンテナの短径方向への位置ずれと効率の関係

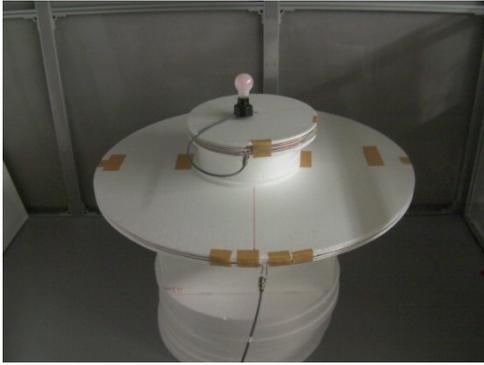


図 4.120 非対称アンテナの電球点灯実験（大円形）

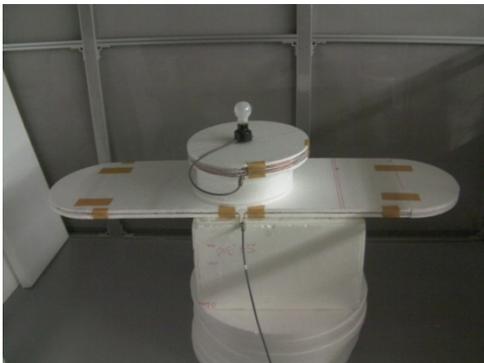


図 4.121 非対称アンテナの電球点灯実験（楕円形）

## 4.7 等価回路による電磁界共振結合と電磁誘導との比較検証

等価回路で記述できるようになり、電磁誘導方式との比較が出来るようになった。そこで、従来の電磁誘導方式と磁界共振結合の違いについて検証を行なう。電磁誘導方式に一番近い状態として、送受信アンテナ共に共振させた状態で、共振周波数を送受信で一致させない場合を“4.7.1 送信アンテナと受信アンテナの共振周波数の関係”で述べ、更に、共振状態を受信アンテナ単独では行なえない場合や、共振を全く起こせない場合の回路を“4.7.2 力率補償”で述べ、最後に“4.7.3 等価回路による電磁界共振結合と電磁誘導との比較検証のまとめ”でまとめを述べる。

### 4.7.1 送信アンテナと受信アンテナの共振周波数の関係

電磁界共振結合は、共振のさせ方で共振器やアンテナの原理に基づいている部分があり、送信アンテナと受信アンテナの共振周波数を一致させている。電磁誘導においても共振現象を同様に利用しているが、共振の利用は力率補償のためにしている。入力インピーダンスのリアクタンスが0にするという意味においては同様であるが、積極的に送信側と受信側の共振周波数を同じにする設計は一般に行なわれていない。そこで、本小節においては共振周波数の一致が与える影響について検証するため、共振周波数が送信側のアンテナと受信側のアンテナで異なる場合  $f_{01} \neq f_{02}$  を検証する。送信アンテナ側の共振周波数を  $f_{01}$  とし、受信アンテナ側の共振周波数を  $f_{02}$  とする。

共振周波数は自己インダクタンス  $L$  とキャパシタンス  $C$  によって

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.53)$$

と定義されているので、送信側の自己インダクタンスを  $L_1$ 、キャパシタンスを  $C_1$ 、受信側の自己インダクタンスを  $L_2$ 、キャパシタンスを  $C_2$  とすると、送信側の共振周波数  $f_{01}$  と受信側の共振周波数  $f_{02}$  はそれぞれ、(4.54)、(4.55)となる。

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (4.54)$$

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4.55)$$

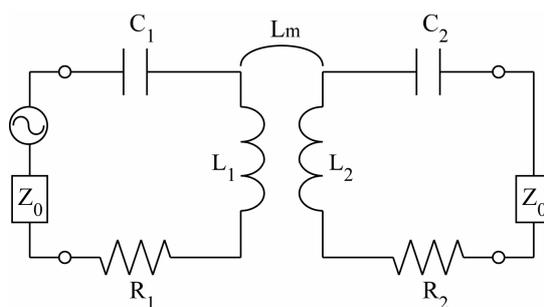


図 4.122 送信側と受信側の共振周波数が一致しない場合の等価回路,  $f_{01} \neq f_{02}$

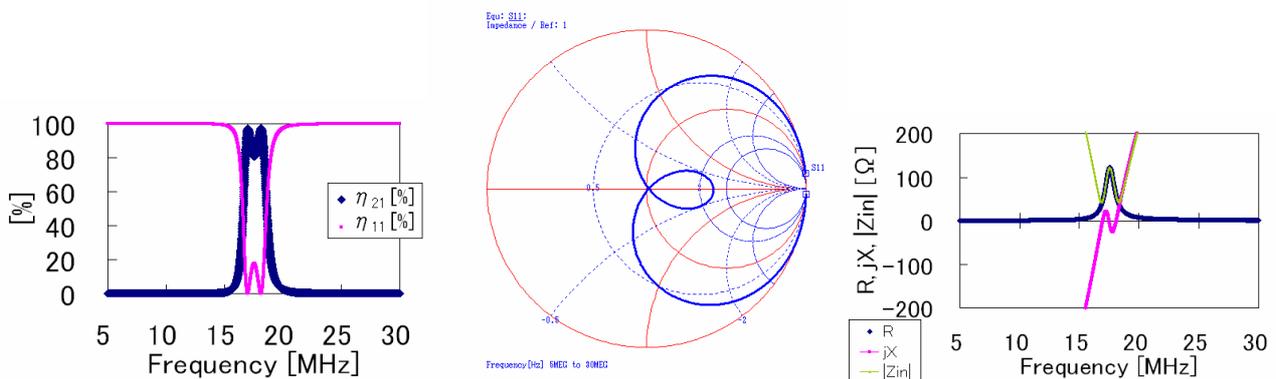
以上を踏まえて、(i) 送信側の共振周波数をキャパシタンス  $C_1$  によって変化させる場合、(ii) 送信側の自己インダクタンス  $L_1$  によって変化させる場合、そして、同様に (iii) 受信側の共振周波数をキャパシタンス  $C_2$  によって変化させる場合、(iv) 受信側の自己インダクタンス  $L_2$  によって変化させる場合の4つの場合について検討を行なう。ここでは、インダクタンスとキャパシタンスの影響を確認するために送受信の抵抗値は同じとし、 $R=R_1=R_2$  とする。

オープン型ヘリカルアンテナの半径 150mm、巻数 5 巻、ピッチ 5mm、エアギャップ 150mm の時の自己インダクタンス  $L=8.46\mu\text{H}$ 、キャパシタンス  $C=9.75\text{pF}$ 、相互インダクタンス  $L_m=0.71\mu\text{H}$ 、内部抵抗  $R=0.76\Omega$  を基準にして考える。図 4.124 に基準となる電力伝送効率、スミスチャート、入力インピーダンスを示す。全ての周波数レンジは同じであり、5MHz~30MHz まで計算されている。スミスチャート上において、S11 と表記されている点が 30MHz での値である。これ以降は、全体の波形の推移に注目するため、縮小した図を使用する。更に詳細なデータは、付録 B に記載する。

(i) ~ (iv) の結果を、図 4.124~図 4.135 に示す。(i) の場合は  $C_1$  変化によってずれた共振周波数  $f_{01}$  の割合を 50%~110% まで示し、(ii) は  $L_1$  変化によってずれた共振周波数  $f_{01}$  の割合を同様に示し、(iii) は  $C_2$  変化によってずれた共振周波数  $f_{02}$  の割合を示し、(iv) は  $L_2$  変化によってずれた共振周波数  $f_{02}$  の割合を示している。

(i) ~ (iv) いずれの場合においても、共振周波数が 10% 程度ずれただけで効率が 45% 以下となっており、50% ずれると電力伝送は難しく、効率 5% 以下である。この様に共振周波数が送信アンテナと受信アンテナで一致しない事は電力伝送効率に大きく影響する。

他にも、詳しく検証すると、様々な現象が確認できる。2つの共振周波数における効率はインダクタンスが変化する  $L_1, L_2$  変化の時には同じであるが、キャパシタンスが変化する  $C_1, C_2$  変化の時には低い共振周波数の方の効率が低くなる高くなる。送信側の  $L_1, C_1$  を変化させた時には入力インピーダンスとしては、リアクタンスの変化として確認され、受信側の  $L_2, C_2$  変化の時には入力インピーダンスのレジスタンスの変化として確認されるなど、その対称性が確認できる。この様に入力インピーダンスの変化を確認することは、後に述べるインピーダンスマッチングを行なう際には重要な要素となる。



(a) 電力伝送効率 (b) スミスチャート (c) 入力インピーダンス

図 4.123 オープン型ヘリカルアンテナの半径 150mm、巻数 5 巻、ピッチ 5mm の場合 (基準)

( i ) 送信側キャパシタンス  $C_1$  変化によって共振周波数  $f_{01}$  が変化したときの電力伝送効率

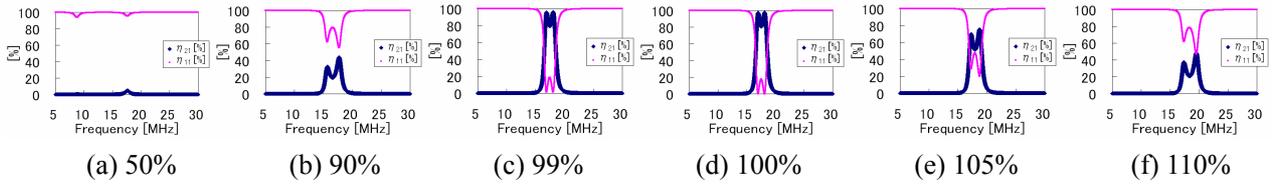


図 4.124  $C_1$  変化時のエアギャップと共振周波数と効率の関係

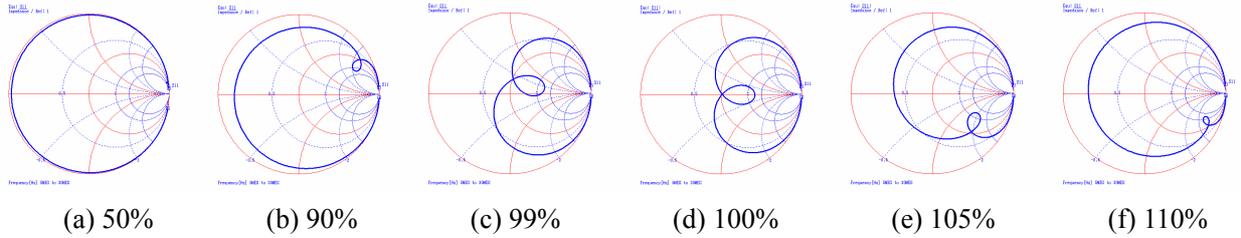


図 4.125  $C_1$  変化時のエアギャップとスミスチャートの関係

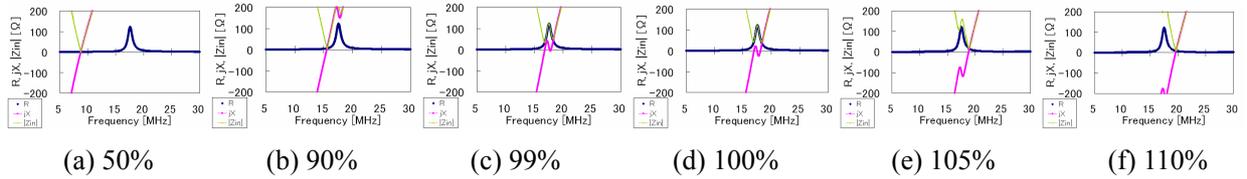


図 4.126  $C_1$  変化時のエアギャップと入力インピーダンスの関係

( ii ) 送信側自己インダクタンス  $L_1$  変化によって共振周波数  $f_{01}$  が変化したときの電力伝送効率

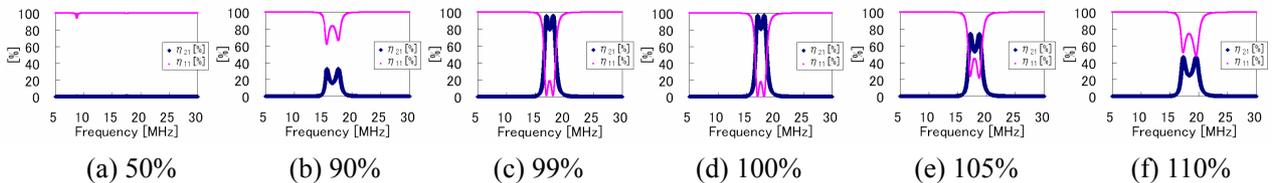


図 4.127  $L_1$  変化時のエアギャップと共振周波数と効率の関係

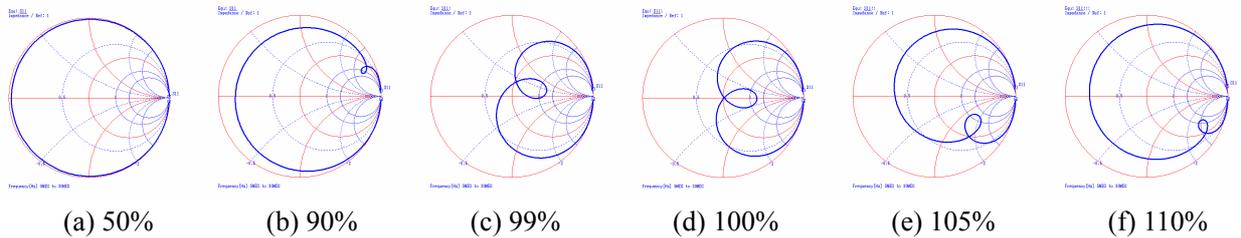


図 4.128  $L_1$  変化時のエアギャップとスミスチャートの関係

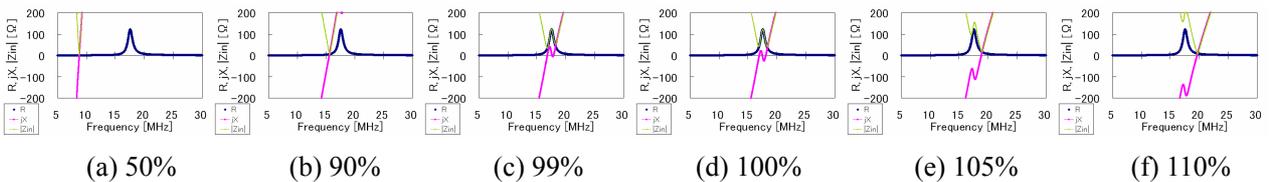


図 4.129  $L_1$  変化時のエアギャップと入力インピーダンスの関係

(iii) 送信側キャパシタンス  $C_2$  変化によって共振周波数  $f_{02}$  が変化したときの電力伝送効率

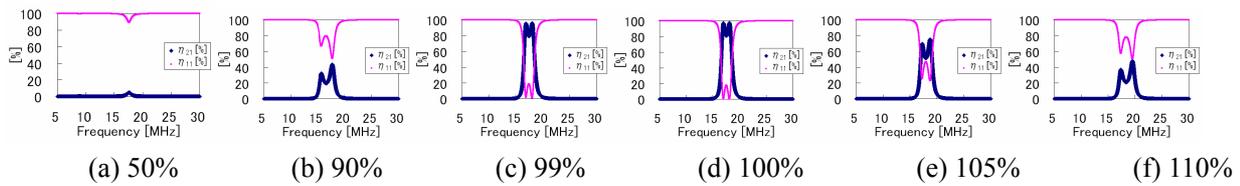


図 4.130  $C_2$  変化時のエアギャップと共振周波数と効率の関係

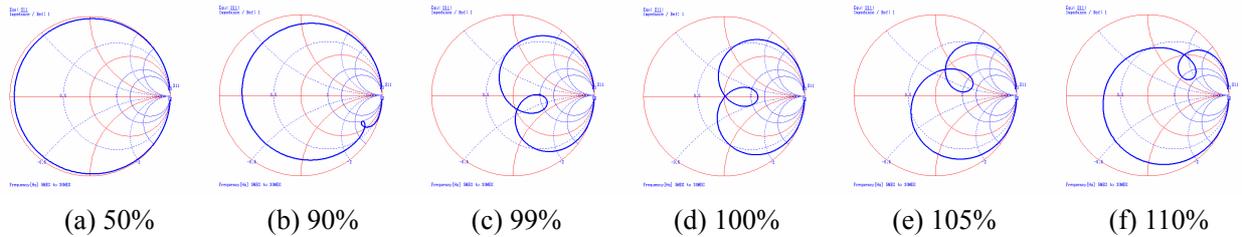


図 4.131  $C_2$  変化時のエアギャップとスミスチャートの関係

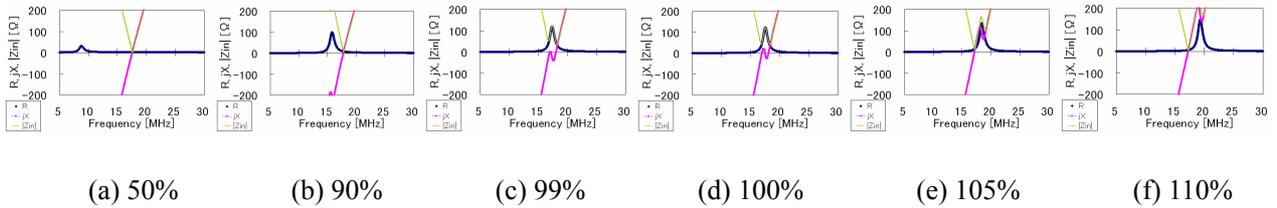


図 4.132  $C_2$  変化時のエアギャップと入力インピーダンスの関係

(iv) 送信側自己インダクタンス  $L_2$  変化によって共振周波数  $f_{02}$  が変化したときの電力伝送効率

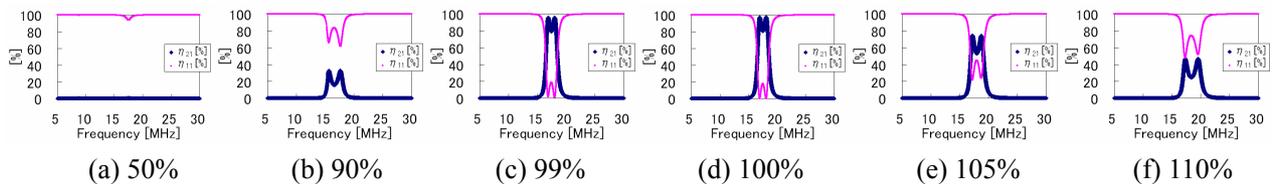


図 4.133  $L_2$  変化時のエアギャップと共振周波数と効率の関係

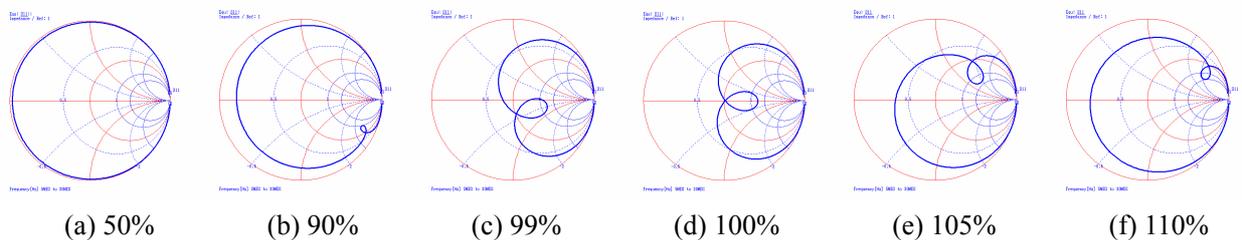


図 4.134  $L_2$  変化時のエアギャップとスミスチャートの関係

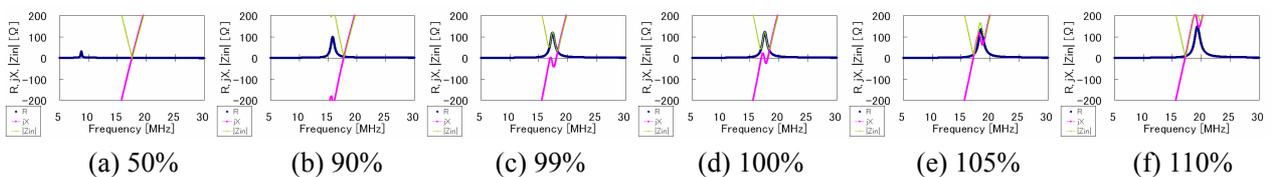


図 4.135  $L_2$  変化時のエアギャップと入力インピーダンスの関係

### 4.7.2 力率補償

電磁界共振結合方式と電磁誘導方式の違いは共振周波数を送受信アンテナ間で同じにすることとインピーダンスマッチングを行なうことが大きな違いであり、大きなエアギャップで高効率を実現するにはこれらが必要不可欠である。本小節では、磁界共振結合から大きく外れた極端な例として、電磁誘導で使われる力率補償としてのコンデンサの役割との関係について検証を行う。具体的には、送信アンテナ側のみに力率保証用のコンデンサを入れ、受信側にはコンデンサを入れない回路、つまり、受信側のアンテナは単独では共振できない状況を考える。更に、共振を全く行なわない回路、つまり、送受信共にコンデンサがない場合を想定する。

#### 送信アンテナと受信アンテナともに共振する場合, $f_{01}=f_{02}$

本小節では比較するアンテナとして kHz で動作する磁界共振結合用アンテナを基準とする。図 4.136 に示す。磁界共振結合として動作させるために、送信側、受信側の共振周波数を同じにする ( $f_{01}=f_{02}$ )。ここでは、有限要素法を利用した磁界解析ソフト JMAG によって直接、自己インダクタンスと相互インダクタンスから  $k$  を求める。100 巻のコイルを使用する。断面辺り 100 巻分という設定を行ない、内径 150mm、外径 170mm とする。コイルの概形図を図 4.137 に示す。ショートタイプのアンテナである。自己インダクタンス  $L=5.95\text{mH}$  であり、コンデンサ  $C=10.6\text{nF}$  を挿入し他励共振とし、共振周波数 20.0kHz とする。相互インダクタンスと結合係数とエアギャップの関係を図 4.138 に示す。ここでは、線間すき間がないことによる抵抗値の増加は無視し、線路長による銅線の長さから表皮効果を含めた銅損のみを考えると、 $R=0.76\Omega$  である。等価回路による計算結果を図 4.139 に示す。エアギャップ 150mm とし、相互インダクタンス  $L_m=0.72\text{mH}$  なので、 $k=0.12$  である。図 4.139(a) は損失を含めた等価回路から求めた計算結果である。これ以降の考察においては、内部抵抗の影響を無視して純粋なコイルとコンデンサの影響を検証するため、損失がない  $R=0\Omega$  の場合を図 4.139(b) に示す。

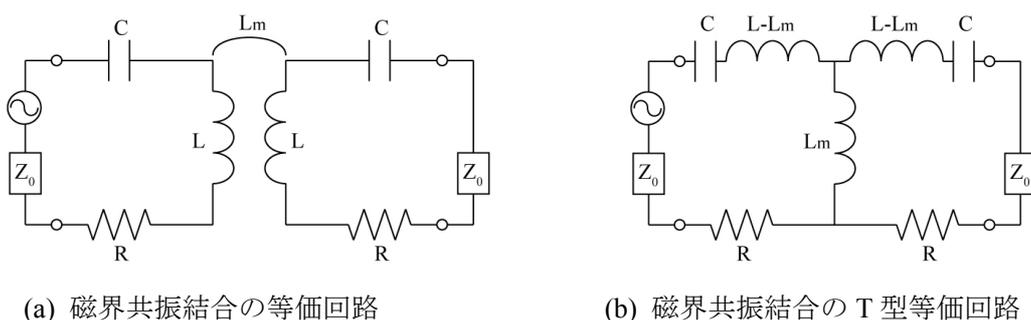


図 4.136 磁界共振結合の等価回路

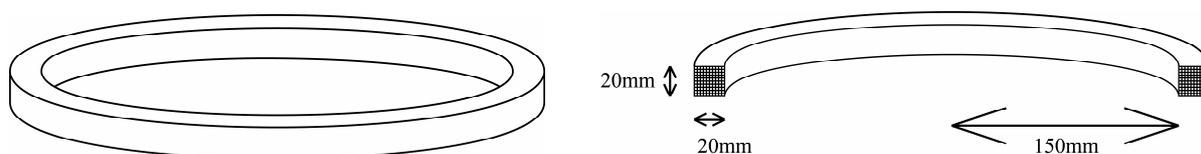


図 4.137 100 巻きコイルの概形図

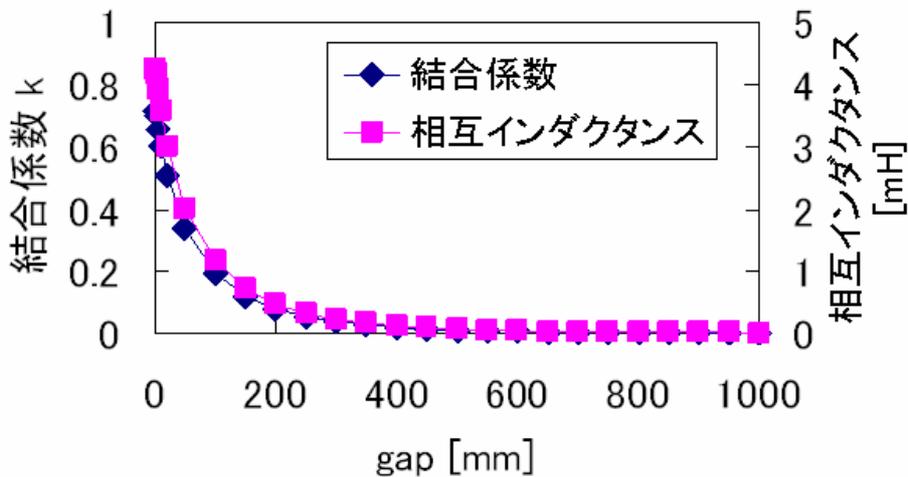
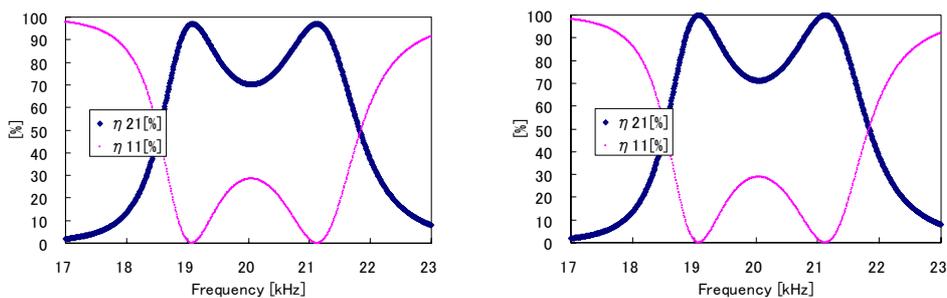


図 4.138 エアギャップと結合係数と相互インダクタンス



(a) 銅損を考慮した電力伝送効率 (b) 損失がない場合の電力伝送効率

図 4.139 共振を利用した電磁誘導による電力伝送効率

( $k=0.12, g=150\text{mm}, n=100$ )

### C 補償による片側アンテナ共振

送信アンテナと受信アンテナの共振周波数を同じにする事が電磁界共振結合においては重要であることを述べたが、受信側の共振をなくした場合について検討する。これは、電磁誘導方式では送信側にコンデンサを挿入して、回路全体のインダクタンスの成分を相殺させる意味で C 補償として一般に使われている技術である。インダクタンス成分をキャパシタンス成分で打ち消し、リアクタンスを 0 にし、力率を 1 にして、無効電力をなくして高効率の電力伝送を行なう。これも、一種の共振であるが、電磁化共振結合の持つ意味合いとは変わってきている。そこで、受信側の共振をなくした場合のエアギャップに与える影響を検証する。

図 4.136 の回路から受信側のキャパシタンスをなくした回路を図 4.140 に示す。送信側はコイルとコンデンサがあり、受信側はコイルのみである。回路全体で見ると、コイル 2 つにコンデンサ 1 つの場合である。損失は無視し  $R=0\Omega$  とし、図 4.136 と同じインダクタンス  $L$  とキャパシタンス  $C$  を使う。

結果を図 4.141 に示す。この場合、結合係数  $k=0$  では電力伝送効率が非常に小さい。結合係数を  $k=$

0.12 ( $g=150\text{mm}$ ) から  $k=0.7$  ( $g=2\text{mm}$ ) まで増加させる。つまりコイル間距離を小さくすると図 4.141(d) のように効率が上がる。よって、受信側の共振で使用していた  $C$  成分をなくした場合、高効率の電力伝送を行なうには  $k=0.6$  ( $g=10\text{mm}$ )  $\sim 0.7$  ( $g=2\text{mm}$ ) 以上の結合係数  $k$  が必要である。 $k=0.6\sim 0.7$  ということは非常にコイル間距離が小さく、大ギャップ長の電力伝送は期待できない。アンテナ構造にも依存するが約  $1\text{cm}$  以下程度である。それ故、受信側で共振を使用しないような共振を積極的に利用していない  $C$  補償の構成においてのワイヤレス電力伝送でエアギャップを大きくするのは難しい。

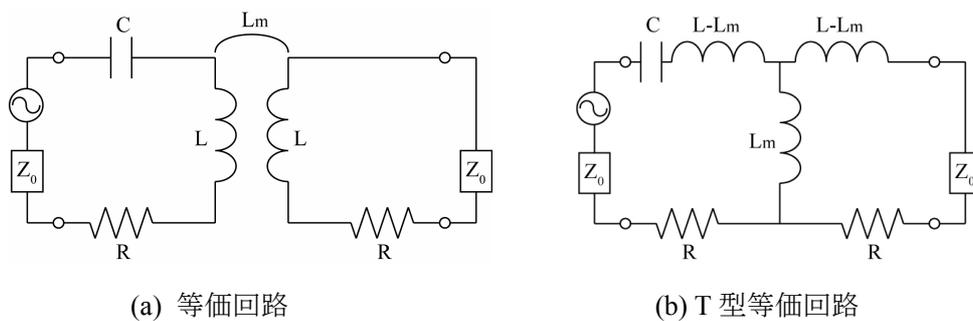


図 4.140 C 補償時の等価回路

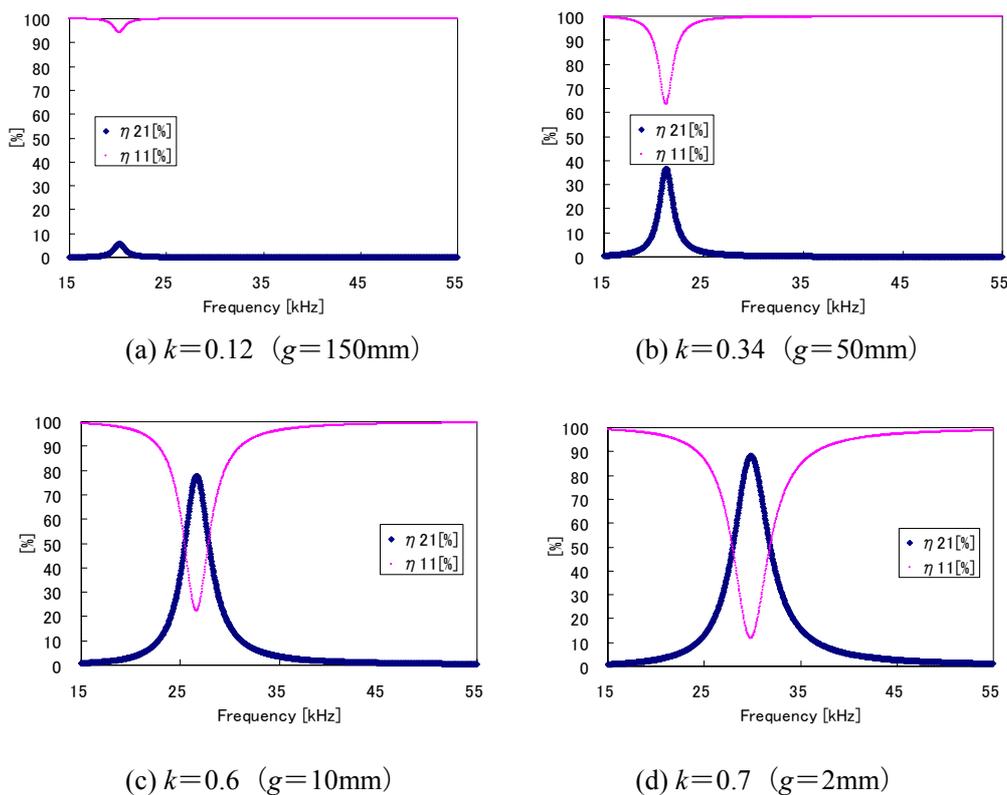


図 4.141 C 補償での結合係数と電力伝送効率 ( $n=100$ )

## 共振が全くない場合

磁界での結合を、共振なしで行なう。これは、一番単純な電磁誘導であり、50/60Hz で動作させて使用する変圧器が最も類似している。回路図を図 4.142 に示す。図 4.136 と同じインダクタンス  $L$  を使用する。C 成分はない。電力伝送効率の計算結果を図 4.143 に示す。この場合も、結合係数  $k=0$  では電力伝送効率が非常に小さい。結合係数を  $k=0.34$  ( $g=50\text{mm}$ ) から  $k=0.7$  ( $g=2\text{mm}$ ) まで変化させたが、これ以上は図 4.138 のように、空芯のコイルのみでは結合係数を上げられないので、完全密着かつコアなどを使用したと仮定し、 $k=0.99$  まで増加させた。共振を全く使用しない電力伝送の場合、図 4.143 (b) の  $k=0.7$  (2mm) の様に隙間が少しでもあると高効率の電力伝送は難しい。また、電力伝送できる周波数は先の C 補償の時に比べ低くなる。

これら検証では、 $L=5.95\text{mH}$  なので、インダクタンスとしてはそれほど大きな値ではないので、kHz での電力伝送となっているが、図 4.143 (d) の状態から更に 100 倍の  $L$ ,  $L_m$  を使うと低い周波数へ波形がシフトし、図 4.144 の様に 50/60Hz 辺りの商用周波数でも高効率となる。以上より、共振をなくした場合、高効率の電力伝送を行なうには大きな  $L$  と  $k=0.99$  以上が必要である。 $k=0.99$  ということは鉄心やフェライトなどのコアを利用し、完全な密着状態でない限り実現するのは難しい。それ故、この単純な電磁誘導の構成においてワイヤレス電力伝送は困難である。

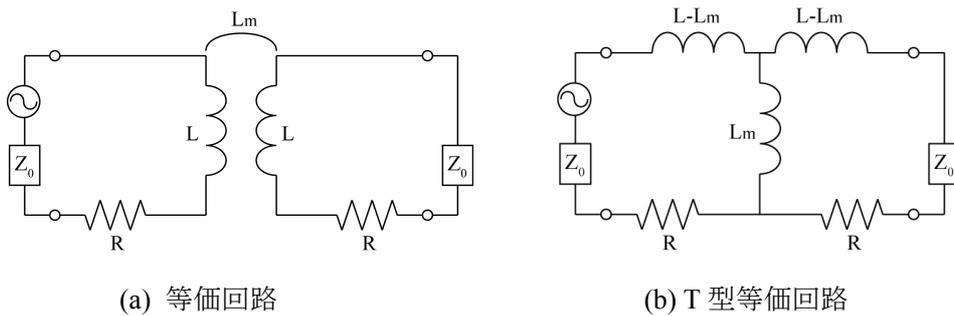
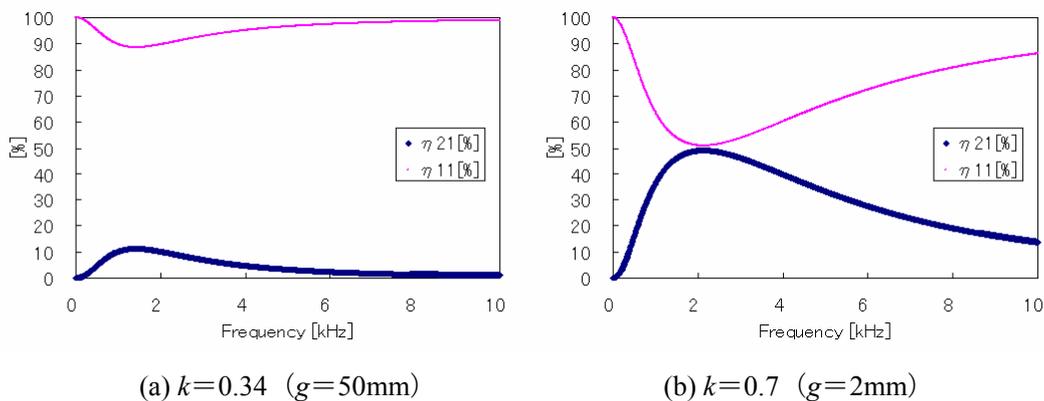


図 4.142 共振がない場合の最も単純な電磁誘導の等価回路



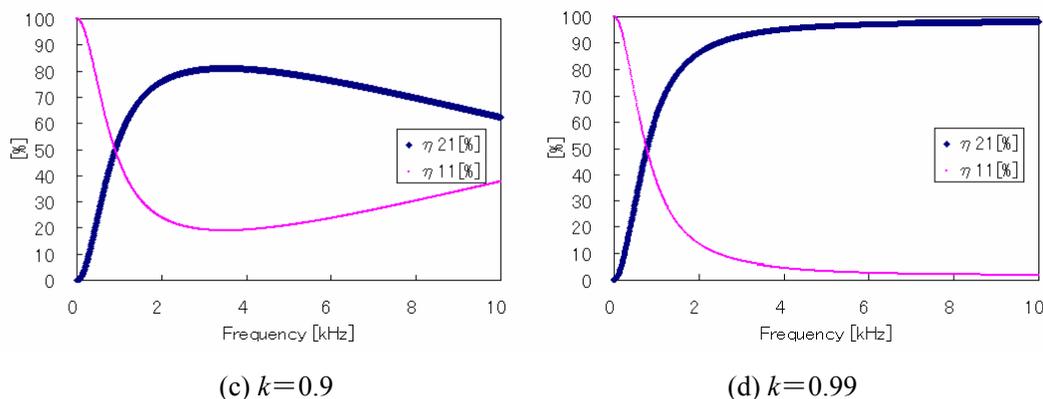


図 4.143 共振がない場合の最も単純な電磁誘導の結合係数と電力伝送効率

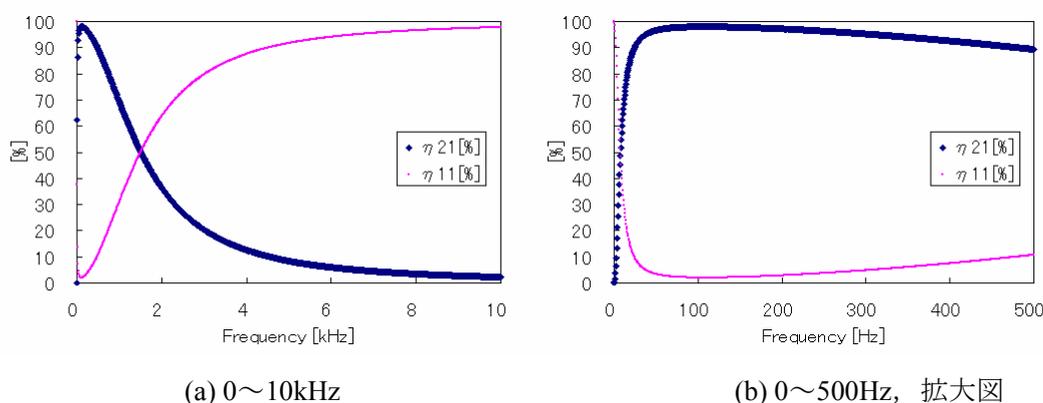


図 4.144  $L, L_m$  が 100 倍の場合の電力伝送効率 ( $k=0.99$ )

### 4.7.3 等価回路による電磁界共振結合と電磁誘導との比較検証のまとめ

今回、電磁界共振結合と電磁誘導の現象の同一性とその差異を示すために等価回路を用いて議論を行った。大きなエアギャップと高効率を実現する電磁界共振結合においては、送信アンテナと受信アンテナがそれぞれ共振状態にあって、尚且つ送信アンテナと受信アンテナの共振周波数が一致していることが電磁界共振結合として動作させる重要な事であることを検証し、共振周波数が一致しないと効率が悪化することを確認した。更に、より一般的な電磁誘導で使われる回路として、受信アンテナ側の共振用コンデンサを取り除き、送信アンテナのみを共振させた様な共振のバランスが崩れた場合における力率改善では、エアギャップを大きくする事が困難である事や、共振が全くない回路においては、エアギャップを大きくする事が更に困難であることを確認した。

## 4.8 あとがき

前章の電磁界共振結合の等価回路化の成果を受け、そこからの発展として、オープン・ショート型アンテナ、最大効率とエアギャップ限界の理論式の導出、kHz~MHz~GHz への拡張、効率一定の実証実験、非対称アンテナ、等価回路による電磁誘導との比較を行なった。

オープン・ショート型アンテナにおいては、オープン・ショート型アンテナの電気的特長を明らかにし、等価回路を持って現象を説明することができ、周波数を自在に操る方法を提示する事ができた。最大効率とエアギャップ限界の理論式導出においては、今後のワイヤレス電力伝送における全体システム設計において必要不可欠となる効率とエアギャップ限界の関係を定式化することができ、設計時に理論的保証を確保する意味において非常に役に立つ式の導出を行なった。kHz~MHz~GHz への拡張においては、MHz だけの理論と思われていた電磁界共振結合を MHz 以外の周波数でも動作可能である事を実証した。kHz においてはパワーエレクトロニクスとの融合、GHz においては通信技術との融合が可能であり、今後のこの技術の大きな発展に貢献できた。効率一定の実証実験においては、電磁界共振結合アンテナ自体の効率は電力によらず一定である事を示した。効率計算においては、1mW 程度の小電力での測定が多いが、大電力化しても原理的には変わらないことを示した。非対称アンテナにおいては、電気自動車への適応を考えた際に、駐車場での位置ずれに非常に強く、また、移動中の充電等にも応用が利く、非常に将来性のあるアンテナを提案する事ができた。等価回路による電磁誘導との比較においては、電磁誘導と磁界共振結合の差異について検証し、電磁界共振結合においては、送受信アンテナの共振周波数を同じにする事が非常に重要であることと、電磁誘導から見た場合の磁界共振結合の位置づけを提示した。以上の様に、等価回路を基にし、さまざまな発展について提案し、実証した。