

第2章 電磁界共振結合用アンテナの提案とその実現

2.1 まえがき

電磁界共振結合は大エアギャップと高効率を大きな共振コイルで実現できることは示されていたが、アンテナの設計法や電磁界共振結合自体の諸現象自体もまだ不明瞭である。そこで、本章では電磁界共振結合用のアンテナを提示し、電磁界共振結合の現象や、電気的特性を示す。“2.2 電磁界共振結合アンテナの解析手法と実験方法”で、本現象を検討するにあたって使用する電磁界解析と測定方法について述べ、“2.3 磁界共振結合アンテナ”で磁界型アンテナであるヘリカルアンテナとスパイラルアンテナを提示し、磁界共振結合における諸現象について検討し、“2.4 電界共振結合アンテナ”において電界型アンテナであるメアンダラインアンテナを提示し、電界共振結合における諸現象について検討し、最後に“2.5 あとがき”にて本章のまとめを述べる。

2.2 電磁界共振結合アンテナの解析手法と実験方法

電磁界共振結合アンテナの特性を理解するにあたって、電磁界解析と実験による実証を行なう。そこで、“2.2.1 電磁界共振結合の概要”で電磁界共振結合の概要を述べ、検証すべき現象を提示し、“2.2.2 電磁界解析”、“2.2.3 モーメント法”において電磁界解析の選定理由と、使用したモーメント法について述べる。実証実験に使用する測定系については“2.2.4 実験構成”で述べる。

2.2.1 電磁界共振結合の概要

電磁界共振結合（電磁共鳴）とは、磁界共振結合（磁界共鳴・磁気共鳴）と電界共振結合（電界共鳴・電気共鳴）の総称である。磁界共振結合においてはアンテナが共振した状態において、送信アンテナと受信アンテナが磁界の結合によって電磁エネルギーを磁界で受け渡す方法である。一方、電界共振結合においてはアンテナが共振した状態において、送信アンテナと受信アンテナが電界の結合によって電磁エネルギーを電界で受け渡す方法である。つまり、アンテナ自体の共振現象と、送受信アンテナ間の結合の種類を言い表している。そこで、共振現象と結合現象を適宜区別して説明する。

アンテナ自体の共振は磁界のエネルギーと電界のエネルギーが等しく存在しないと共振する事ができない。集中定数で表せば、磁界エネルギーを貯めるのはインダクタンス L であり、電界エネルギーを貯めるのはキャパシタンス C である。共振時においては、各々のアンテナにおいては、磁界エネルギーと電界エネルギーの総量は同じである。一方、送信アンテナと受信アンテナの結合においては、一般に

磁界エネルギーと電界エネルギーが同じ空間に存在しようとするとお互いに打ち消すために、結合においてはいずれか一方を同じ空間・時間においては使用する必要があると考えられる。結合の時間と場所を変える事により磁界結合と電界結合を同時に行なうことも原理的には可能であり、共振器の分野においては成功を見ているが、磁界と電界ともに強い結合を引き起こすのは、一般にはアンテナの形状上難しいとされている。そこで、本論文においては、確実に結合を引き起こすことが出来るように、磁界結合のみもしくは電界結合のみで電力伝送を行なう事にする。更に、この電磁界共振結合は電磁エネルギーの受け渡しを放射波ではなく、非放射である電磁界の結合を使って行なっている。そのため、不要な放射によってエネルギーが放射損として失われないように設計する。

2.2.2 電磁界解析

電磁界解析は効率的にアンテナを設計し動作確認を行うことができ、実験に比べ繰り返しアンテナ形状を変化させその特性を得る事が出来る。近年の数値解析技術の発展により、電磁界解析から得られる結果は非常に信頼性の高いものとなる一方、精度を高めるためには非常に多くの計算機リソースが必要になる。そのため、研究対象に適した手法を選ぶ必要がある。本論文ではモーメント法を採用したが、モーメント法を採用した経緯とその原理を示す。

電磁界解析手法は主に、モーメント法 (MoM: Method of Moments, Moment Method), 有限要素法 (FEM: Finite Element Method), 時間領域差分法 (FDTD: Finite Difference Time Domain Method) などがある。

(i) モーメント法: MoM

構造物の境界に未知数を配置し、積分方程式を数値的に解く解析手法である。アンテナ表面上の電界を既知として、アンテナ表面上の電流を求める手法であり、アンテナ表面上の電流分布がわかれば、グリーン関数により電磁界の振る舞いが計算される。電界や磁界の境界条件から積分方程式を導出し、未知関数がある関数列で展開、その残差と試験関数との内積を 0 とすることで線形連立方程式を導出し、方程式を解いて展開係数を求めることで電磁界が得られる。グリーン関数を用いるため解析できる構造は限られるものの、行列のサイズを小さくできることが特徴である。そのため、シンプルな構造においては、非常に早く計算を行なう事ができ、アンテナ解析や平面回路の解析に適した手法であり、広く用いられている。モデルによっては、数秒で解析する事が可能である。

主なソフトとしては、IE3D (Zeland Software, Inc), SuperNEC (Poynting Software (Pty) Ltd), EEM-MOM ((株)情報数理研究所) がある。

(ii) 時間領域差分法: FDTD 法

FDTD 法のアルゴリズムは、マクスウェルの方程式を直接、空間、時間領域で離散化して差分方程式に展開して逐次計算をする方法である。空間を離散化して単位格子を用いて分割され、電磁界を配置し、電界と磁界を適切にずらした Yee の基本格子により、時間領域で計算する。その際、まず、ある時間の電界を求め、その値を使って、次の時間において磁界を求め、その値を使って更に次の電界を求める。つまり、時間的に 1/2 ステップずらした Leap-frog (蛙飛び) 法と電界と磁界のそれぞれ 3 成分を空間的

に $1/2$ セルずらした Yee セルを用いて、時間的、空間的に電界と磁界を離散化して差分方程式として解くので、過去の値を全て保持する必要がなく、メモリを節約できる手法である。

特徴としては、広帯域を一度に計算できる。モーメント法では、一回の計算で一つの周波数しか得られないが、FDTD 法では、時間領域で、ガウス型パルスで励振して一回シミュレーションし、その後で高速フーリエ変換 (FFT : Fast Fourier Transform) を行う事で、直流から数百 GHz までの非常に広帯域な周波数特性を一度の計算で行なう事ができる。また、解析空間を適当なメッシュ構造でセル化するので、解析対象の構造に関係なく解析を行なえるので、複雑なアンテナでも精度良く解析が出来る。しかしながら、メッシュを細かく切るとタイムステップも小さくしなければならないので、計算時間が増大するという欠点がある。アルゴリズムが簡単で、プログラミング作成が容易なため、近年非常に良く使われる手法である。

主なソフトとしては MW-Studio (AET.Inc), MAGNA/TDM(ITOCHU Techno-Solutions Corporation), EEM-FDM ((株)情報数理研究所) など、多数ある。

(iii) 有限要素法:

有限要素法は、様々な分野で使われている手法であり、数値解析の代表的な手法である。有限要素法は格子形状を任意に出来るので、どのような形状でも解析ができ、境界適合性が非常に良い。しかしながら、精度を出すにはメッシュを細かく分割する必要性もあり、非常に大きなメモリを要する事が多く、解析時間は一般に長い。主なソフトとしては Ansoft HFSS (Ansoft) がある。

以上、メリット、デメリットを考慮すると、本研究では、コイル状のシンプルな形状を扱っているので、解析精度はどの方式においても精度が高いことが予想される。一方、新たなアンテナを提案するにあたって、多くのパラメータ調整や、様々な形状を試す必要がある。そこで、シミュレーション時間が大幅に短い解析手法が望まれる。そこで、モーメント法が適切であると判断し、採用する。

2.2.3 モーメント法

次に、モーメント法の詳細について述べる。モーメント法(Method of Moments, Moment Method)は R. F. Harrington (1967) によって命名された電磁界解析手法の一つである。金属で出来たアンテナの解析や金属による散乱問題を得意とし、電磁界の界等価定理により電界を既知とし、境界上に仮定した未知電流を求める手法である。すなわち、未知数は境界上に置かれるのが特徴である。

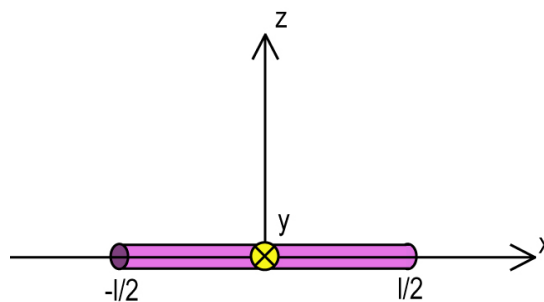


図 2.1 軸上の導体モデル

図 2.1 のような x 軸上の導体線に電圧 V をかける。このとき、線上は同電位となるが、電荷分布は未知である。この電荷について考える。

既知である電圧 V を与えた際に、線電荷密度 $\rho(x)$ が生じる時、空間内の任意の点 $r_0 = (x_0, y_0, z_0)$ における、その電荷により生じる電位 $\phi(r_0)$ は

$$\phi(r_0) = \int \rho(r_s) \frac{1}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s \quad (2.1)$$

となる。ここで $r_s = (x_s, y_s, z_s)$ は波源を示し dl_s は微少線素の長さを表す。電圧をかけた時、導体上の電位は等しくなることから、観測点を導体棒状に配置すると

$$\phi(r_0) = \int \rho(r_s) \frac{1}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s = V \quad (2.2)$$

となる。ここで未知であった $\rho(x)$ を以下のように展開する。

$$\rho(x) = \sum_{n=1}^N a_n f_n(x) \quad (2.3)$$

このとき $f_n(x)$ はパルス関数であり

$$f_n(x) = \begin{cases} 1 & (x_{n-1} < x < x_n) \\ 0 & (otherwise) \end{cases} \quad (2.4)$$

で表せる。つまり、未知数は a_n になる。式(2.3)を式(2.2)に代入すると以下が求まる。

$$\begin{aligned} \phi(r_0) &= \int \sum_{n=1}^N a_n f_n(x) \frac{1}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s = V \\ \sum_{n=1}^N a_n \int \sum_{n=1}^N \frac{f_n(x)}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s &= V \\ \sum_{n=1}^N a_n \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_n} \frac{f_n(x)}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s &= V \end{aligned} \quad (2.5)$$

観測点を N 個設定し、各点上での電荷について計算する。

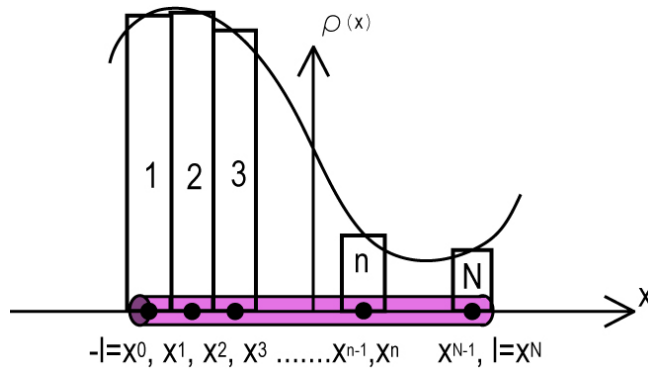


図 2.2 観測点を設定した導体モデル

観測点 N は基底関数の中点に配置すると N 個の方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \#1: \sum_{n=1}^N a_n \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_n} \frac{f_n(x)}{4\pi\epsilon_0 |x_0^1 - r_s|} dl_s &= V \\ \#N: \sum_{n=1}^N a_n \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_n} \frac{f_n(x)}{4\pi\epsilon_0 |x_0^N - r_s|} dl_s &= V \end{aligned} \quad (2.6)$$

この離散化法は点整合法という。

ここで、境界である導体表面に観測点を配置する条件を満足できるよう重み関数を定義し、この重み関数区間で積分し、式(2.5)を離散化する。

重み関数は以下で定義され

$$w_n(x) = \begin{cases} \text{任意の関数形} & (x_{n-1} < x < x_n) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.7)$$

と表され、式(2.6)に対応して以下の式を得る。

$$\begin{aligned} \#1: \sum_{n=1}^N a_n w_1(x_0) \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_1} \frac{f_n(x_s)}{4\pi\epsilon_0 |x_0 - x_s|} dx_s dx_0 &= \int_{x_0=x_0}^{x_1} w_1(x_0) V dx_0 \\ \#N: \sum_{n=1}^N a_n w_N(x_0) \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_1} \frac{f_n(x_s)}{4\pi\epsilon_0 |x_0 - x_s|} dx_s dx_0 &= \int_{x_0=x_0}^{x_1} w_N(x_0) V dx_0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

この離散化法を重み付け残差法、もしくはモーメント法と言う。この様にアンテナ上の電流分布と給電点の電圧との関係を大規模な行列で表した後に解くため、アンテナの形状が複雑になるにつれ、誤差や解析時間が大きくなる一方、アンテナ形状が簡易な場合は瞬時に解くことが可能である。

電磁界解析ソフトウェアと PC

本研究においては、モーメント法で作られた電磁界解析ソフトウェア IE3D (Zeland Software, Inc) を採用する。本論文で使用する電磁界解析用パソコンとそのスペックを以下に示す。MHz や GHz 用アンテナにおいては、一般の家庭用パソコンで解析が出来るが、kHz 用アンテナになると、巻数が多いことと、周波数が低い事により、使用するメモリが大幅に増え、3GB を超えてしまう。そこで、電磁界解析用パソコンが必要になる。1 台目(図 2.3)はボード変更後も適したグラフィックカードが無かったため、アンテナ設計が困難であり、途中から 2 台目を使用した。

電磁界解析用 PC1 台目：

SUPERMICRO, X7DAE, Xeon x5450, 3GHz, RAM8GB, (CPU8 コア))

電磁界解析用 PC1 台目 (ボード, メモリ, ビデオメモリ変更)：

SUPERMICRO, X7DBE, Xeon x5450, 3GHz, RAM16GB, (CPU8 コア), Video Memory 512MB)

電磁界解析用パソコン 2 台目：

DELL, PRECISION T7400, Xeon, 3.4GHz, RAM64G, (CPU8 コア), HDD 4TB, Video Memory 4GB)

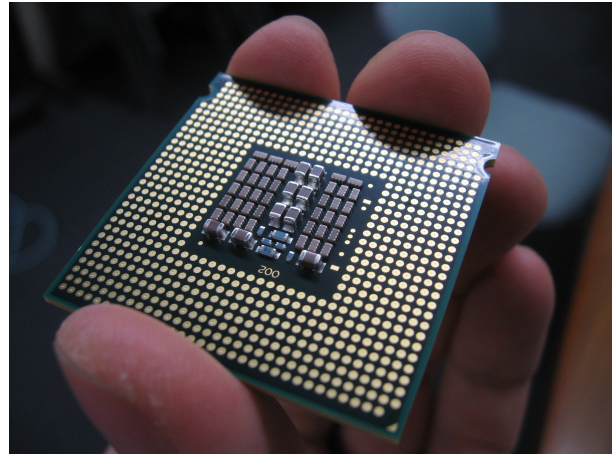
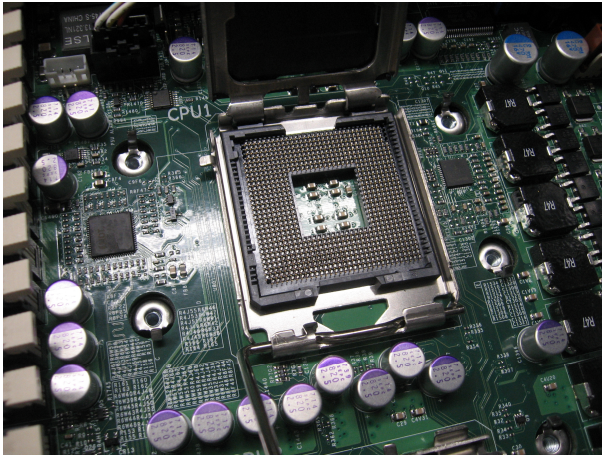


図 2.3 Xeon, x5450

2.2.4 実験構成

電磁界解析の信頼性が高まったとはいえ、実験を用いた証明は当然ながら必須である。特に、本研究で扱う電磁界共振結合という新たな現象においては、電磁界解析がどの程度信用できるかを検証する必要がある。そこで、本研究で使用する測定機器について説明する。

電力伝送効率を測定するに当たって、ベクトルネットワークアナライザ（VNA: Vector Network Analyzer）を使用し、入力電力に対する透過電力と反射電力を測定する（図 2.4）。測定に当たっては校正を行なった上で測定をする。通常時の実験においては、0dBm（1mW）を使用する。ベクトルネットワークアナライザは HEWLETT PACKARD（現：Agilent Technologies）8752A を使用していたが、途中から記録が容易な 8753D に変更した。8753D の測定レンジは 30kHz～3GHz である。校正キットは Agilent Technologies 85032F を使用し、測定レンジ DC～9GHz である。非放射型の電磁界の結合による電力伝送方式であり実質不要ではあるが、予期せぬ不要輻射防止のために、シールドルーム内で測定を行なう。シールドルームは東京計器アビエーション株式会社の SR403M を使用する。150kHz～3GHz で 40dB 以下の減衰を保証している。150kHz 以下に関しては測定が困難であるために明示されていないだけであり、同様の減衰が見込まれている。外寸の縦×横×高さは 2803×2803×2530 mm であり、内寸は 2743×2743×2500 mm である。

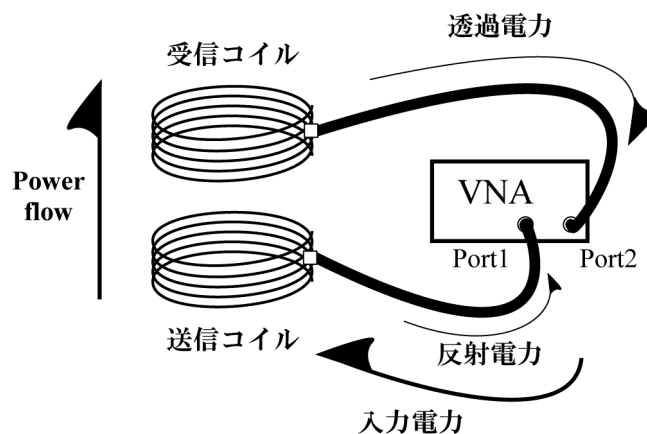


図 2.4 実験構成

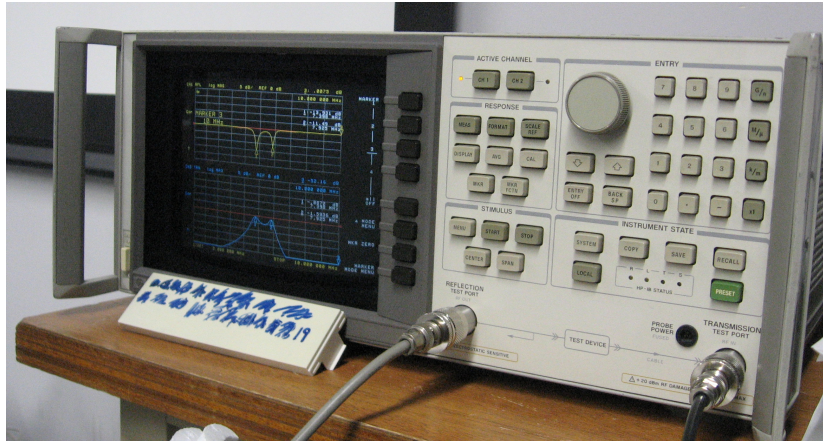


図 2.5 ベクトルネットワークアナライザ 8752A 300kHz～3GHz



図 2.6 ベクトルネットワークアナライザ Hewlett Packard 8753D 30kHz～3GHz



図 2.7 校正キット DC～9GHz



図 2.8 シールドルーム 全体

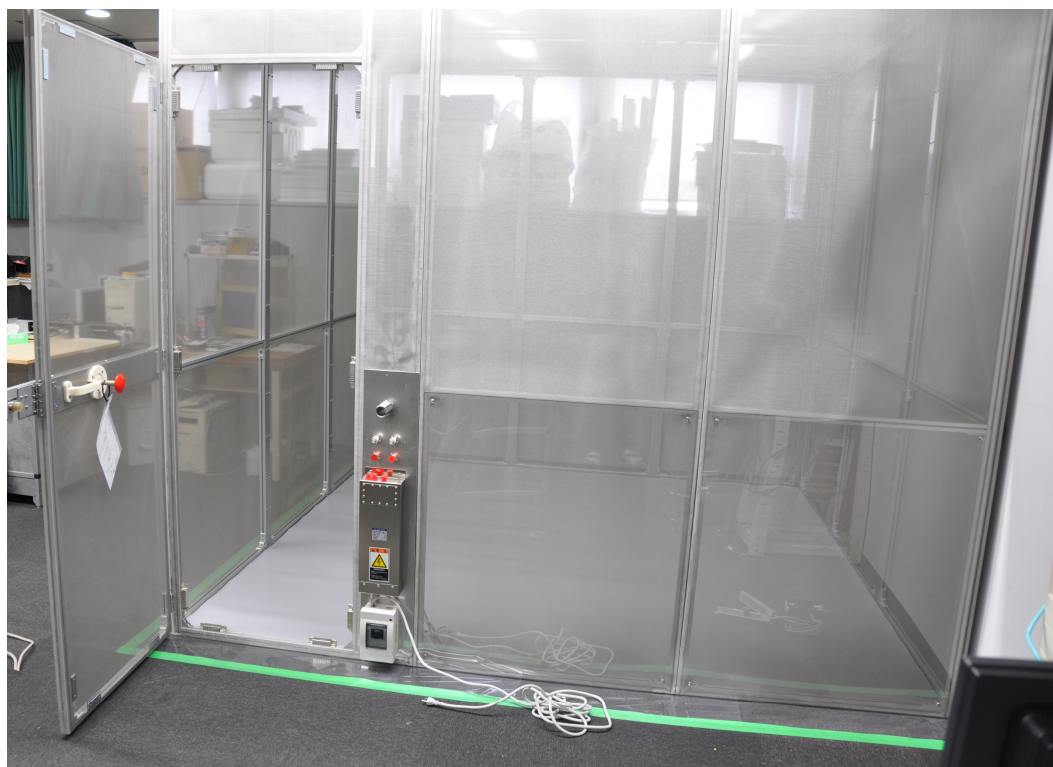


図 2.9 シールドルーム 正面

2.3 磁界共振結合アンテナ

磁界共振結合はアンテナが共振した状態において、送信アンテナと受信アンテナが磁界の結合によって電磁エネルギーを磁界で受け渡す方法である。この磁界によってワイヤレス電力伝送を起こす磁界共振結合アンテナをここでは単に磁界型アンテナと呼ぶ。共振状態の作り方、磁界の結合の作り方の2つについて述べる。

電氣的に共振状態が作れば良いため、自己共振でも他励共振でも可能であるが、本章では、オープン型アンテナを使い、自己共振によって共振状態になるタイプのアンテナを使用する。共振状態を作り出すために、ダイポールアンテナと同様の原理で共振を引き起こす。半波長ダイポールアンテナはアンテナの中央から給電し、アンテナ全長の $\lambda/2$ となる周波数において共振するので、アンテナ全長が周波数を決定する主要素となる。ヘリカルアンテナの場合、コイル状の形状により、全長だけではなくコイルが持つインダクタンスや浮遊容量によるキャパシタンスが影響し、全長の約 $\lambda/4$ で共振する。この様に、アンテナの線路長や形状のみで共振周波数が決定される。このタイプのアンテナをオープン型アンテナと呼び、外部回路を必要としないで共振できるので自己共振と呼ぶ。外部回路を要するショート型他励共振については第4章で述べる。

共振状態となった後においては、通信で使われる半波長ダイポールアンテナと、近傍でのワイヤレス電力伝送用ヘリカルアンテナの違いは、放射波を使用するか非放射波である結合を使用するかの違いである。磁界共振結合はこの非放射型である結合を利用する。磁界型アンテナは一般にはコイル状の形状をしており、コイルに流れる電流の向きを揃えて、結合面に対し磁界を集中させる形状をしている。そのため、磁界で結合する磁界型アンテナとして動作する。“2.3.1 ヘリカルアンテナの提案”では、磁界共振結合のアンテナ特性について検討する。“2.3.2 ヘリカルアンテナの近傍電磁界”では、磁界共振結合の近傍領域での現象について検証する。“2.3.3 スパイラルアンテナの提案”では、ヘリカルアンテナと同様に磁界型アンテナとして動作するスパイラル状のアンテナを提案する。

2.3.1 ヘリカルアンテナの提案

磁界共振結合によるワイヤレス電力伝送における効率を明らかにするため、電磁界解析と実験で評価する。電磁界解析は、モーメント法で行なう。電磁界解析におけるアンテナ導体の導電率を銅の値とし、導電率は 5.8×10^7 (S/m) とする。実験は、ベクトルネットワークアナライザ (VNA: Vector Network Analyzer) を使用し、送信アンテナと受信アンテナ間の効率を測定する。実験構成を図 2.10 に示す。VNAを使用するため、電力の大きさは小信号レベルの 0dBm (1mW) で行なう。

反射と効率

VNA の Port1 から出力された電力は送信アンテナから空間 (エアギャップ) を介して受信アンテナに伝わり、Port2 へ透過する電力、反射して Port1 に戻る電力、銅損や放射損などの損失として消費される電力になる。その際、Port1 から入力される振幅 a_1 に対し反射する振幅を b_1 とすると反射係数 S_{11} は式(2.9)となり、入力される振幅 a_1 に対し、透過する振幅を b_2 とすると透過係数 S_{21} は式(2.10)となる。電力の

比は振幅の比の2乗となるので、反射電力の比率を η_{11} 、透過電力の効率を η_{21} とすると、式(2.11)、(2.12)の様に表せる。VNA だけでなく電磁界解析においても一般に S_{11} , S_{21} の形式でデータが出力されるので、これら反射係数と透過係数から効率を算出する（図 2.10）。本論文では断り無く効率といった場合は、式(2.12)をさす。

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (2.9)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (2.10)$$

$$\eta_{11} = |S_{11}|^2 \times 100 = \left| \frac{b_1}{a_1} \right|^2 \times 100 \quad [\%] \quad (2.11)$$

$$\eta_{21} = |S_{21}|^2 \times 100 = \left| \frac{b_2}{a_1} \right|^2 \times 100 \quad [\%] \quad (2.12)$$

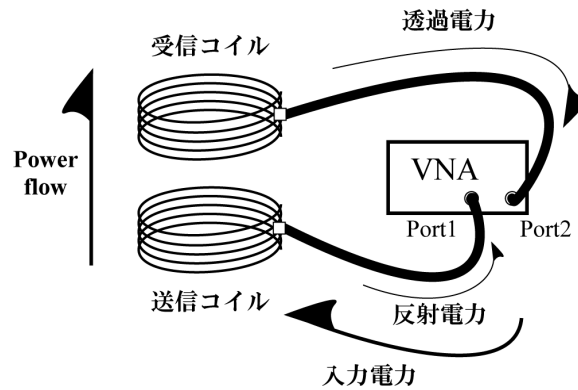


図 2.10 実験構成（再掲）

ヘリカルアンテナの電磁界モデルと実験用アンテナ

磁界型のアンテナを作るためにアンテナをループ状に巻き、中心に磁界が強まるような構造とする。通信用アンテナではこの構造は一般にヘリカルアンテナと呼ばれる。本論文で提案する形状では波長に対しアンテナの大きさは非常に小さく、共振状態においても単独のアンテナとしてはインピーダンスマッチングが難しい。そのため、電磁波を放射出来ない構造となり、通信用アンテナとしては使用できない。一方、ワイヤレス電力伝送としてみた場合には、電磁波が放射されないので、放射損として無駄に電力が消費されないというメリットがある。

図 2.11 に解析モデル、図 2.12 に実験時に使用するヘリカルアンテナを示す。1 素子は素子自体の特性を調べる時に使う。電力伝送は2素子の場合において測定する。アンテナ素子自体は同じものであるが、便宜上、下側を送信アンテナ、上側を受信アンテナとする。図 2.13 にヘリカルアンテナのパラメータを示す。半径を r 、ギャップを g 、位置ずれを d 、ピッチを p 、巻数を n 、銅線の太さを 2mm とする。

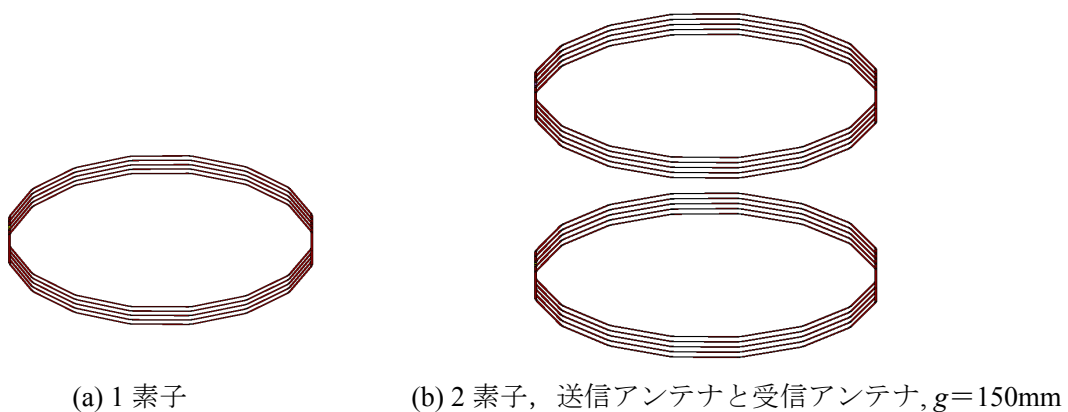
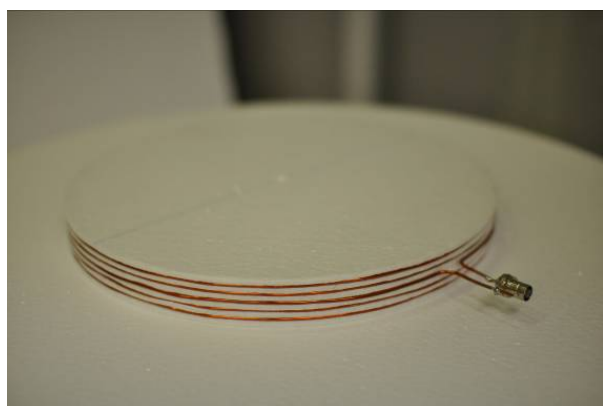
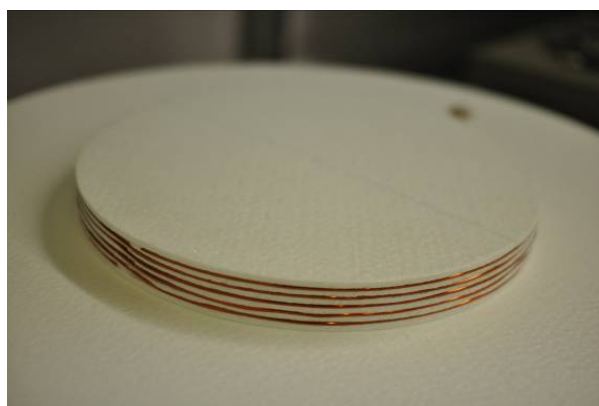


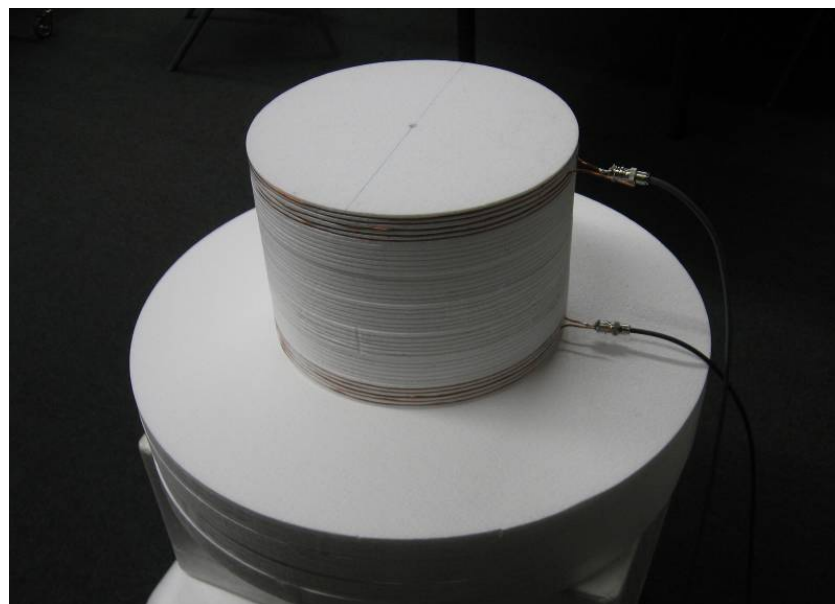
図 2.11 ヘリカルアンテナの電磁界モデル



(a) 1 素子, 給電側



(b) 1 素子, 給電反対側



(c) 2 素子, 送信アンテナと受信アンテナ

図 2.12 ヘリカルアンテナ, 実験時の様子

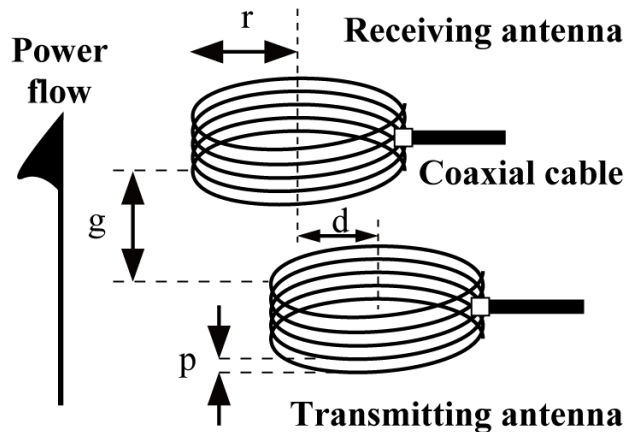


図 2.13 ヘリカルアンテナの各種パラメータ

入力インピーダンスと効率

ヘリカルアンテナの特性を調べる。 $r=150\text{mm}$, $n=5$ 巻, $p=5\text{mm}$ である。素子の太さ 2mm なので、線間すき間は $5\text{mm}-2\text{mm}=3\text{mm}$ である。2 素子の場合、受信アンテナとのエアギャップ $g=150\text{mm}$ であり、受信アンテナには 50Ω の負荷で終端されている。ヘリカルアンテナにおける入力インピーダンスを図 2.14 に示す。図 2.14(a), (a')は、1 素子を入力インピーダンスである。インピーダンスの実数成分がほぼ 0Ω であり、導体の電気抵抗も放射抵抗も小さい。リアクタンスが 0Ω になっている点がヘリカルアンテナ 1 素子における共振周波数 $f_0=17.60\text{MHz}$ である。

この共振状態の磁界型アンテナのヘリカルアンテナをそれぞれ 2 つ使い、送信アンテナと受信アンテナとし、磁界の結合によって電力伝送を行なった時の入力インピーダンスが、図 2.14(b), (b')である。2 素子の場合の入力インピーダンスより、 17.10MHz , 17.56MHz , 18.21MHz の 3 箇所でリアクタンスが 0 になり、その内、左端と右端の 17.10MHz , 18.21MHz の 2 箇所で実部が約 50Ω になっており、それぞれ 51.61Ω , 51.31Ω であり、中央の 17.56MHz では、 114.9Ω である。

電力反射率と電力伝送効率を図 2.15 に示す。1 素子の結果を図 2.15(a)に示す。1 素子の場合、入力した電力はほぼ全反射しておりほぼ 100% の反射率になっているが、共振周波数においては入力した電力が損失として消費され、損失となる。消費された電力は銅損または放射損で消費されているが、磁界共振結合用アンテナにおいては、放射を抑える構造にするため、損失の大部分が銅損である。提案したヘリカルアンテナにおいては、全エネルギーに対し全損失が 5.95% 、銅損が 5.77% 、放射損が 0.18% である。全損失に対する放射損は 2.98% である。

送信アンテナと受信アンテナの 2 素子の結果を図 2.15(b)に示す。電力伝送効率はこの 2 素子の場合において評価される。共振周波数 17.10MHz , 18.21MHz の 2 箇所において共に 97.1% の高効率の電力伝送が実現できる。反射がある 17.56MHz においては、 82.7% であり若干効率が悪い。共振周波数 17.10MHz においては、全エネルギーに対し全損失が 3.26% 、銅損が 3.12% 、放射損が 0.14% である。全損失に対する放射損は 4.22% である。

1 素子に比べ 2 素子になると、放射損が 0.18% から 0.14% へとわずかに減る。 97% と高効率の電力伝送を実現しているが、不要輻射対策としては、この放射損を出来る限り抑える必要がある。

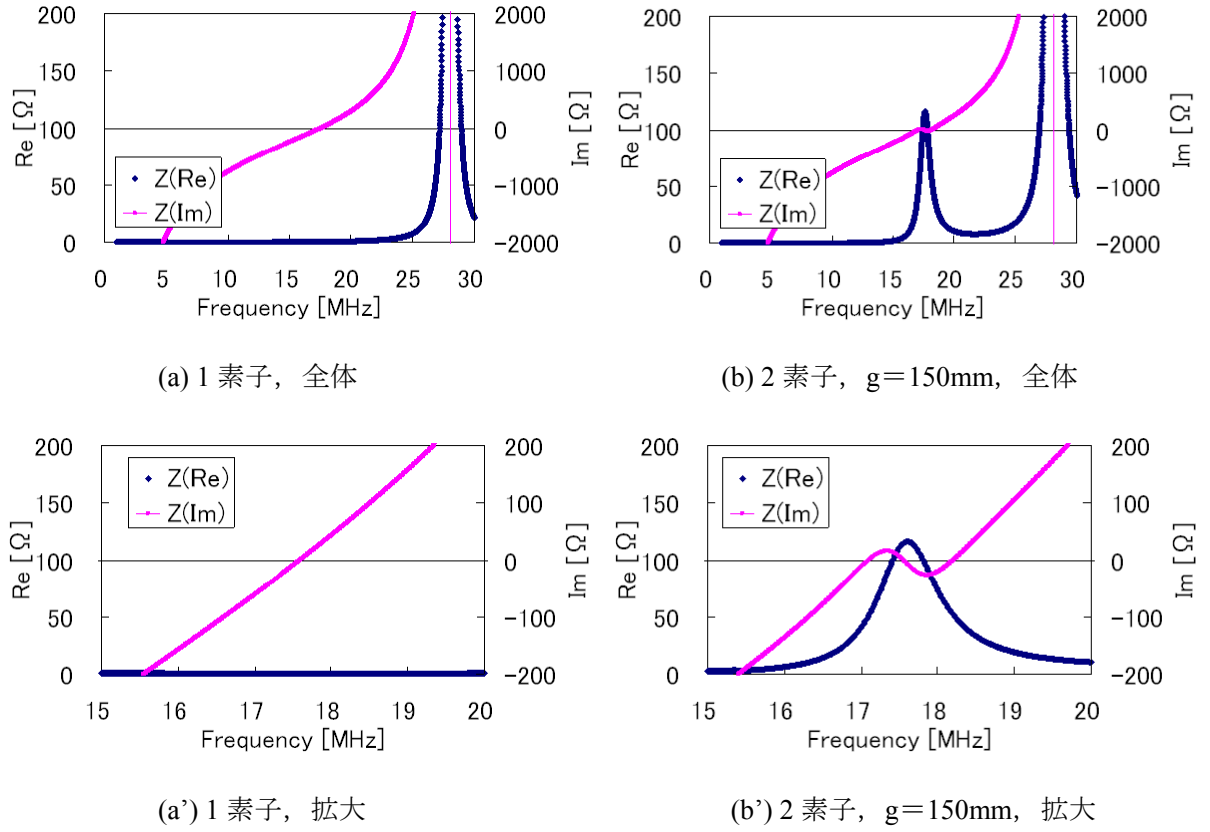


図 2.14 入力インピーダンス

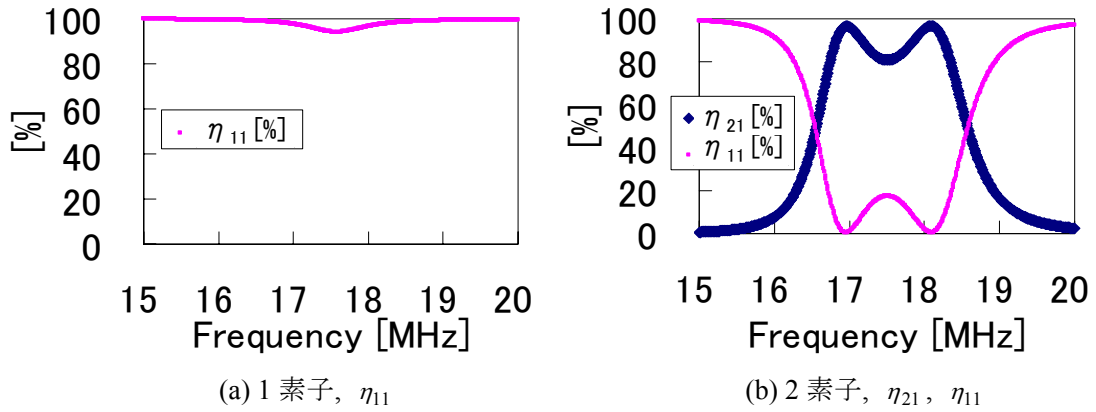


図 2.15 電力伝送効率と電力反射率

 ($r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$)

エアギャップ

ヘリカルアンテナ 2 素子を送信アンテナと受信アンテナとし、エアギャップを変化させた時の電力伝送特性を調べる。 $d=0\text{mm}$ とし、アンテナは真上にあり、位置ずれはないとする。エアギャップを変化させた時の効率と周波数特性を図 2.16 に示す。 $r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$ である。

図 2.16 (a),(b)より、エアギャップが小さいと効率が最大となる共振周波数 f_m , f_e ($f_m < f_e$) は 2 つになることが確認できる。そして、エアギャップが大きくなると 2 つに分かれていた共振周波数が 1 つになる。この 1 つになる周波数はアンテナ 1 素子での共振周波数 f_0 とほぼ同じである。すなわち、アンテナ間の距離が近くなるほど共振周波数が 2 つに分かれていく。一方、最大効率は共振周波数 f_m , f_e にあたる部分であり、2 つに共振周波数が分離している時から 1 つになるまでの図 2.16 (a)~(c)においては、エアギャップの大きさによって効率が変わらない。その後、エアギャップを大きくすると、共振周波数は f_0 のまま変わらずに効率のみ悪化する。効率悪化の原因は結合が弱くなり、相互インダクタンスが小さくなり、結果として、反射が増えることに起因する。

効率とエアギャップの関係を実験結果 (Exp.) と電磁界解析結果 (Cal.) について図 2.18 に示す。効率は共振周波数における効率である。2 つの共振周波数 f_m , f_e における効率はほぼ等しいので、図が煩雑にならない様に、図 2.18 においては、周波数が低い方の共振周波数 f_m における効率を示した。エアギャップ $g=200\text{mm}$ より小さい場合、97~98%の高効率の電力伝送を実現している。 $g=200\text{mm}$ から更にエアギャップを大きくした場合効率が低下する。電磁界解析と実験結果はほぼ同じ結果を得られたが、実験結果においては、エアギャップが極端に小さい場合において効率の悪化が見られる。これは、磁界結合だけでなく、電界での結合が生じたためと思われるが、詳細な検討が今後必要である。

共振周波数とエアギャップの関係を図 2.19 に示す。2 つの共振周波数が $g=200\text{mm}$ で一つになる。電磁界解析と実験結果はほぼ等しい結果を得られたが、比較すると全体的に電磁界解析の方が平均 1.85MHz ほど高くなっている。これは、電磁界解析において線の太さを忠実にモデル化することが困難であり、リボン状またはテープ状の薄い線として模擬していることに起因すると思われる。そのため、ピッチや線間が実験時より電磁界解析時は広くなり、アンテナの浮遊容量が増え、共振周波数が高くなったと思われる。但し、銅線の持つ抵抗に関しては銅線の太さ分を計算上加えてあるので、損失や効率計算には影響はない。

結合係数とエアギャップの関係を図 2.20 に示す。エアギャップが大きくなるにつれ結合係数が小さくなる。変圧器においては、結合係数 $k=0.99$ 以上であることを考えると非常に小さい結合係数である。電磁界解析において、エアギャップ $g=200\text{mm}$ の時に $k=0.057$ である。 $g=200\text{mm}$ の時の効率は、電磁界解析では 97%、実験では 96%であり、この様に、非常に小さな結合時においても、高効率の電力伝送が可能である。実験結果においては、正確な k を求める事が困難なため、参考値を記載する。

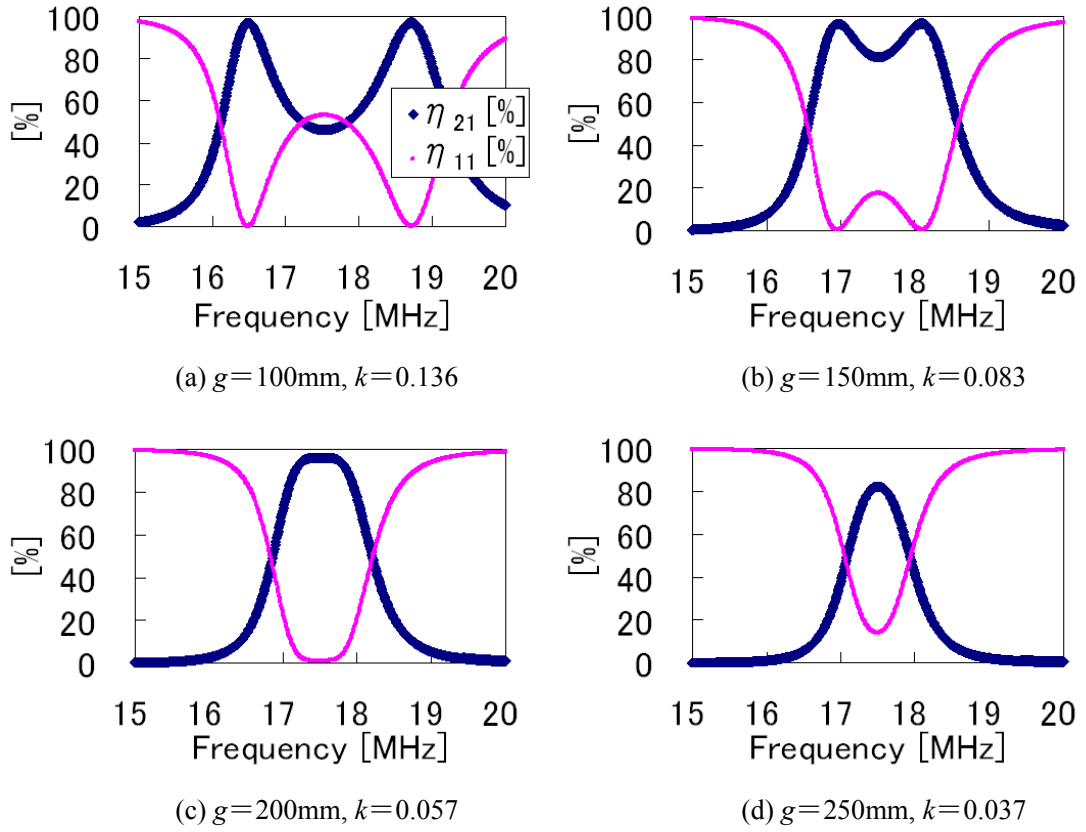


図 2.16 各エアギャップにおける効率と周波数の関係，電磁界解析($r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$)

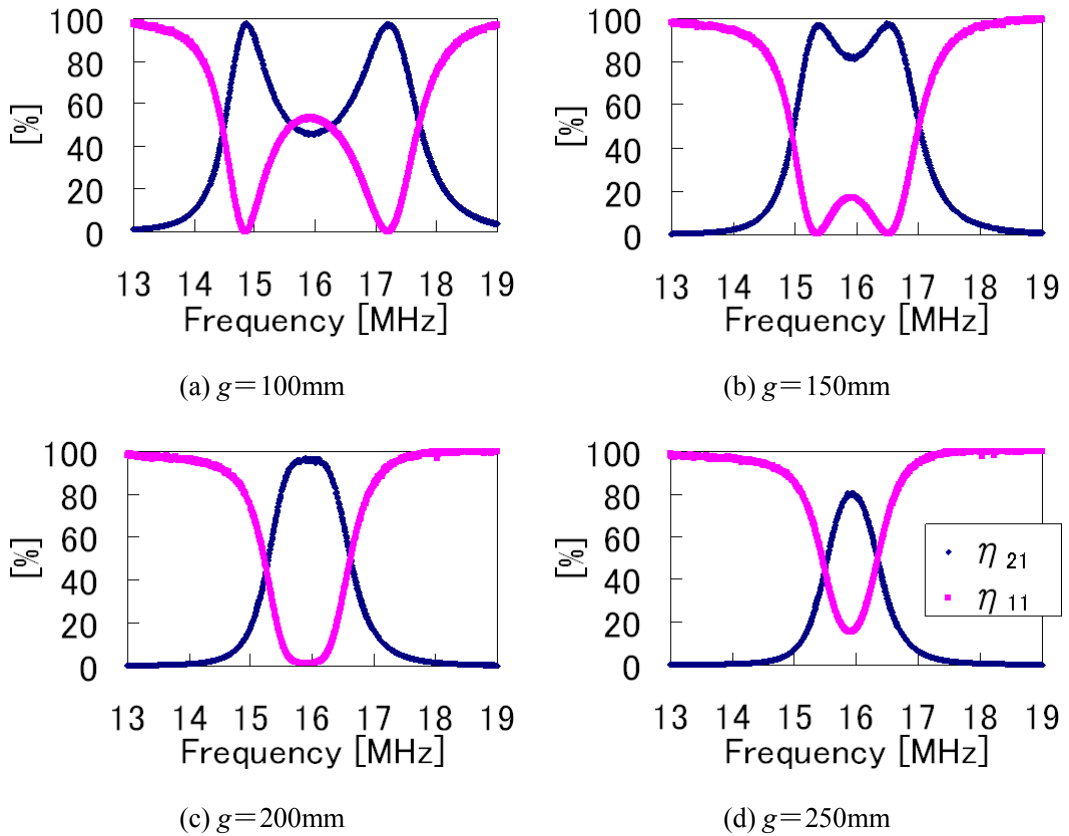


図 2.17 各エアギャップにおける効率と周波数の関係，実験結果($r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$)

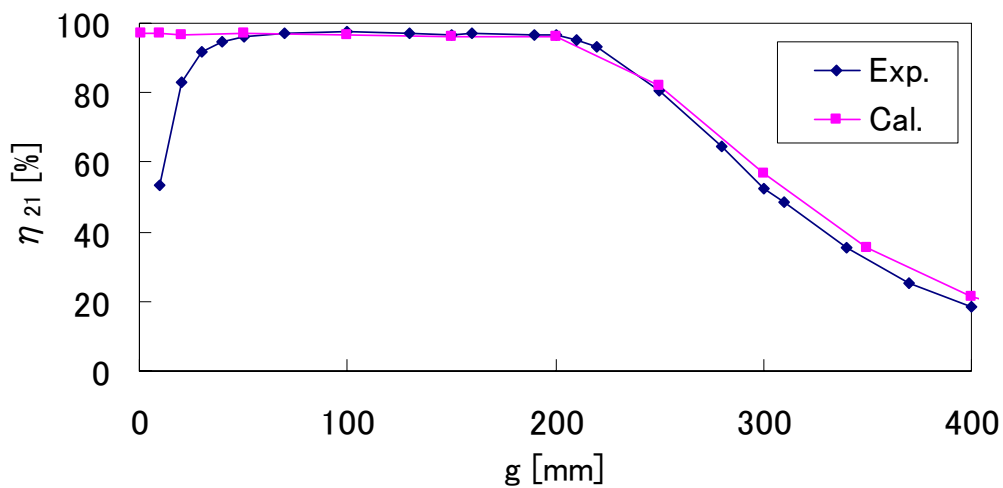


図 2.18 効率 η_{21} とエアギャップの g 関係, 実験と電磁界解析結果

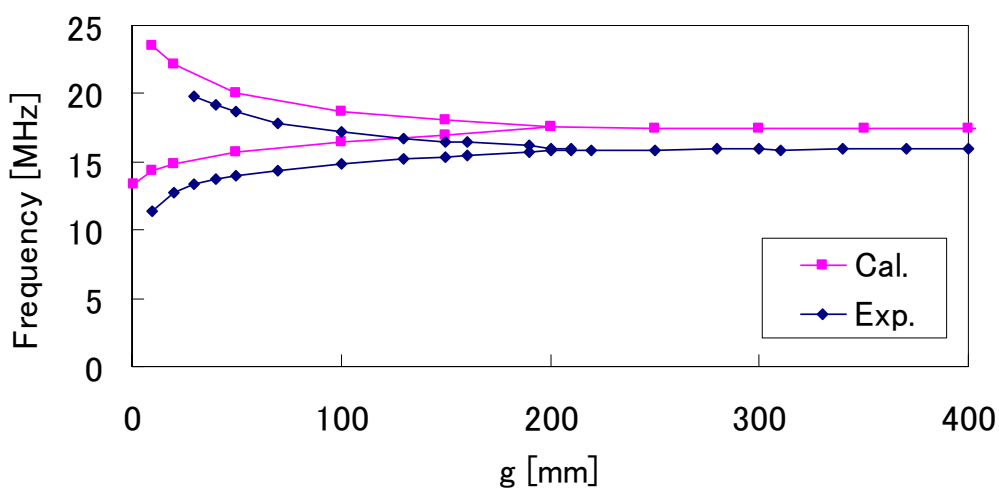


図 2.19 2つの共振周波数 f_m, f_e ($f_m < f_e$) とエアギャップ g の関係

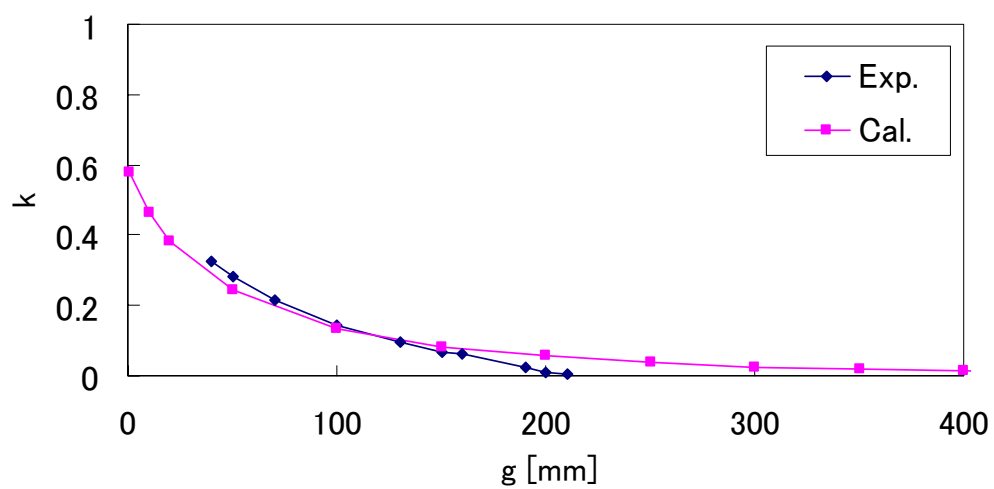


図 2.20 結合係数 k とエアギャップの関係 g

ピッチ

次に、ピッチに対する電力伝送の効率、共振周波数を検証する。 $r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$ である。各ピッチにおけるギャップと効率を図 2.21 に示し、各ピッチにおけるギャップと共振周波数を図 2.22 に示す。図 2.21 より、電力伝送効率については、わずかな影響のみであり、前節のピッチ 5mm より更に薄型化が可能であるといえる。また図 2.22 にあるように、周波数に関しては大きく変化するので、ピッチの調整で周波数の調整が可能である。ピッチ変化時における効率が若干低いのは、本解析における導電率を銅の 5.8×10^7 (S/m) から 4.7×10^7 (S/m) に下げて抵抗が増えたことによる。

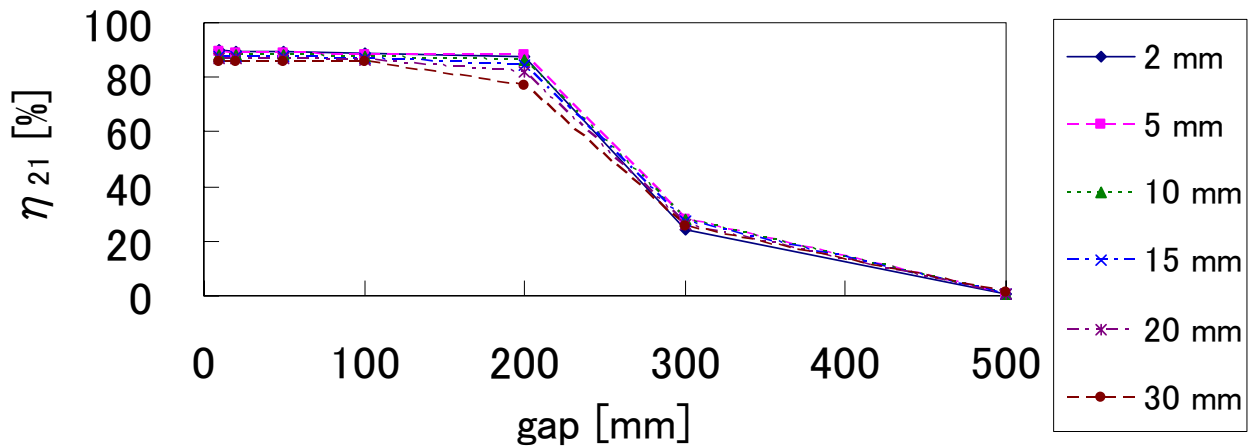


図 2.21 各ピッチにおけるギャップと効率

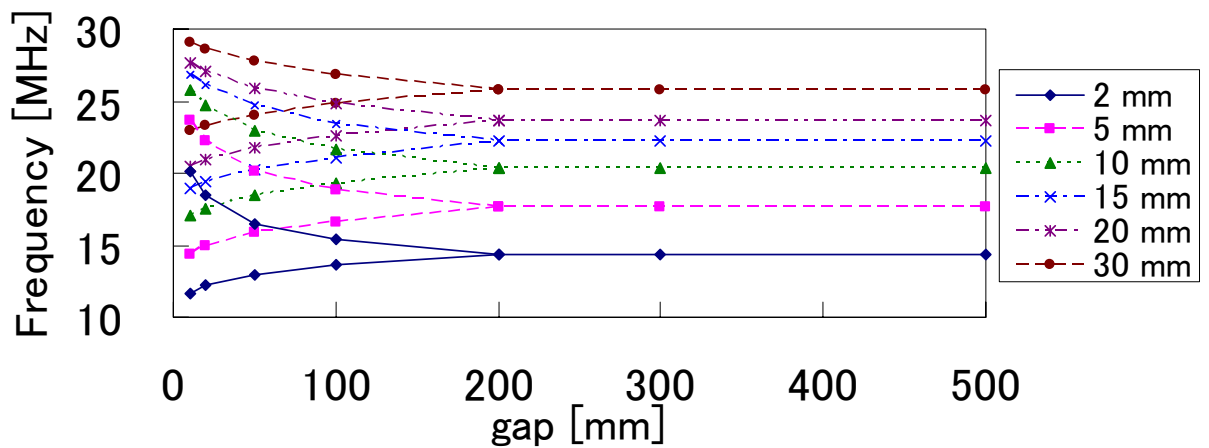


図 2.22 各ピッチにおけるギャップと共振周波数

半径

アンテナの大きさの影響を考慮するため、半径に関して検証する。半径を 50mm, 100mm, 150mm, 200mm, 250mm, 300mm に変化させる。この時における半径に関して抜粋したものを、ギャップと効率の関係を図 2.23 に、ギャップと共振周波数の関係を図 2.24 に、ギャップと結合係数 k_m の関係を図 2.25 にそれぞれ示す。図 2.23 は、共振周波数における効率を示しており、共振周波数が 2 つの場合、低い周波数での効率を示している。図 2.24 は共振周波数を示しており、2 つある場合は 2 点とも示している。 $n=5$ 巻, $p=5\text{mm}$ である。

結合係数 k_m は送受アンテナ間の磁界の結合の割合を表しており、2 つの共振周波数、式(2.13)から求まる。但し厳密に求める方法は次章で述べる。

$$k_m = \frac{\omega_e^2 - \omega_m^2}{\omega_e^2 + \omega_m^2} \quad (2.13)$$

$$(\because \omega_m = 2\pi f_m, \omega_e = 2\pi f_e)$$

図 2.23, 図 2.24 より、ギャップが小さく共振周波数が 2 つの時には最大効率は変わらない。また、図 2.24, 図 2.25 より、ギャップが小さい場合、共振周波数が大きく 2 つに分かれ、結合係数が大きい事が確認できる。一方、ギャップが大きい場合、共振周波数が 1 つになり、結合係数が小さくなり効率は急峻に悪化する。つまり、結合係数 k_m の値に着目して効率を述べると、結合が大きくても小さくても効率は変わらないが、結合が非常に弱くなると、つまり、結合係数 $k_m \approx 0$ になると共振が 1 つになり電力伝送が悪化する事が分かる。

以上より、結合係数の影響を踏まえた上で、再度図 2.17 に沿って、送受信アンテナを近接した状態からギャップを広げていく一連の動作を行った時のアンテナ特性を考えると、以下の様になる。

ギャップが小さい時は、結合係数は大きく、共振周波数が 2 つであり、高効率の電力伝送が可能である (図 2.17(a), $g=100\text{mm}$)。

ギャップが広がり、共振周波数が 1 つになるまでは、結合が徐々に弱くなり結合係数が小さくなるが、2 つの共振周波数における電力伝送効率はほぼ一定で高効率のままである (図 2.17(b), $g=150\text{mm}$)。更にギャップが広がり、結合も弱くなり、共振周波数が 1 つになった場合でも、効率は共振周波数が 2 つの時とほぼ同じである。このアンテナにおいては、 $g=198\text{mm}$ の時に共振周波数が 1 つになり、その時の結合係数は $k=0.056$ である。また、 $g=200\text{mm}$ の時の結合係数は $k=0.055$ である (図 2.17(c), 図 2.25)。共振周波数が 1 つになった後に、更にギャップが広がると、電力伝送効率が悪化する (図 2.17(d), $g=250\text{mm}$)。

次に、アンテナの大きさの影響を考慮するため、半径を変えた時の電力伝送特性を調べる。当然アンテナが小さいほうが製品としては扱いやすい。アンテナを EV の車の底へ設置する場合、車幅がアンテナの大きさの一つの目安となる。一般的な普通乗用車の場合、車幅は 160~180cm 程度である。軽自動車の車幅は法的に 148cm 以下である。もちろん、車の底には様々な機能が備えられているので、なるべく小さい事が望まれる。今回は半径 30cm 以下で検討した。

図 2.23 より、半径による影響を考えると、半径が大きいほど結合が強くなっており、より遠くまで電力伝送が出来ることがわかる。 $r=150\text{mm}$, $g=250\text{mm}$ において効率 82.0%, $r=300\text{mm}$, $g=450\text{mm}$ において効率 90.5% である。図 2.25 より、半径が大きいほど結合が強い事がわかる。半径が大きくなると

当然インダクタンスが増加するので、結合が強くなる。結合の増加と共に、エアギャップが増加していることが図 2.23、図 2.25 より確認される。

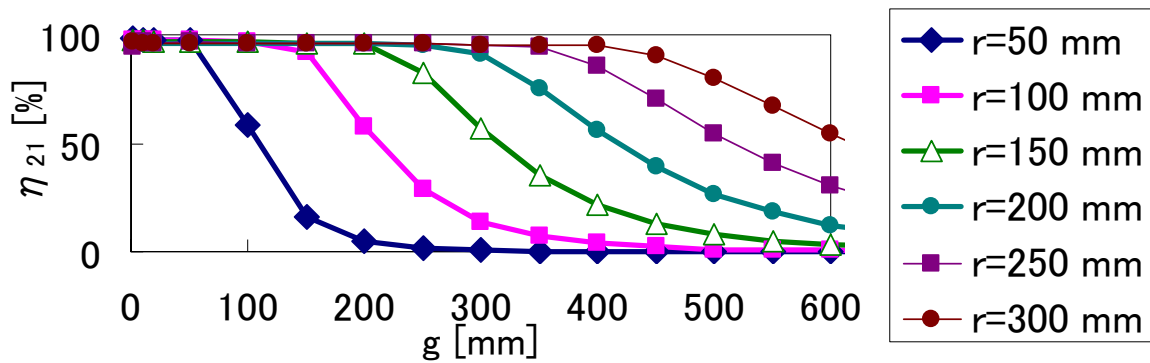


図 2.23 半径における効率とエアギャップの関係

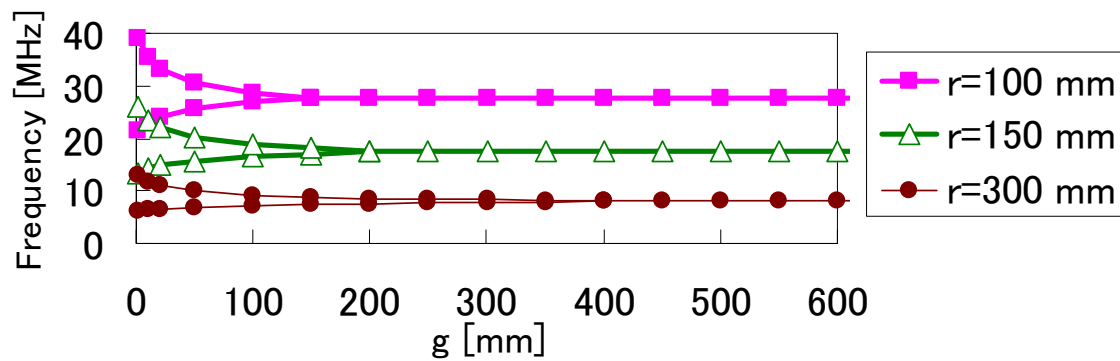


図 2.24 半径における共振周波数とエアギャップの関係

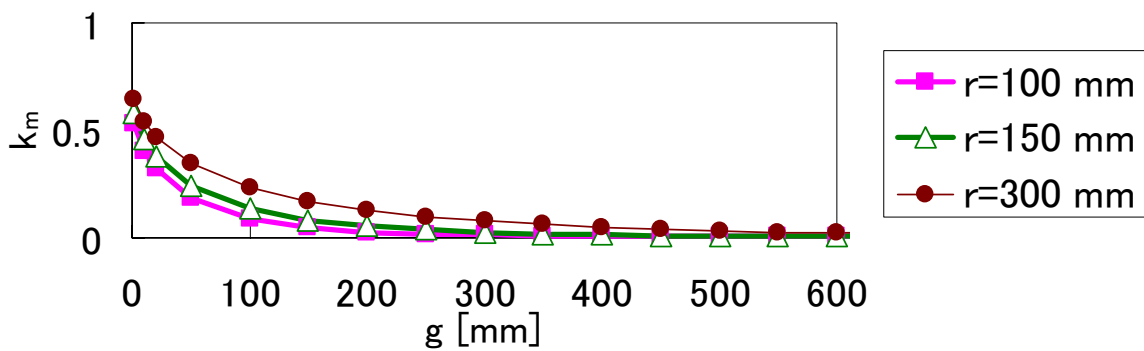


図 2.25 半径における結合係数とエアギャップの関係

巻数

巻数を 2 ターン, 5 ターン, 10 ターン, 20 ターンに変化させる。この時における主要な巻数に関し、ギャップと効率の関係を図 2.26 に、ギャップと共振周波数の関係を図 2.27 に、ギャップと結合係数 k_m の関係を図 2.28 にそれぞれ示す。 $r=150\text{mm}$, $p=5\text{mm}$ である。半径を変えた時と、特性としてはほぼ同じであり、アンテナを近づけ結合が強い時には共振周波数が 2 つに分かれ、逆に離して結合が弱くなり電力伝送が出来なくなった時に $k_m \approx 0$ となる事がここでも分かる。

巻数による影響を考えると、巻数が多いほど結合が強くなっており、より遠くまで電力伝送が可能であることがわかる。一方、巻数を増やすと損失が増え、わずかに効率が悪化する。 $n=20$ turns, $g=450\text{mm}$ において効率 92.2%である。

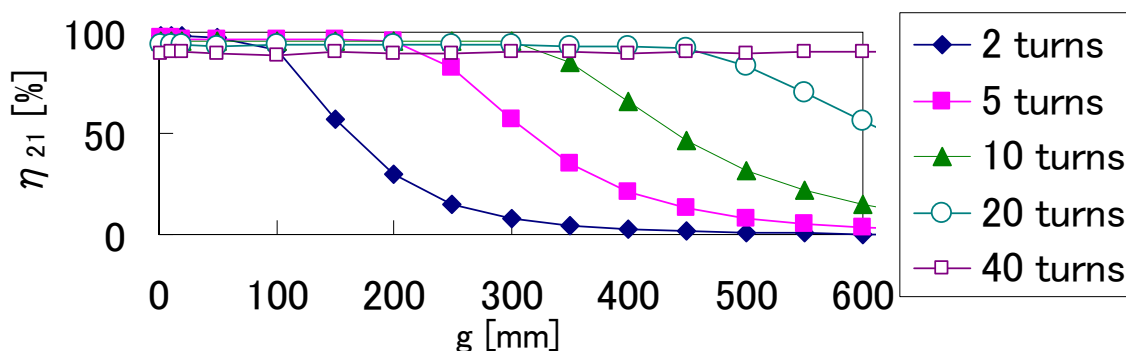


図 2.26 巻き数における効率とエアギャップの関係

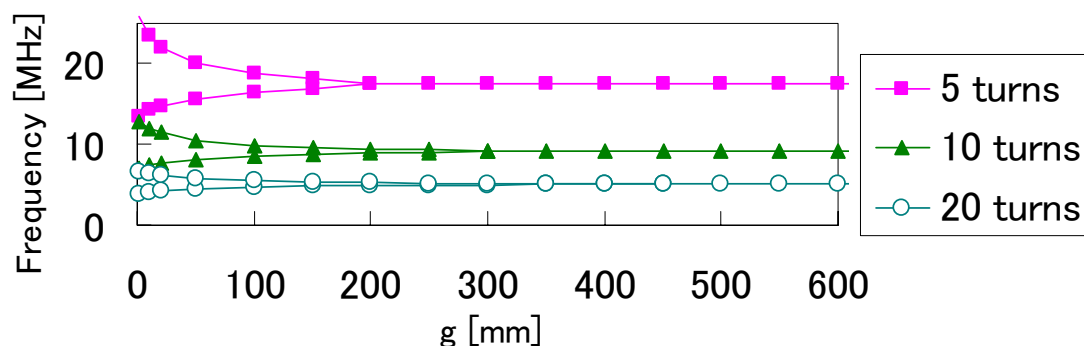


図 2.27 巻き数における共振周波数とエアギャップの関係

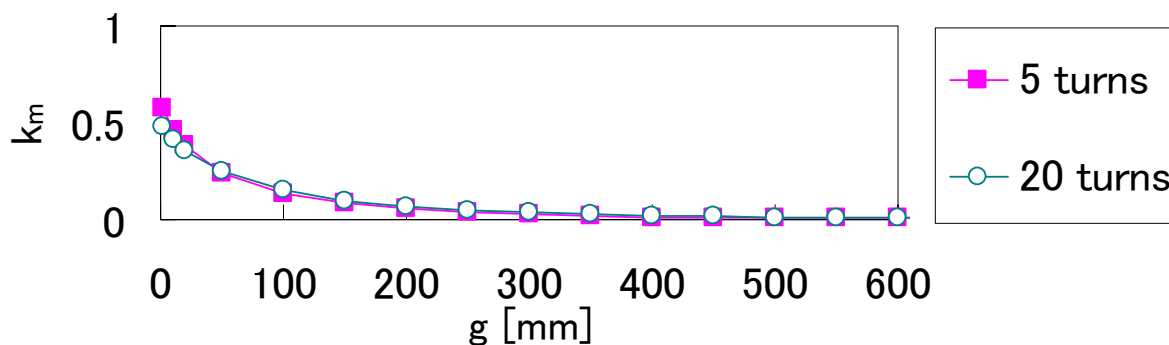


図 2.28 巻き数における結合係数とエアギャップの関係

半径と巻数

半径と巻数の両方を増やした場合を示す。半径が大きく、巻数が多いほうが結合が強くギャップが大きいことを示したが、両方同時に増やした場合を検討する。解析結果を図 2.23 に示す。 $r=300\text{mm}$, $n=20\text{turns}$ の時, $g=800\text{mm}$ において, 効率 90.4% である。つまり, 両方同時に増やした場合もギャップが大きくなる事がわかる。

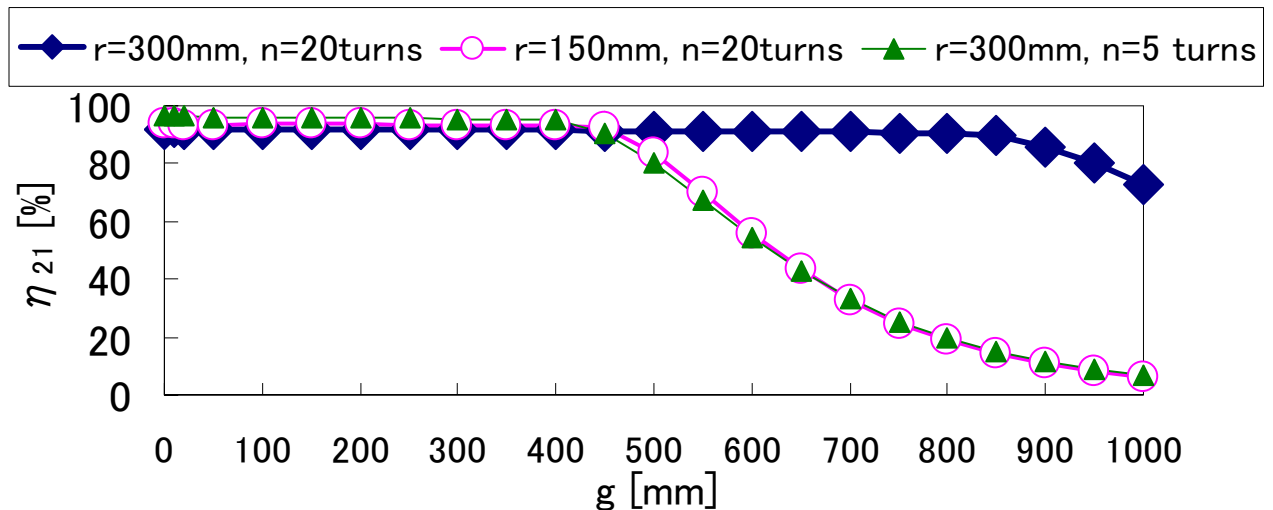


図 2.29 半径と巻数の変化による効率とエアギャップの関係

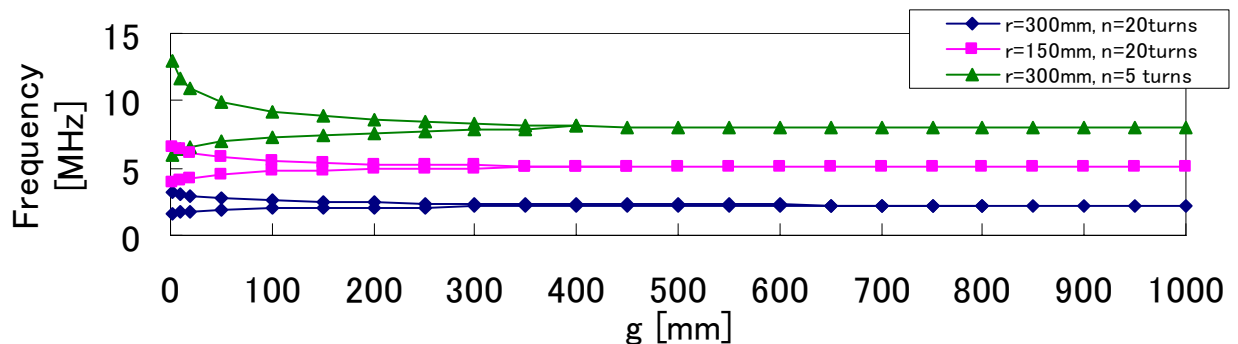


図 2.30 半径と巻数の変化による共振周波数とエアギャップの関係

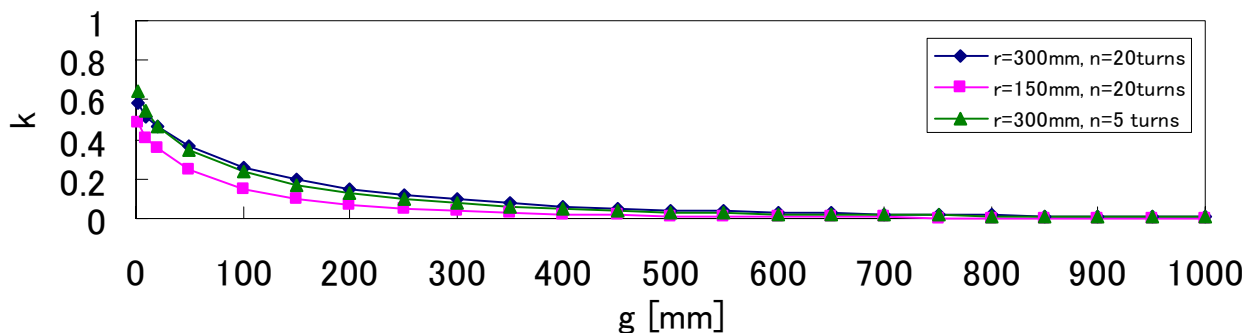


図 2.31 半径と巻数の変化による結合係数とエアギャップの関係

位置ずれ

ヘリカルアンテナにおいて、位置ずれ ($d \neq 0$) が起きた時にどの様に効率が変化するかを調べる。これは、EV の車の底に設置される受信アンテナと地面側に置かれた送信アンテナを 1 対 1 の構成かつ送受信アンテナを同じ大きさにした場合、どの程度ずれて良いかを示すことになる。車を決められた位置に数 cm の誤差なく停める事は困難であり、出来る限り軸ずれが許容出来たほうが良い (図 2.32)。従来の電磁誘導方式による非接触充電においては、数 cm ずれただけで電力伝送が行なえない事を考えると、位置ずれにロバストなアンテナが必要となる。また、一口に位置ずれで電力伝送が出来ないといっても、その原因の切り分けが必要である。そのために、位置ずれにおける電力伝送の特性を知る必要がある。図 2.33 に位置ずれ時のアンテナを示す。

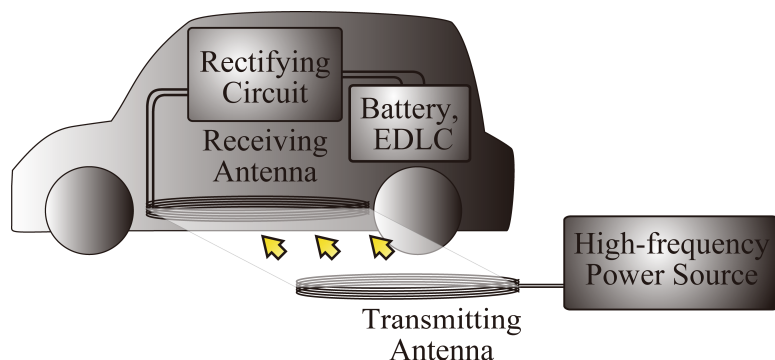


図 2.32 電気自動車における位置ずれの図



図 2.33 位置ずれ時におけるヘリカルアンテナ

位置ずれ特性の検証に関して、電磁界解析と実証実験を行う。ギャップを $g=50\text{mm}$, 100mm , 150mm , 200mm に変化させ、この時における主要なギャップに関し、効率と位置ずれ d の関係を図 2.34 に、周波数と位置ずれの関係を図 2.35 に、結合係数と位置ずれの関係を図 2.36 に示す。実験結果は白抜きにし Exp.で示し、解析結果は白抜きせずに Cal.で示す。 $r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$ である。コイルの半径 r が 150mm である事を考えると、コイルが半分以上ずれた場合においても電力伝送が可能である。実験と解析はほぼ同じ結果を得られた。解析において、 $d=190\text{mm}$, $g=100\text{mm}$ において効率 87.5%, $d=160\text{mm}$, $g=150\text{mm}$ において効率 90.0% である。実験値では、 $d=175\text{mm}$, $g=100\text{mm}$ において効率 91.7%, $d=150\text{mm}$, $g=150\text{mm}$ において効率 88.8% である。

以上より、位置ずれにおける電力伝送が出来なくなる原因は 2 つ考えられる。送受信アンテナのギャ

ップと位置ずれが小さく結合の強さによって共振周波数がシフトして電源側の周波数と合わなくなる場合と、ギャップと位置ずれが大きく結合自体が弱くなって電力伝送が原理的に不可能になる場合である。

次に、電磁界解析と実験結果を比較し、検討する。図 2.34 と図 2.36 より、効率と結合係数は一致するが、図 2.35 より、周波数に関しては解析結果の方が高くなる傾向がある。しかしながら、アンテナのピッチ間のキャパシタンスを適切に反映していない解析条件による影響と考えられ、その影響で全体の周波数が高いほうにシフトしている。そのため、2 つの共振周波数から求める結合係数などに関する影響に関しては無視できる。

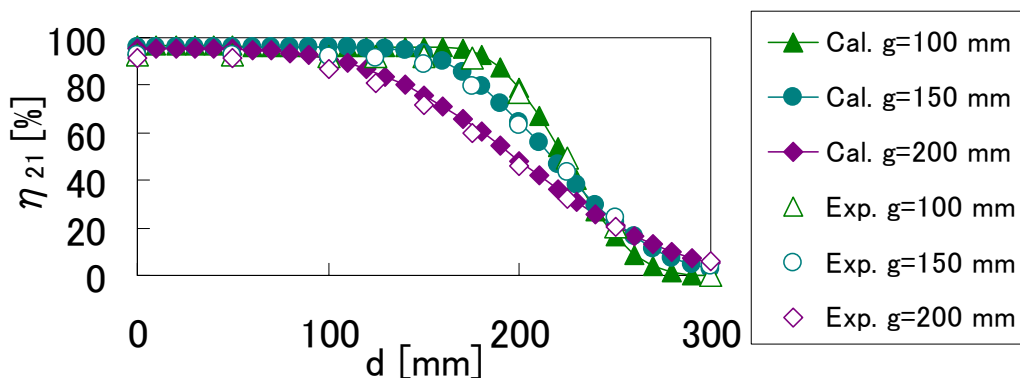


図 2.34 効率と位置ずれ，電磁界解析と実験結果

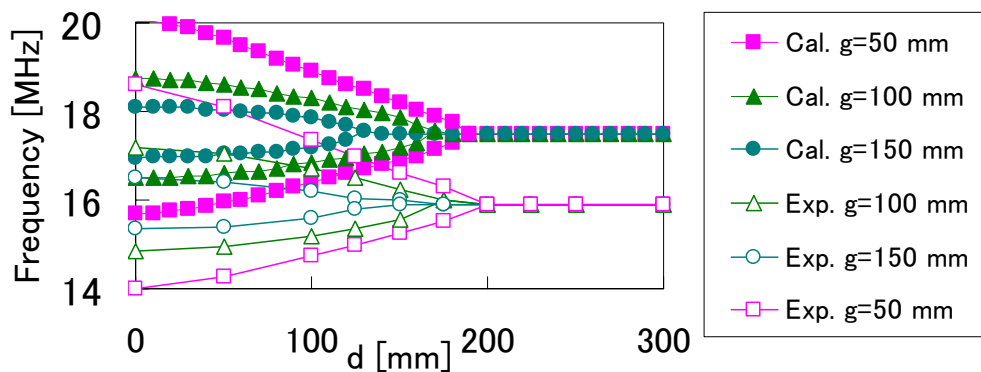


図 2.35 共振周波数と位置ずれ，電磁界解析と実験結果

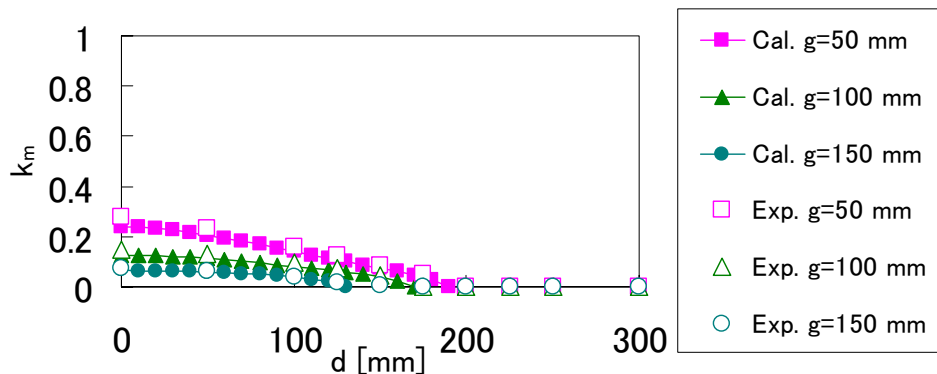


図 2.36 結合係数と位置ずれ，電磁界解析と実験結果

位置ずれのマップ表示

位置ずれによる電力伝送の効率悪化の原因は結合自体が弱くなり原理的に不可能な場合と、アンテナの共振周波数が電源の発振周波数とずれる事の2つが考えられる。そこで、電源側の発振周波数をアンテナ1素子での共振周波数 f_0 に固定し、これを固定周波数 f_0 として動作させ、受信アンテナを上下左右にずらした場合、どの位置でどの程度の効率が得られるかを空間的に調べる。

図 2.17 より、ギャップを小さくすると1素子の共振周波数 f_0 を境に2つの共振周波数 f_m, f_e が最大効率を保ったまま離れていく。そのため、ギャップや位置ずれが小さく、結合係数が大きい場合は共振周波数が2つに分かれるので固定周波数 f_0 における効率が低い。一方、ギャップや位置ずれが大きくなり共振周波数が1つになった場合、固定周波数 f_0 と一致するので高効率になる事がわかる。そこから更にギャップを広げると結合が弱くなり効率が悪化し、最終的には結合がなくなり原理的に電力伝送が不可能になる。

以上の事をマップ形式で表すと図 2.37 となる。 $r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$ の時の解析結果である。送信アンテナの円の中心かつ上面が $(d, g) = (0, 0)$ にあたり、その時の受信アンテナの円の中心かつ下面がマップ上の (d, g) で表される。一例として、点 P $(d, g) = (200, 250)$ の場合を図 2.37 上に示す。この時の効率は、33.7%である。一方、点 Q $(d, g) = (100, 150)$ においては固定周波数がアンテナの共振周波数に近いため効率が高くなり、93.1%となる。つまり、電源側の固定周波数とアンテナの効率が最大となる周波数（共振周波数）が一致する箇所のみ高い効率で電力伝送が可能となる。近すぎても、遠すぎても効率が高くない事がわかる。しかし、 $g=150\text{mm}\sim 200\text{mm}$ のギャップにおいては位置ずれが $d=150\text{mm}$ 程度起きたとしても80%以上の効率での電力伝送が可能である。車の車高は乗車人数やタイヤの空気圧にも依存するので完全に一定にはならない。しかしながら、解析結果より、ある程度高さが変わっても位置ずれに対し、高い効率で電力伝送が可能である空間的ゾーンがあることが分かる。

一方、図 2.38 は理想的な条件の場合の効率を示している。 $r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$ である。理想的な条件とは、以下のように考える。送受信アンテナの位置によって、結合係数が変わるので、アンテナの共振周波数が変化する。そのため、例えば、電源側の周波数が自由に制御できると仮定した場合、受信アンテナがどの位置にあったとしても、電源側で周波数を調整する事により、アンテナの共振周波数に合わせることができ、各々の位置におけるアンテナの最大効率を実現できる。その条件での電力伝送効率を理想的な条件とし図 2.38 に示す。ほぼ半径 200mm の半円状の空間的ゾーンで90%以上の高効率で電力伝送が可能である。

固定周波数でもある程度の範囲であれば、80%以上の効率で電力伝送が出来ることが図 2.37 よりわかったが、更に、電源側の周波数を制御すれば、それ以上の範囲の電力伝送が可能である事が図 2.38 よりわかる。いずれの方式を使用するかは、要求されるスペックに寄るので一概にどちらが優れているとは言えない。電源側に制御をかけるということになれば、それだけ余計な装置が必要になるので、固定周波数で動作させたほうが良い場合もある。一方、余分な装置をつけても最大効率を追従したほうが良い場合もある。

図 2.31 にあるように、巻数や半径を増やせばより遠くまでかつ、位置ずれ方向にも強く、かなりの幅広い空間・ゾーンをカバーする事が出来る。一例として、図 2.39 では巻数を5巻から10巻に増やした場合の理想的な条件の効率を示す。 $r=150\text{mm}$, $n=10\text{turns}$, $p=5\text{mm}$ である。5巻の場合の図 2.38 と比べると10巻ではより広範囲にわたって高効率の電力伝送が可能であり、更なる位置ずれや大ギャップ

化が可能である。

最後に、電球点灯実験を行った時の写真を図 2.40 に示す。

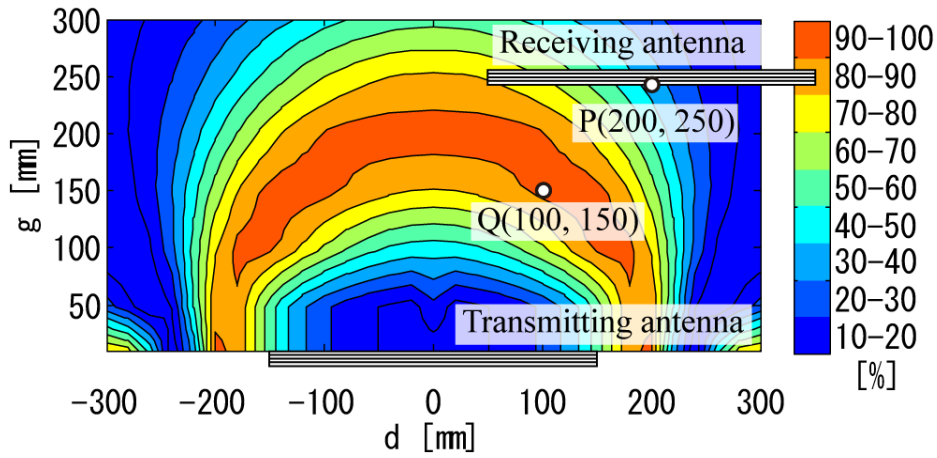


図 2.37 効率とエアギャップと位置ずれ，1 素子の共振周波数 f_0 における効率
($r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$)

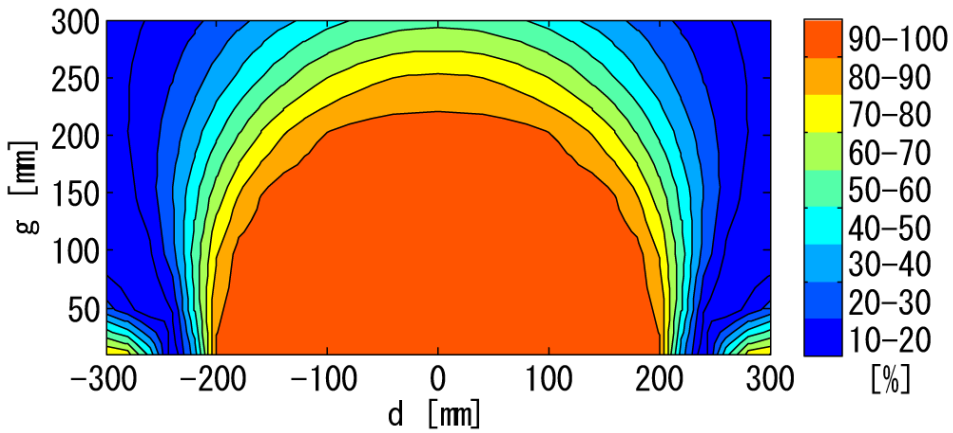


図 2.38 効率とエアギャップと位置ずれ，共振周波数 f_m における効率
($r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$)

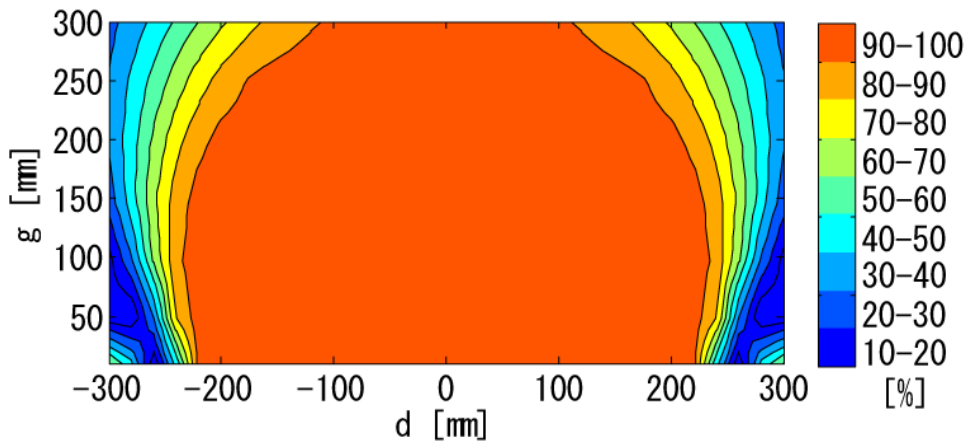


図 2.39 効率とエアギャップと位置ずれ，共振周波数 f_m における効率
($r=150\text{mm}$, $n=10\text{turns}$, $p=5\text{mm}$)



(a) 適度な距離の場合



(b) 位置ずれの場合



(c) 遠すぎる場合



(d) 近すぎる場合



(e) 横に置く場合

図 2.40 電球点灯実験 ($r=150\text{mm}$, $n=5\text{turns}$, $p=5\text{mm}$)

2.3.2 ヘリカルアンテナの近傍電磁界

アンテナ近傍での2つの共振周波数 f_m' , f_e' ($f_m' < f_e'$)における磁界ベクトルの振る舞いを図2.41に、半周期分の f_m' における磁界ベクトルを図2.42に、半周期分の f_m' における磁界ベクトルを図2.43に示す。電流と磁界の分布の概形図を図2.44に示す。磁界と電界の分布を図2.45に示す。次章で述べる等価回路化で求めた電流分布の結果のみを先に図2.46に示す。 i_1 は送信アンテナ、 i_2 受信アンテナ、 i_3 はその加算である。2つの共振周波数において非常に特徴的な分布を示す。送信アンテナと受信アンテナの対称面における磁界の様子に注目すると、 f_m' においては対称面が磁気壁となる。磁気壁とは、対称面に垂直に磁界が分布する現象である。一方、 f_e' においては、対称面が電気壁となる。電気壁とは、対称面に水平に磁界が分布する現象である。これは、図2.46(a)のように送信アンテナと受信アンテナの電流の振幅の絶対値が等しくなるので対称面にこのように分布しているように見える。更に、図2.44, 図2.46(b)に示したように電流の向きが磁気壁のときは同位相に近くなり、電気壁のときは逆位相に近くなる。そのため、磁気壁、電気壁としての振る舞いが確認される。この2つの共振周波数において共に高効率の電力伝送が出来る。図2.47では近傍での磁界と電界について示す。図2.47は最大値で規格化してある。磁気壁の時はコイル中央部においては磁界を強め合い、電気壁の時は磁界を弱め合っている。一方、コイル直下においては磁気壁の時は磁界を弱めあい、電気壁のときは磁界を強めあっている。

磁界結合型のヘリカルアンテナであるが、完全に電界結合が消えてはいない。図2.47(a), (b)は対称面での磁界と電界の分布であるが、コイルの巻き線直上、直下では電界エネルギーがわずかに存在し、2つのコイルの対称面における磁界と電界のエネルギー密度の最大値で比べた場合、磁界エネルギー密度に対し電界エネルギー密度の比率は4%程である。 k_m を磁界による結合係数とし、 k_e を電界による結合係数とすると、電磁界結合の場合、磁界結合と電界結合を完全に分離することが出来ずに、 $k = |k_m - k_e|$ のように電界と磁界の両方の差の結合となる場合が多い。今回は磁界が支配的であり、 $k = k_m$ とみなせる。

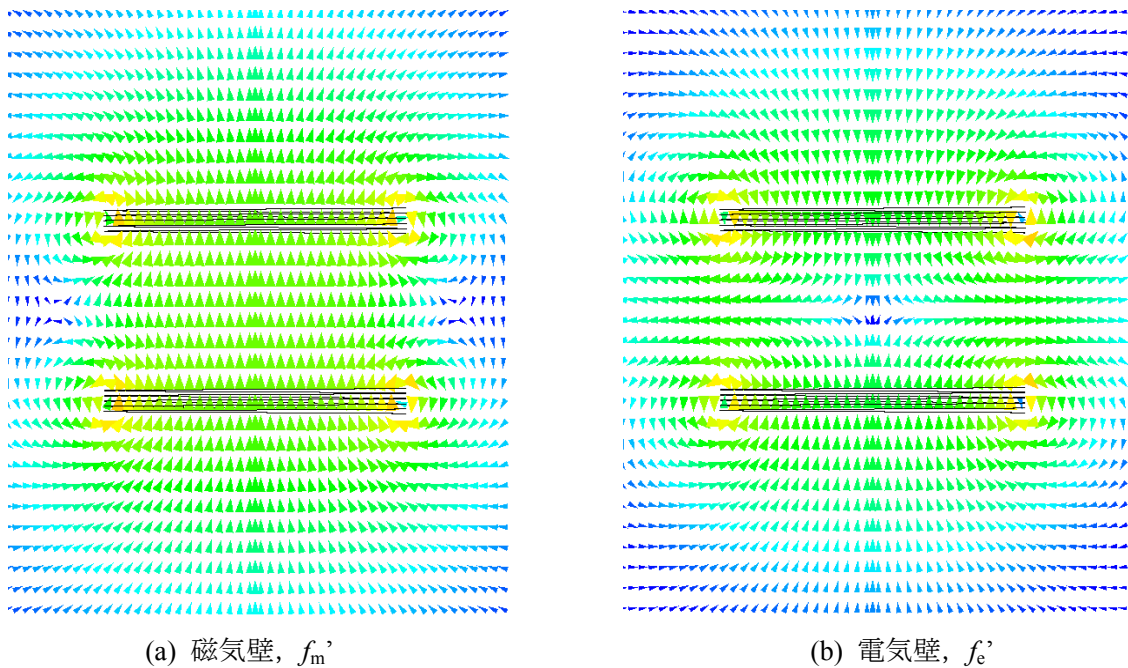
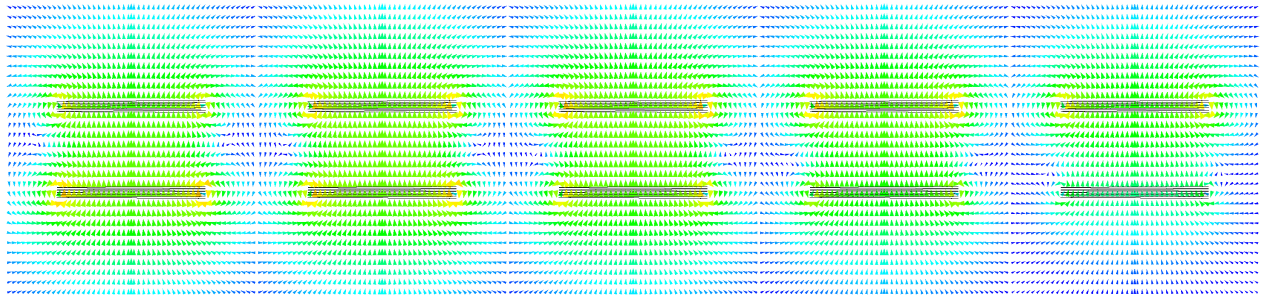
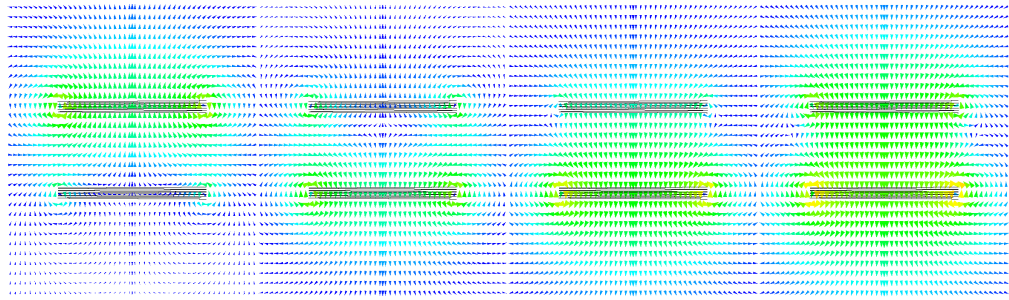


図2.41 近傍領域における磁界，ベクトル表示

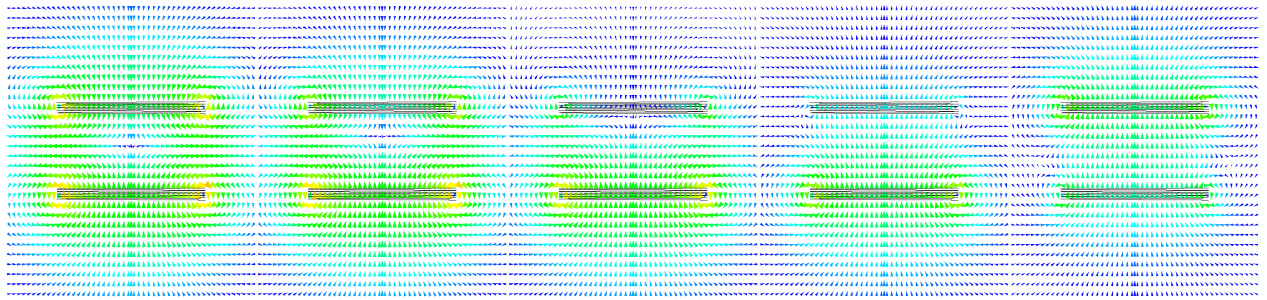


(a) 0° (b) 20° (c) 40° (d) 60° (e) 80°

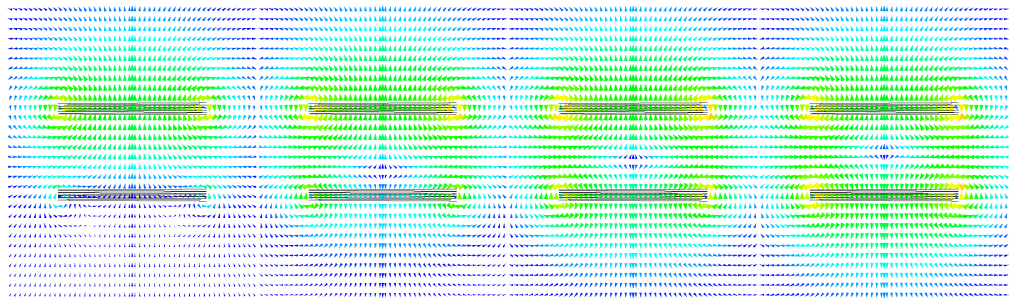


(f) 100° (g) 120° (h) 140° (i) 160°

図 2.42 f_m における半周期の磁界変化，ベクトル表示



(a) 0° (b) 20° (c) 40° (d) 60° (e) 80°



(f) 100° (g) 120° (h) 140° (i) 160°

図 2.43 f_c における半周期の磁界変化，ベクトル表示

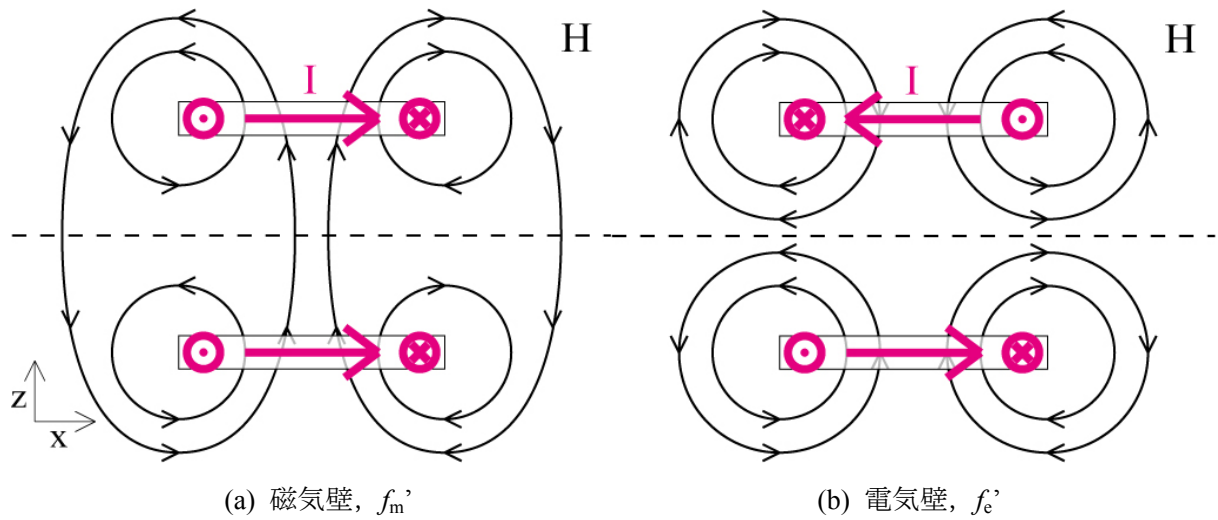


図 2.44 近傍領域における磁界と電流分布の概形図

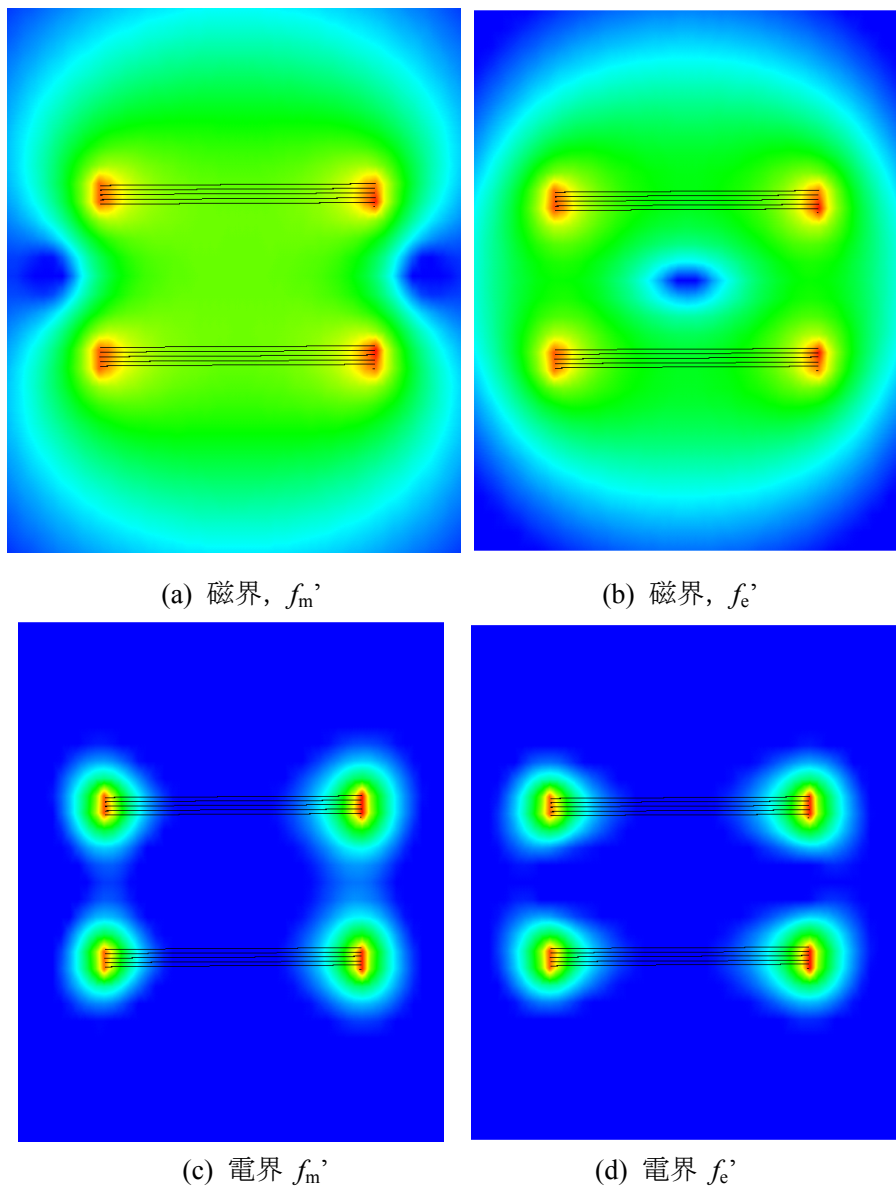
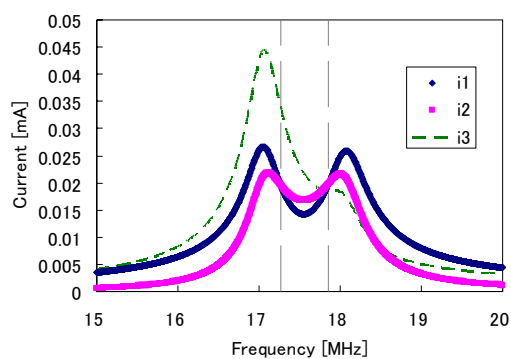
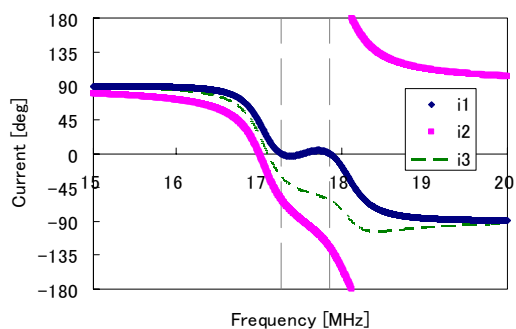


図 2.45 ヘリカルアンテナ近傍領域の電磁界

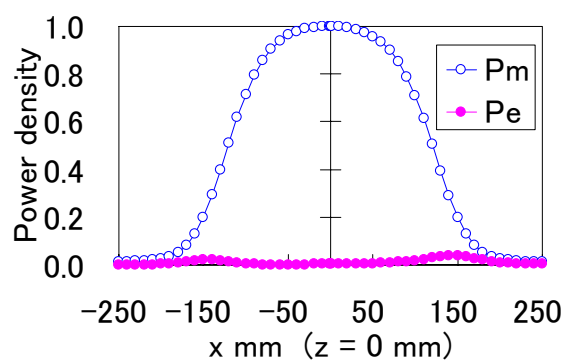


(a) 振幅

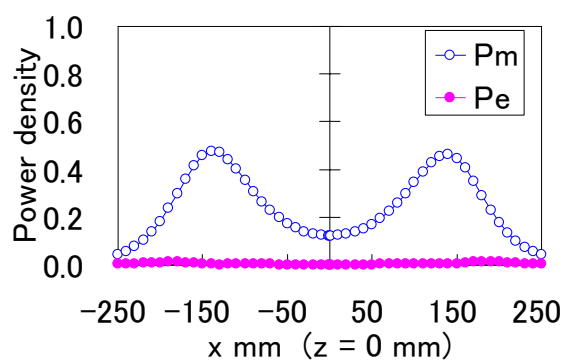


(b) 位相

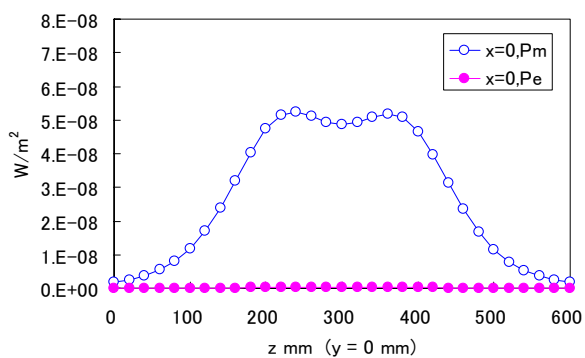
図 2.46 電流分布



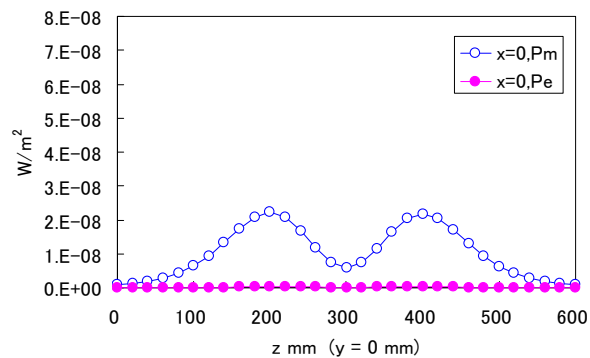
(a) 対称面, X 軸方向, f_m'



(b) 対称面, X 軸方向, f_e'



(a) 垂直面, Z 軸方向, f_m , $x=y=0\text{mm}$



(b) 垂直面, Z 軸方向, f_e , $x=y=0\text{mm}$

図 2.47 磁気エネルギー密度と電気エネルギー密度

2.3.3 スパイラルアンテナの提案

磁界型アンテナとしてヘリカルアンテナを提案したが、ヘリカルアンテナは厚みを持ってしまう。一般に機器に搭載するに当たっては薄形の形状が好まれる。また、共振周波数を下げるためには、ヘリカル状に巻いていくと非常にアンテナが厚くなり実用上適さない。巻数を増やし、共振周波数を下げるためにも、内側に巻く必要がある。そこで、磁界型アンテナとして動作しつつも、薄型化を可能にするために、スパイラル状にアンテナの形状を変形する。通信の世界においても、ヘリカルアンテナと同様にスパイラルアンテナも存在するが、磁界共振結合として、電力伝送におけるスパイラルアンテナの検討は行なわれていない。そこで、スパイラルアンテナが磁界共振結合として動作するかの検証を行なう。また、オープン型のスパイラルアンテナを作るにあたっては、給電箇所がアンテナの中央に来る必要がある。そこで、図 2.48、図 2.49 のようにスパイラルアンテナの形状を2層構造とする。ヘリカルアンテナのパラメーターを図 2.50 に示す。

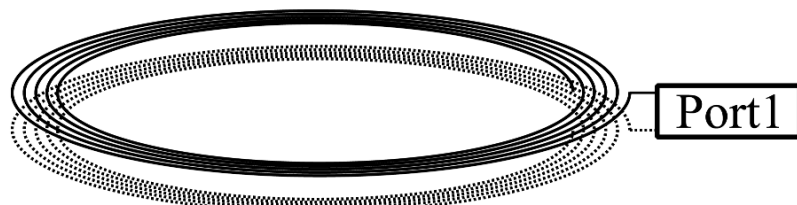


図 2.48 スパイラルアンテナの概形図

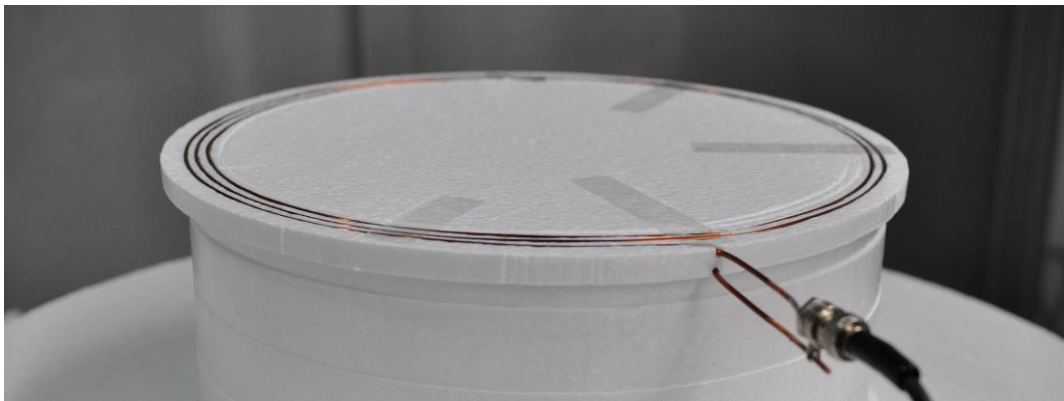


図 2.49 スパイラルアンテナ

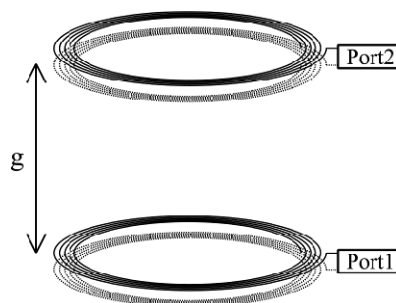
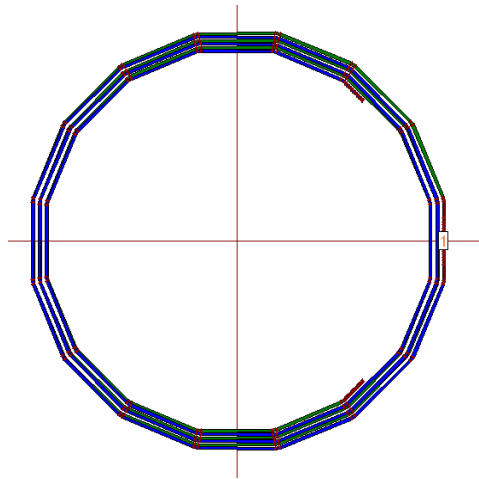
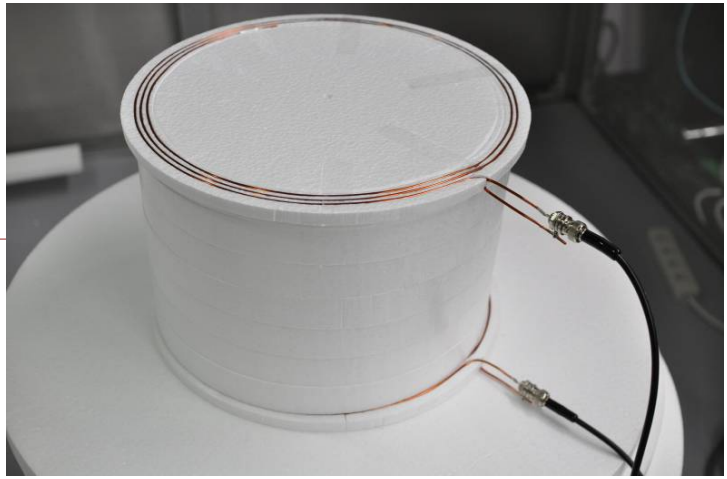


図 2.50 スパイラルアンテナのパラメーター



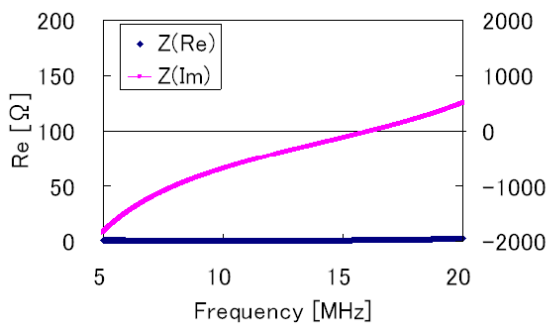
(a) 解析モデル



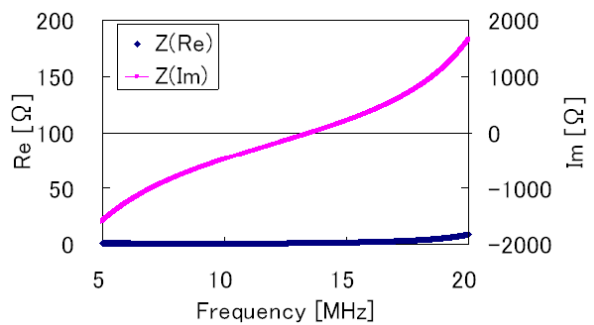
(b) 実験用アンテナ

図 2.51 スパイラルアンテナ

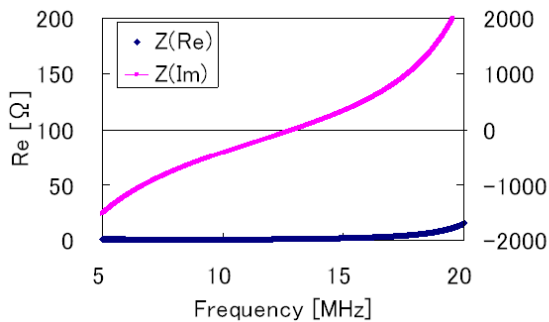
一番外側の半径 150mm, ピッチ 5mm, 上層と下層のピッチ 10mm, 銅線の太さ 2mm とする。13.56MHz で共振させるために巻数を変化させた時の入力インピーダンスを図 2.52 に示す。巻数を調整し, 図 2.52(b)の 2.75 巻を採用する。エアギャップに対する周波数特性を調べた電磁界解析結果を図 2.53, 実験結果を図 2.54 に示す。エアギャップと効率の結果を図 2.55, エアギャップと共振周波数の結果を図 2.56 に示す。ヘリカルアンテナ同様に磁界共振結合として高効率のワイヤレス電力伝送が実現出来ることが確認できた。



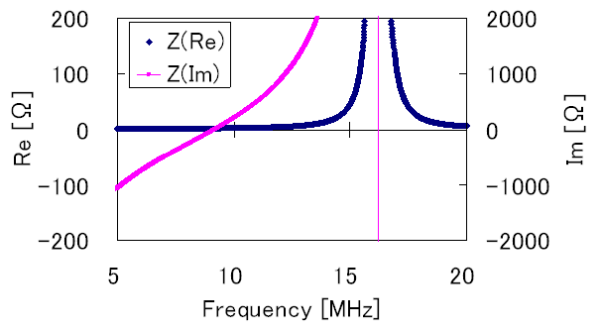
(a) 2.5 巻



(b) 2.75 巻, 13.56MHz



(a) 3 巻



(b) 4 巻

図 2.52 スパイラルアンテナの巻数変化時の入力インピーダンス

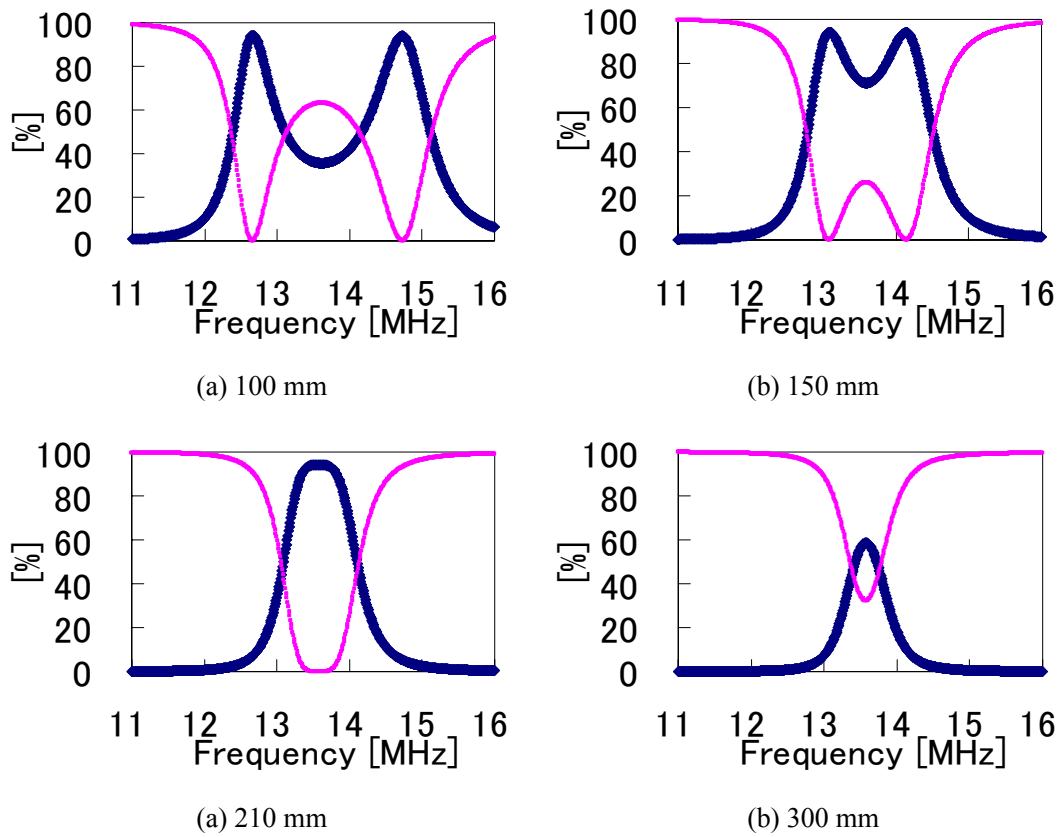


図 2.53 スパイラルアンテナのエアギャップと共振周波数（電磁界解析）

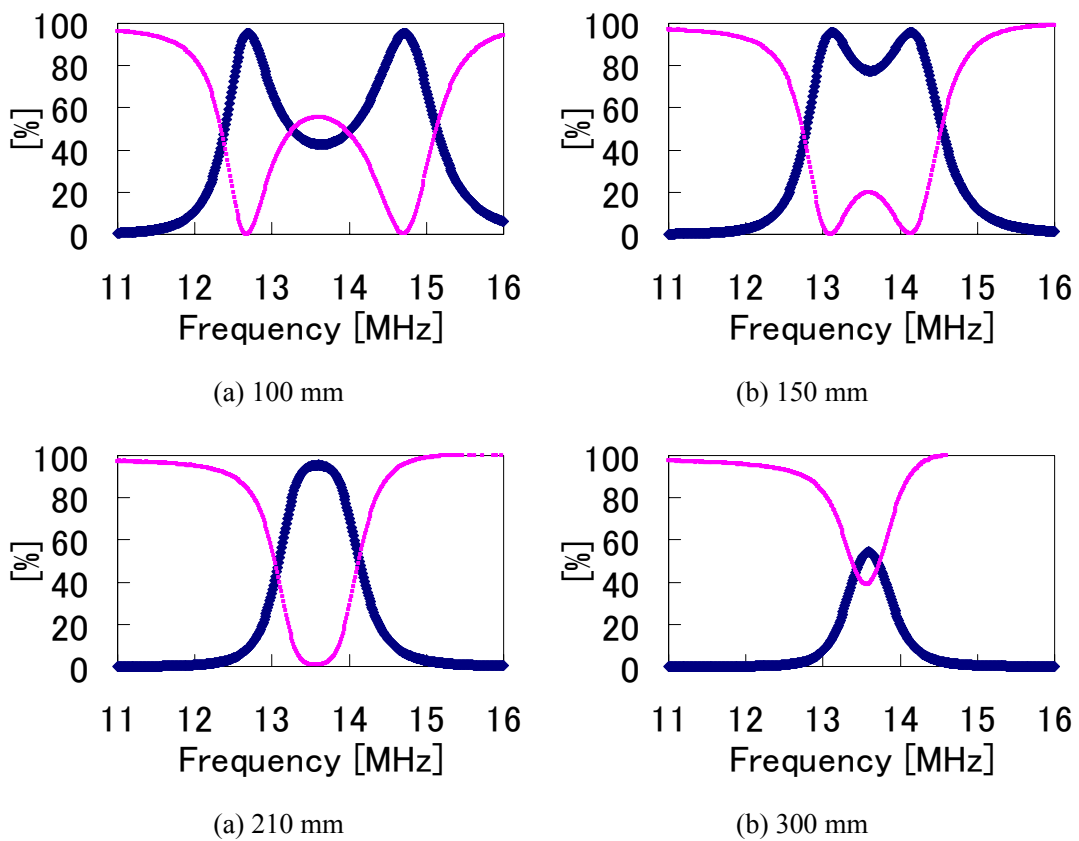


図 2.54 スパイラルアンテナのエアギャップと共振周波数（実験結果）

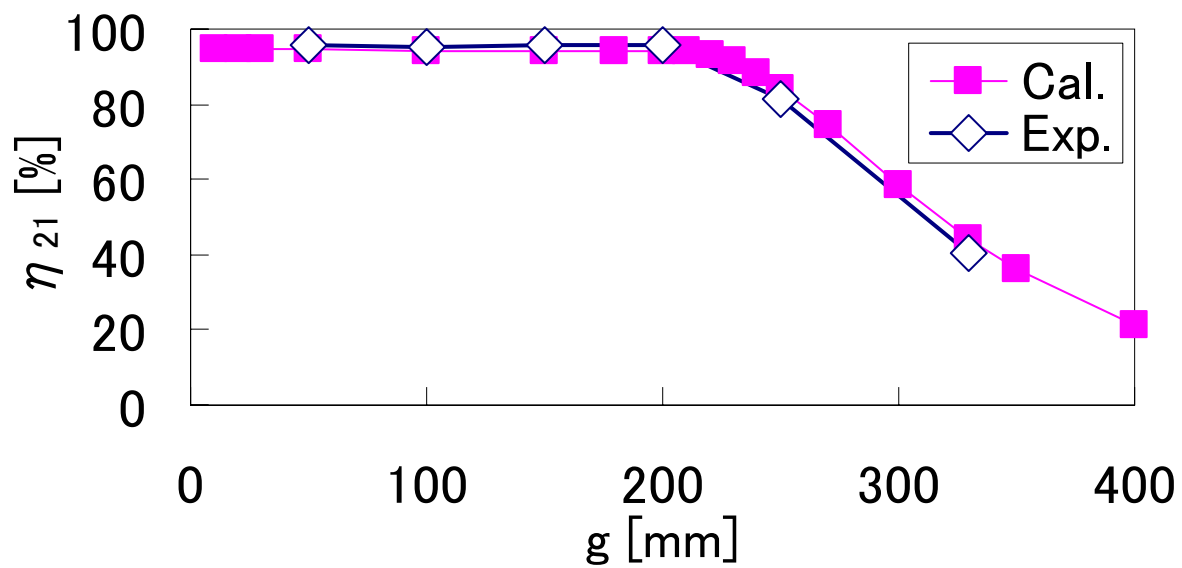


図 2.55 スパイラルアンテナのエアギャップと効率

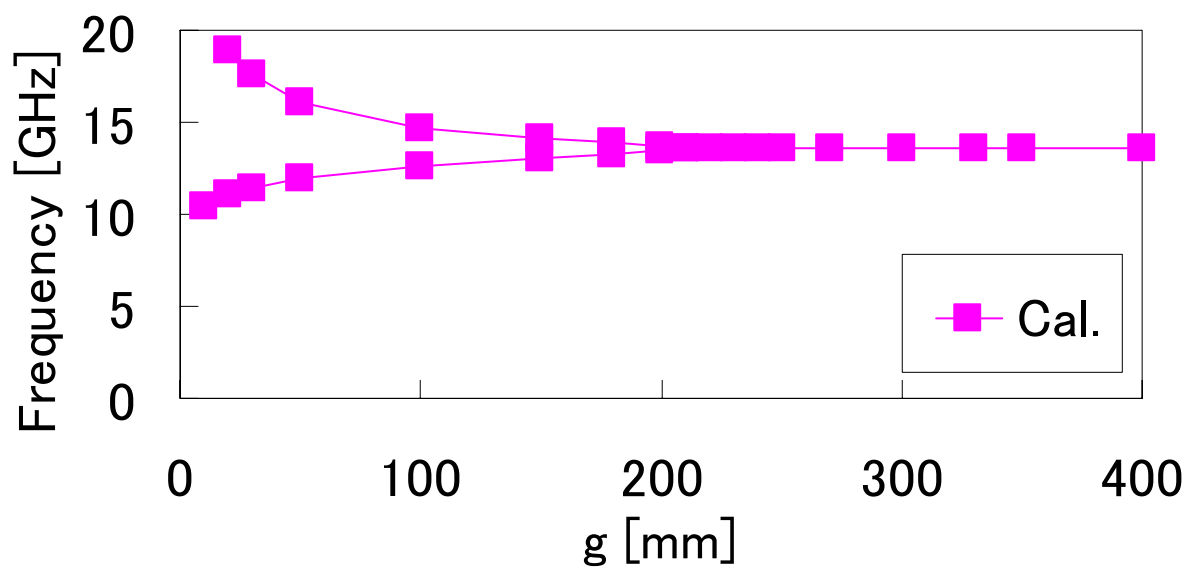


図 2.56 スパイラルアンテナのエアギャップと共振周波数

2.4 電界共振結合アンテナ

電磁界共振結合においては、共振現象と結合現象に区別されること述べたが、電界共振結合においても、共振状態の作り方は磁界型アンテナ同様に LC 共振でおこなう。一方、結合の作り方としては、電界型アンテナは一般に線状の形状をしており、電流の向きを揃えて、結合面に対し電界を集中させる形状をさせ、電界で結合する電界型アンテナとして動作させる。“2.4.1 メアンダラインアンテナの提案”において、メアンダラインアンテナの特性を検証し、“2.4.2 メアンダラインアンテナの近傍電磁界”においては電界アンテナ近傍の電磁界について検証する。

2.4.1 メアンダラインアンテナの提案

メアンダラインアンテナはダイポールアンテナと同じ電界型アンテナである。アンテナの端で電圧が高くなり2つのアンテナ間は電界で結合を行なう。ヘリカルアンテナと同様に、提案するメアンダラインアンテナは波長に対して小さく、1 素子では放射抵抗が小さく整合が取れないので、通常の通信用アンテナとしては使えずに、近傍界における電力伝送用アンテナとしてのみ使える。更に、メアンダラインアンテナはその曲がりくねった形状により、電流が逆向きに流れるので磁界がきれいに打ち消されるという特徴を持つ。図 2.57 にメアンダラインアンテナの特性検証に利用した解析モデルとそのパラメータを示す。 $lx=500\text{mm}$, $ly=495\text{mm}$, $w=s=5\text{mm}$, 段数 $n=49$ 段とする。 lx 方向に短冊状に長くなっている部分の個数を1段分とする。

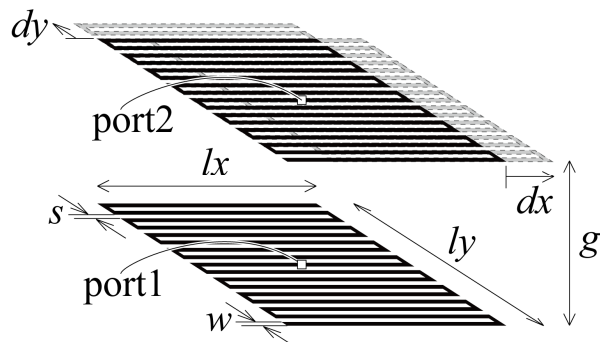


図 2.57 メアンダラインアンテナのパラメーター

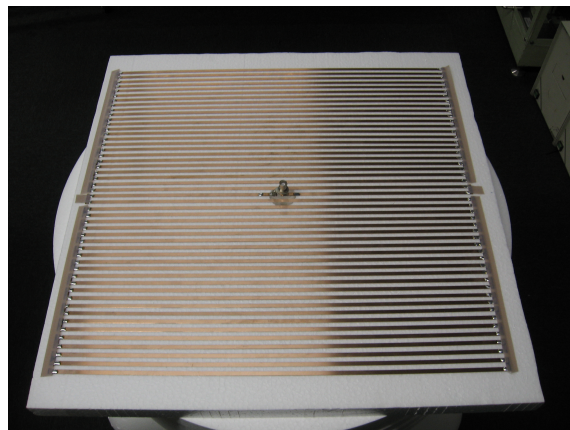


図 2.58 メアンダラインアンテナ

エアギャップ

エアギャップを変化させた時について述べる。エアギャップ変化の時には位置ずれ $dx=dy=0$ とする。図 2.60 にエアギャップと効率を、図 2.61 にギャップと共振周波数 f_e, f_m ($f_e < f_m$) を、図 2.62 にギャップと結合係数を示す。結合係数 k_e は送受アンテナ間の電界の結合の割合を表しており、2 つの共振周波数から求まる。

$$k_e = \frac{\omega_m^2 - \omega_e^2}{\omega_m^2 + \omega_e^2} \quad (2.14)$$

$$(\because \omega_m = 2\pi f_m, \omega_e = 2\pi f_e)$$

メアンダラインアンテナにおける電界結合も、全体の傾向としては、磁界結合と同様であり、ギャップが小さい時に結合が強くなり共振周波数が2つに分かれ、高効率の電力伝送が可能となる。一方、ギャップが大きくなった時には結合が弱くなり、周波数のピークが一つになり、更にギャップが大きくなり $k_e \approx 0$ となった時に電力伝送が出来なくなる。共振周波数が1つになるのは $g=369\text{mm}$, $k_e=0.075$ である。 $g=400\text{mm}$ において効率 90% である。

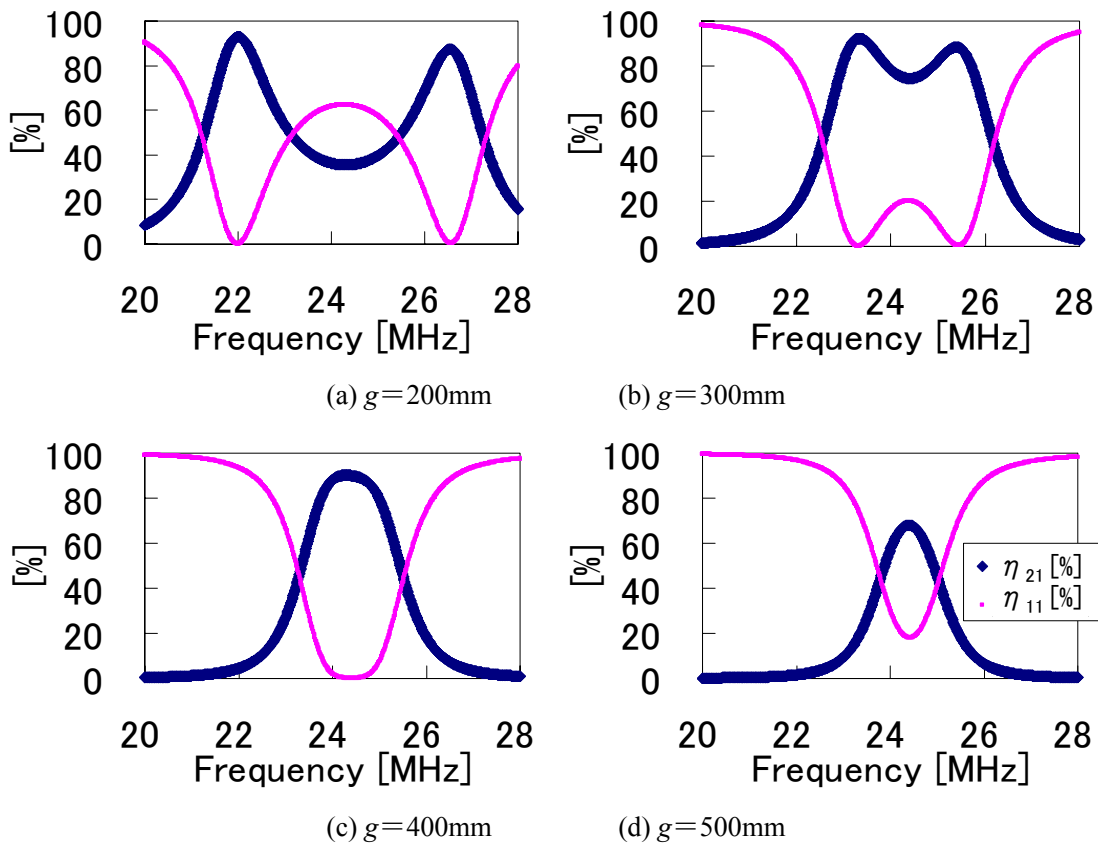


図 2.59 エアギャップにおける効率と周波数

($l_x=500, l_y=495\text{mm}, g=150\text{mm}, s=w=5\text{mm}, n=49$ 段)

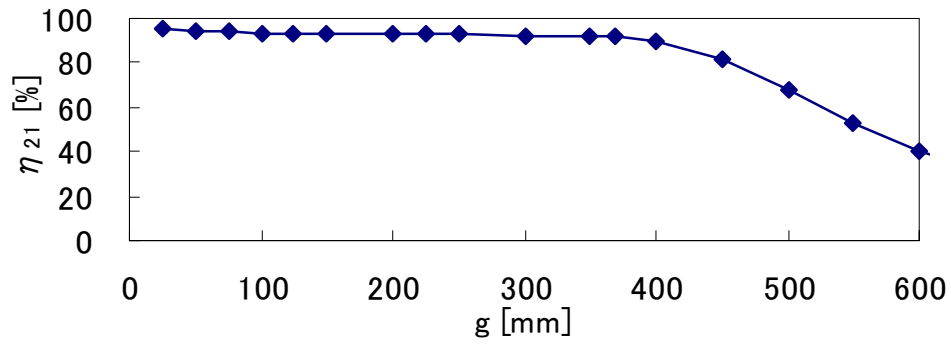


図 2.60 効率とエアギャップ

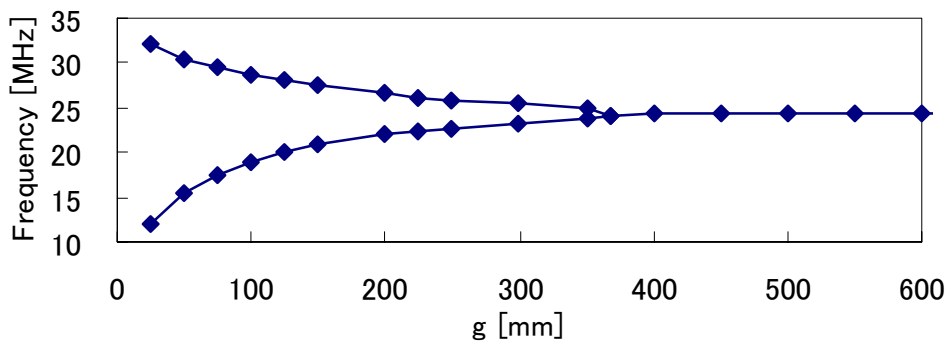


図 2.61 共振周波数とエアギャップ

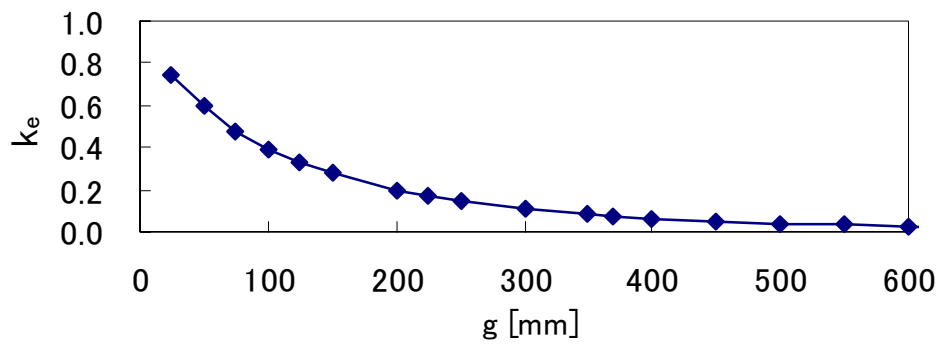


図 2.62 結合係数とエアギャップ

位置ずれ

位置ずれ変化の時には $g=200\text{mm}$ とする。 dx をずらすときには $dy=0\text{mm}$ とし、 dy をずらすときには $dx=0\text{mm}$ とする。 dx, dy とともに位置がずれるにつれ、結合が弱くなり、 $dx=500\text{mm}$ において効率 90.9%、 $dy=200\text{mm}$ において効率 91.6%である。図 2.63 の効率に関しては、 dx 方向へのずれは電界の対称性は保たれており距離が離れるだけと考えられる。一方、 dy 方向へのずれに関しては、アンテナが半分ほどずれた $dy=300\text{mm}$ 辺りでは電界の対称性が保たれないためにバランスが崩れ、結合が弱くなり電力伝送が出来なくなったと考えられる。 $dx=dy$ の関係を保ったまま斜め45度方向に位置ずれさせた場合は、より悪化する。

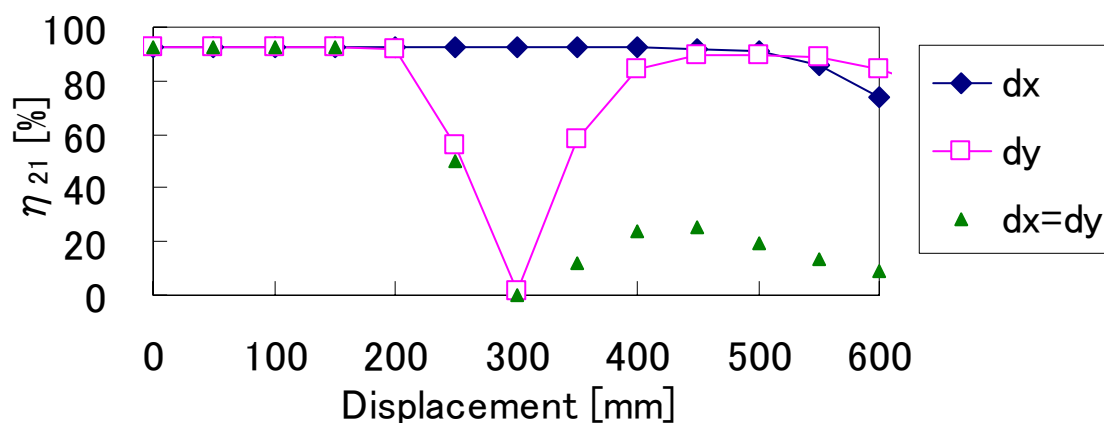


図 2.63 効率と位置ずれ

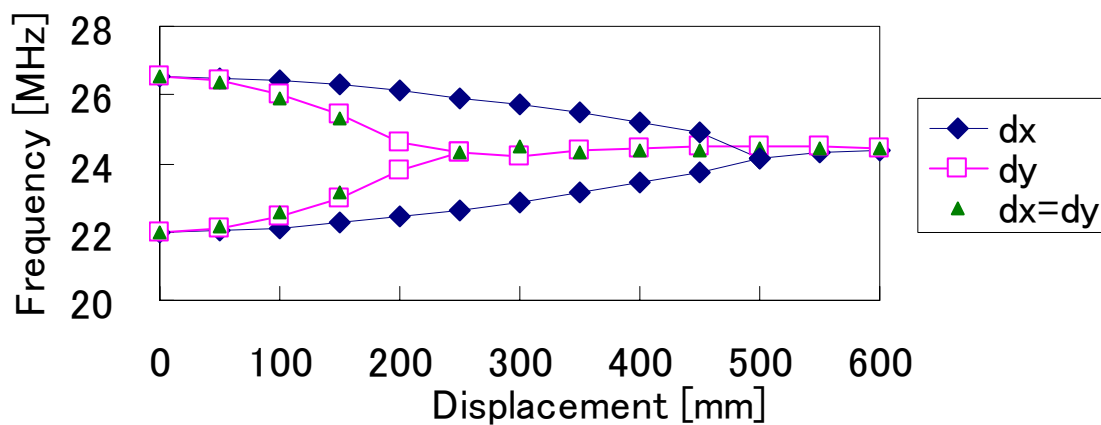


図 2.64 共振周波数と位置ずれ

2.4.2 メアンダラインアンテナの近傍電磁界

アンテナ近傍での電磁界の振る舞いを示す。電界ベクトルを図 2.65 に示す。図 2.66 には電流分布と電界分布の概形図を示す。図 2.67 には電界と磁界分布を示す。図 2.68 には電気エネルギー密度と磁気エネルギー密度を示す。図 2.68 は最大値で規格化してある。

磁界結合と同様に電界結合においても、2つの共振周波数 f_e' 、 f_m' において非常に特徴的な分布を示す。これは送信アンテナと受信アンテナの対称面における電界の様子に現れる。 f_e' においては対称面に垂直に電界が分布し電気壁となり、 f_m' においては対称面に水平に電界が分布し磁気壁となる。電気壁、磁気壁の分布が確認されるのは、磁界結合と同様であるが、磁気壁と電気壁が発生する共振周波数を考えると、磁界結合においては、 $f_m' < f_e'$ であり、電界結合においては、 $f_e' < f_m'$ である。また、図 2.67 より、磁界が綺麗に打ち消されていることがわかる。これは、メアンダラインの曲がりくねった形状により電流が逆向きに流れることにより、磁界が相殺されているためである。そのため、対称面においては電気エネルギー密度に対し、磁気エネルギー密度の比率は 0.001% 未満である。

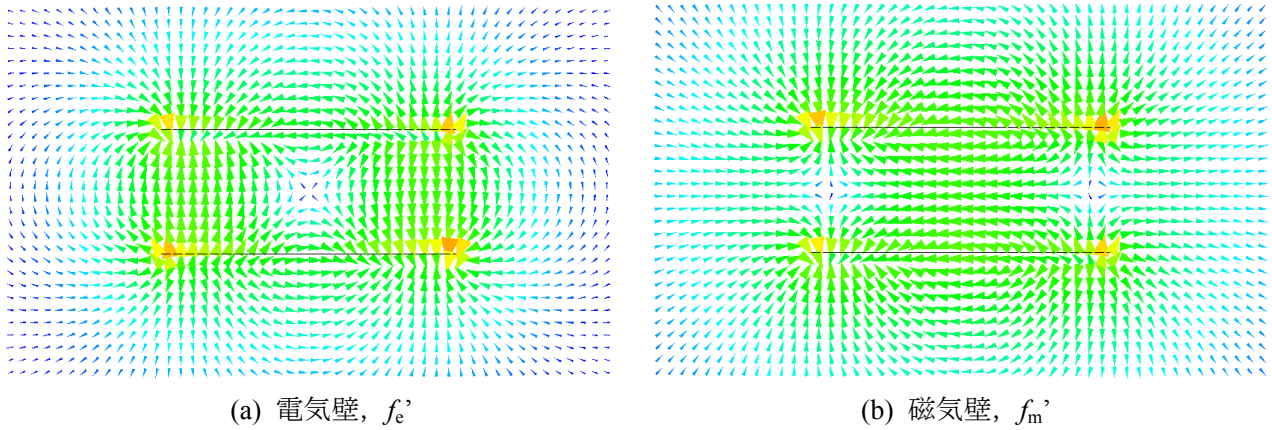


図 2.65 電界, ベクトル表記

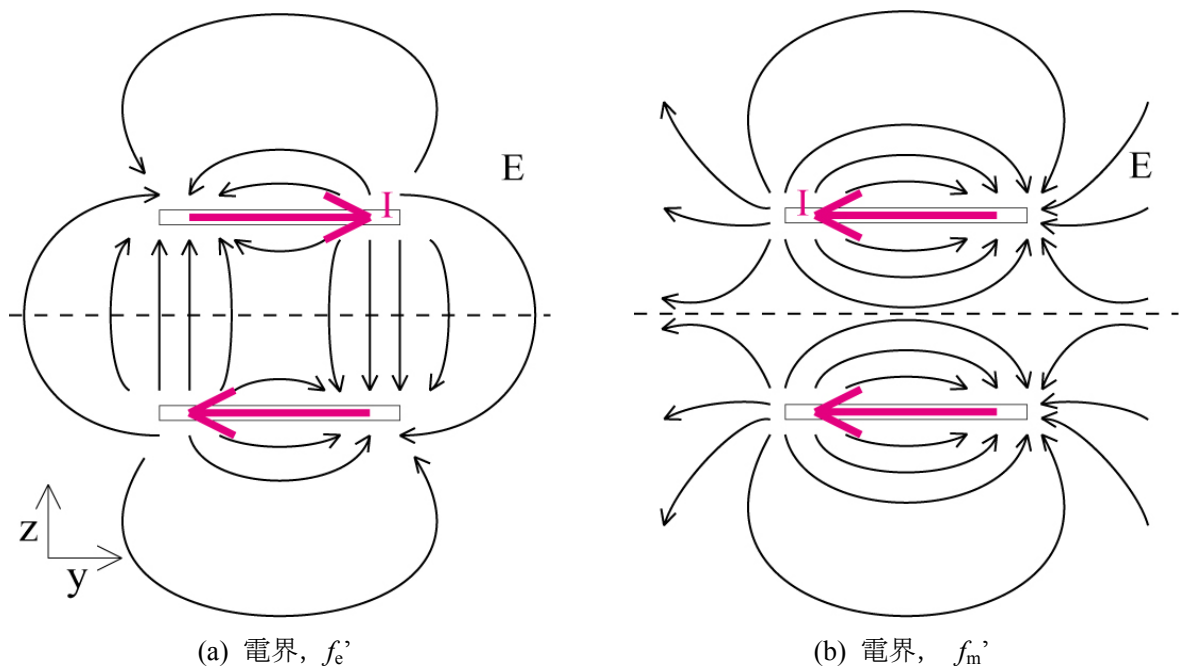


図 2.66. 電界と電流分布の概形図

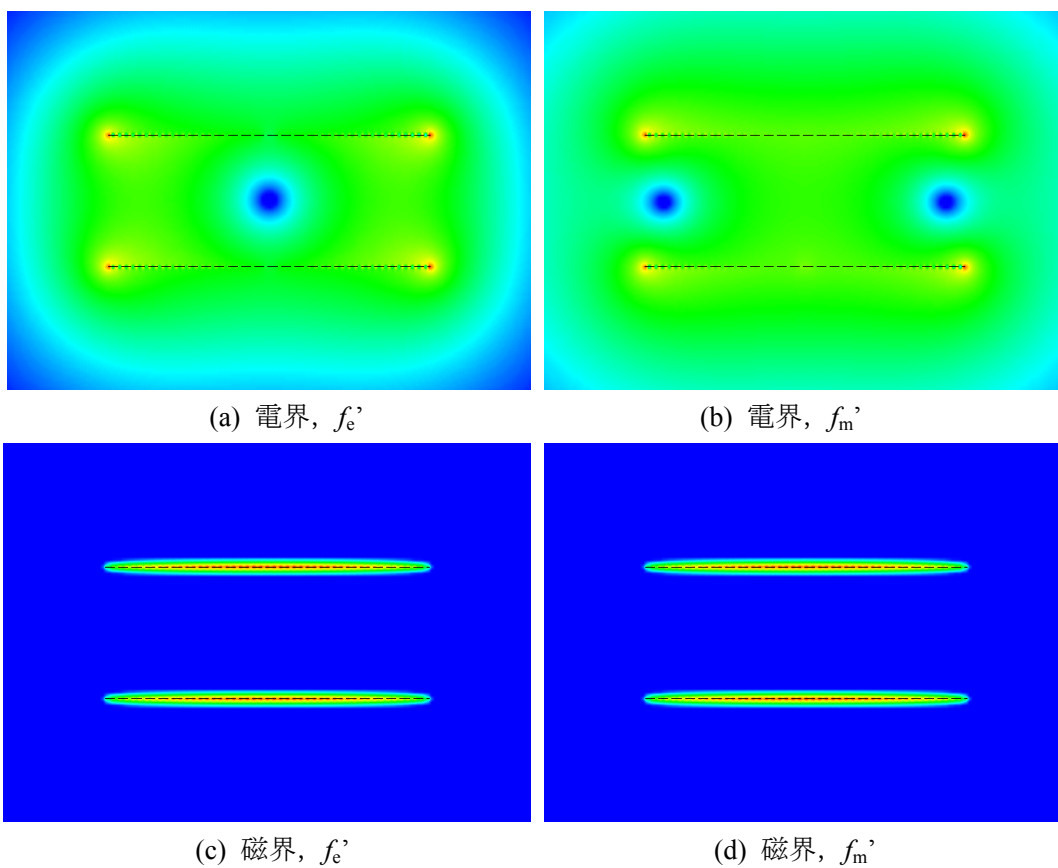


図 2.67 メアンダラインアンテナ近傍領域の電磁界

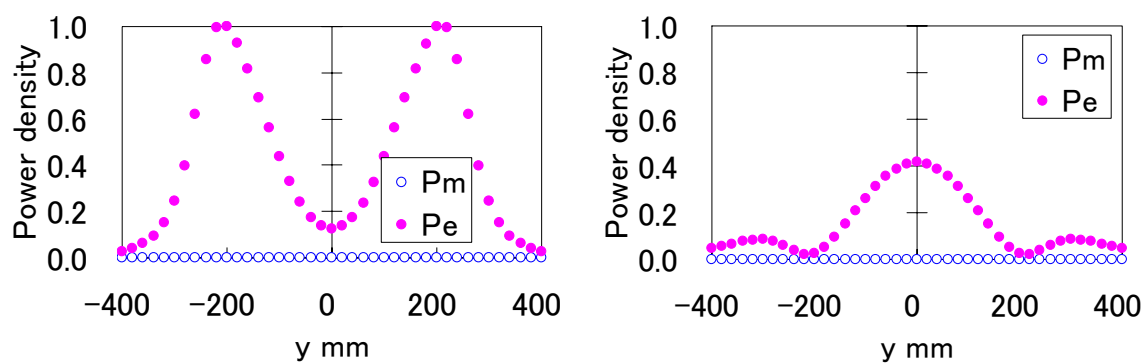


図 2.68 磁気エネルギー密度と電気エネルギー密度

2.5 あとがき

電磁界共振結合における磁界型アンテナと電界型アンテナを提案するとともに、磁界共振結合と電界共振結合の現象について検証した。磁界型アンテナとしてヘリカルアンテナとスパイラルアンテナを提案した。巻数と半径を大きくすることで大きなエアギャップを高効率で実現できることを示した。電界型アンテナとしてメアンダラインアンテナを提案した。磁界型アンテナと電界型アンテナともに、エアギャップや位置ずれにおいては、相互インダクタンスや相互キャパシタンスの変化によって共振周波数が変化することを確認し、結合の強弱で同様の変化を起こす事を確認した。また、アンテナ近傍での電磁界を確認し、磁気壁と電気壁の対称性から磁界共振結合と電界共振結合の対称性を示した。