

# スーパ皿形状フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型変圧器の最適設計に関する研究

大橋, 竜也 / OHASHI, Tatsuya

---

(発行年 / Year)

2013-03-24

(学位授与年月日 / Date of Granted)

2013-03-24

(学位名 / Degree Name)

修士(工学)

(学位授与機関 / Degree Grantor)

法政大学 (Hosei University)

## 2012 年度 修士論文

スープ皿形状フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型変圧器

の最適設計に関する研究

Research on Optimum Design of the Contactless Transformers using Soup Plate Like Ferrite Cores

指導教授 齊藤兆古

法政大学大学院  
工学研究科電気工学専攻

学籍番号 11r3109

氏名 オオハシ 大橋 タツヤ 竜也

## Abstract

All of the modern electrical devices are composed of two major parts: one is the electrical/electronic signal processing parts, and the other is the power suppliers.

Contactless power supplier is composed of a transformer having the distinct primary and secondary cores separated by air gap. Because of the electromagnetic compatibility problem, it is essential to keep the leakage magnetic fields around the contactless power supplier as possible as low.

This paper has clarified that the wavelets multi-resolution analysis to the magnetic field distributions around contactless transformer leads to obtain one of the reasonable core shapes by observing the wavelets spectra of measured magnetic field vector distributions. Furthermore, it has been revealed that a tested trial transformer gives nearly 80 percent power transmission efficiency even though the primary and secondary coils cores are separated by 10mm air gap. Further, this paper is one of the success research solutions to overcome the specific absorption rate (SAR) problem based on the finite elements and optimization methodologies.

Thus, a contactless flat shaped transformer whose primal and secondary ferrite cores are separated by air gap has been successfully developed by means of the discrete wavelets transforms, the finite element methods and the linear programming optimization approaches.

## 目次

第1章 緒論	.....
第2章 非接触給電システム	.....
2.1 非接触給電システムとは	.....
2.2 供試一次・二次コア分離型変圧器の磁界分布	.....
2.2.1 コア形状	.....
2.2.2 磁界ベクトル分布	.....
2.3 磁界分布のウェーブレット解析	.....
2.3.1 理論	.....
2.3.2 磁界ベクトルのウェーブレットスペクトラム	.....
2.4 供試一次・二次コア分離型変圧器の諸特性	.....
2.4.1 結合係数	.....
2.4.2 電力伝送効率	.....
2.5 二次共振型変圧器	.....
2.5.1 有限要素法による変圧器諸定数の算出	.....
2.5.2 線形計画法による共振用コンデンサ容量と動作周波数の最適化	.....
2.6 非接触給電の実際	.....
2.6.1 磁界ベクトル分布	.....
2.6.2 変圧器の結合係数と電力伝送効率	.....
第3章 考察	.....
第4章 結論	.....
参考文献	.....
研究業績	.....
謝辞	.....
付録	.....

## 第1章 緒論

エネルギーは運動エネルギーや位置エネルギーなど多彩な形態をとるが、現代文明において電気エネルギーが最も効率良く生成と利用が可能であり、電気はエネルギーそのものとしてだけでなく通信・情報にも信号としても広範に利用されている。

また、半導体技術の発展は、電気・電子機器の小型軽量化のみならず、インテリジェント化を可能とし、爆発的な電気・電子機器の普及をもたらした。その結果、高周波で駆動される電気・電子機器は生産設備のみならず家電機器まで広汎に普及し、家庭、事務所、工場、その他あらゆる場所でパソコン、ファックス、携帯電話、空調設備、照明機器等の多くの電気・電子機器が設置され、必要不可欠な文明の利器として活用されている。それらの電気・電子機器が空間を占める密度は、従来想定不可能な密度である。この意味で、現代の人工空間はあらゆる周波数の電磁界で満たされている。これは SAR (Specific Absorption Rate) 問題を喚起することに他ならない。この過酷な電磁環境中でも、電気・電子機器は誤作動をすることなく円滑にそれらの機能を発揮しなければ人類の文明生活が維持できない状況に至っている。換言すれば、あらゆる周波数の電磁界で満たされた空間の中で人類は生活を強いられている状況である。電気・電子機器に対してだけでなく人類に対しても可能な限り、高周波の電磁界が分布しない自然な空間が望ましいことは言うまでもない。

生活環境中における電磁環境 (ElectroMagnetic Compatibility) 問題の解決策の一つは、低 SAR レベルの非接触給電システム開発にある。この非接触給電システムの最基幹部品が一次・二次コア分離型変圧器である。

本論文は、エアギャップによって分離された一次・二次コア分離型変圧器開発に関するものである。具体的には、本論文は、非接触給電システムが与える近傍電磁界分布の可視化とそのウェーブレット解析により漏洩磁束の少ない最適コア形状の決定、最適コアを用いた一次・二次コア分離型変圧器の設計定数を有限要素法で求め、さらに、有限要素法で求められた設計定数を用いて二次共振型変圧器の動作周波数と共振用キャパシタンスを最適化手法によって決定した。さらに、本論文では、1[cm]のエアギャップが存在しても一次・二次電力伝送効率 80[%]近くが得られることが明らかにし、高い電力伝送効率を有するスリーブ皿形状の外鉄型磁性コアを用いた一次・二次コア分離型変圧器を非接触電力伝送路とする給電システムを提唱する。

## 第2章 非接触給電システム

### 2.1 非接触給電システムとは

非接触給電システムとは金属接点や電源コード等の機械的な接触なしで、電源から機械へ電力を供給するシステムである。ワイヤレス給電システムや非接触電力伝達システム、無接点電力伝送システムなどとも呼ばれる。このシステムは20世紀初頭にニコラ・テスラ(Nikola Tesla)が考案した世界システム(World Wireless System)と呼ばれる電磁波を用いた無線送電装置が起源である。非接触給電システムは、移動するもの、回転するもの、水中・真空中等の密閉空間で使用するものなどへ電力供給が実行出来、電気エネルギーの利便性向上を可能とする。

非接触での電力供給を可能とする技術として主な方式は、非放射型、放射型がある。非放射型では2つの隣接するコイルの一方に電流を流すと発生する磁束を媒介して隣接したもう一方のコイルに起電力が発生する電磁誘導を用いた「電磁誘導方式」、放射型では電流を電磁波に変換しアンテナを介して送受信する技術を用いた「電波方式」(マイクロ波方式、レーザ方式)等がある。本論文では変圧器(トランス)本来の方式である電磁誘導方式を研究対象とする。

この非接触給電システムに関して、使用場所を選ばない電化製品等の利便性の向上、充電部の露出がなく感電の恐れがない安全性の強化、電源コードの削減・環境保全等の観点から多様な研究開発が行われている。将来的にはタコ足配線の解消、移動型電気機器の代表例である掃除機への給電、今後需要が高まるであろう介護ロボットへの給電等々、非接触給電システムの需要は大きく拡大すると考えられる。

### 2.2 供試一次・二次コア分離型変圧器の磁界分布

#### 2.2.1 コア形状

非接触給電システムではエアギャップを介して電力伝送を行う。このため、一次・二次コア分離型変圧器は最も重要な基幹部品である。一般に変圧器のコア材である磁性体は重量が重いため、コア材の量を可能な限り削減することが望まれる。通常、これは動作周波数の高周波化でなされる。高周波特性のよい磁性材料はフェライトである。また、一次・二次コア分離型変圧器では、電力伝送がエアギャップを介して行われるため、変圧器周辺の漏れ磁界が最小であることが必須である。

本論文では、非接触給電用変圧器として図1に示す2個のU字型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型単相変圧器と図2に示す2枚のスープ皿型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型単相変圧器を試作した。それぞれの寸法等々を表1, 2にそれぞれ示す。

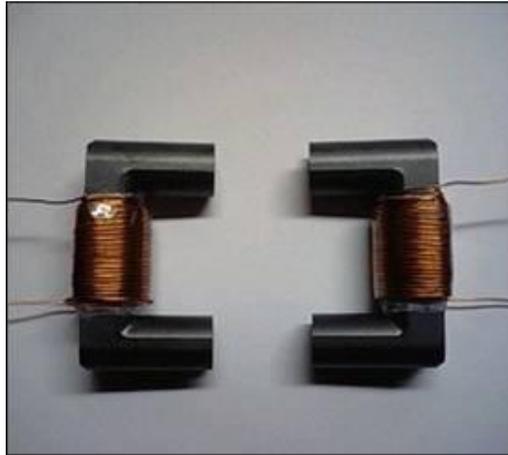


図1 U字型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型単相変圧器

表1 U字型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型単相変圧器の寸法

U shape core	TDKPE22UU
Number of turns of primary coil	30turns
Number of turns of secondary coil	30turns
Diameter of primary coil	0.4mm
Diameter of secondary coil	0.4mm



図2 スープ皿型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型単相変圧器

表2 スープ皿型フェライトコアを用いた一次・二次コア  
分離型単相変圧器の寸法

Outer diameter	105mm
Inner diameter	99mm
Thickness	7mm
Depth of the cylinder cut	1mm
Length of the spiral winding	506mm
Diameter of the wire	0.4mm

### 2.2.2 磁界ベクトル分布

非接触給電システムにおいてボトルネックになるのが漏洩磁界問題、電磁環境問題である。本論文ではこれらの問題を解決するために低 SAR レベルの非接触給電システム開発を基本条件とした。本論文では一次・二次コア分離型変圧器のエアギャップ近傍磁界ベクトル分布測定を行うことで漏洩磁束の吟味し、漏洩磁束の少ないコア形状を決定する。

励磁電流に起因する磁界分布を測定する。磁界分布はサーチコイルを用いて測定する。サーチコイルの巻数を  $n$ 、サーチコイルの断面積を  $S$ 、空気中の透磁率を  $\mu_0$  とし、サーチコイルに鎖交する磁束を  $\phi$  とすれば、サーチコイルに誘起する起電力  $u$  は以下の式で与えられる。

$$u = -n \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

磁束  $\phi$  は、磁界を  $H$  とすれば

$$\phi = \mu_0 SH \quad (2)$$

である。

従って、サーチコイルの誘導起電力を

$$u = -u_m \cos(\omega t) \quad (3)$$

とすると、測定される磁界は次式のようになる。

$$H = \frac{\mu_m}{\mu_0 n S \omega} \sin(\omega t) \quad (4)$$

### (a) U字型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界ベクトル分布

図 1 に示す U 字型フェライトコアで構成される一次・二次コア分離型変圧器のエアギャップ近傍磁界ベクトル分布を測定するため、図 3 に示すように一次・二次のフェライトコアヘッドに平行な x-y 平面上においてフェライトコアヘッド面に垂直な方向を高さ z 方向として、高さ (z 方向) を 10[mm]毎に 4 段階変更して、コアから漏れた磁界の xyz の 3 成分を測定した。また、磁界分布測定時には一次側端子のみ通電させ、二次側端子を開放している[2]。

表 3 に測定時の諸条件を示す。測定対象周辺の磁界を測定するための実験装置の概略図を図 4 に示す。使用したサーチコイルを図 5 に示す。またサーチコイルの諸定数を表 4 に示す。xyz 3 成分の測定方法を図 6 に示す。

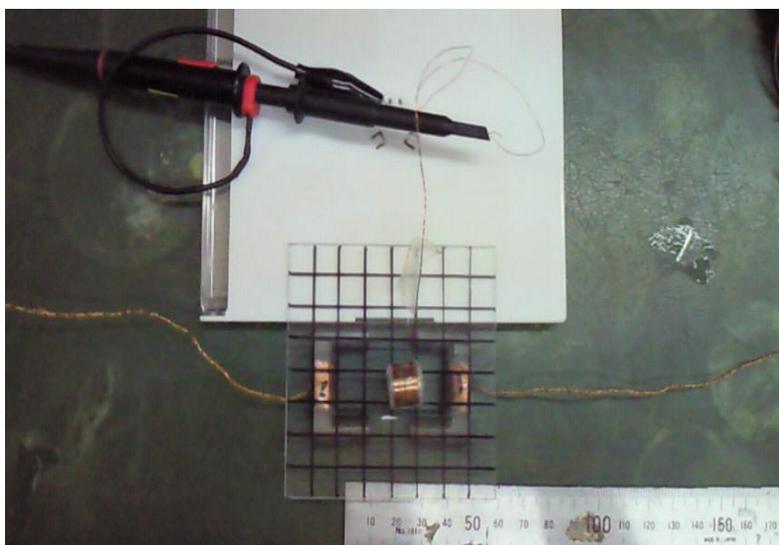


図 3 実験装置概観図

表 3 U字型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界分布測定の諸定数

測定範囲 [cm]	測定点数	周波数 [kHz]	一次側電流 [A]	ギャップ距離 [mm]
8×8	8×8×4	10	3.0	10

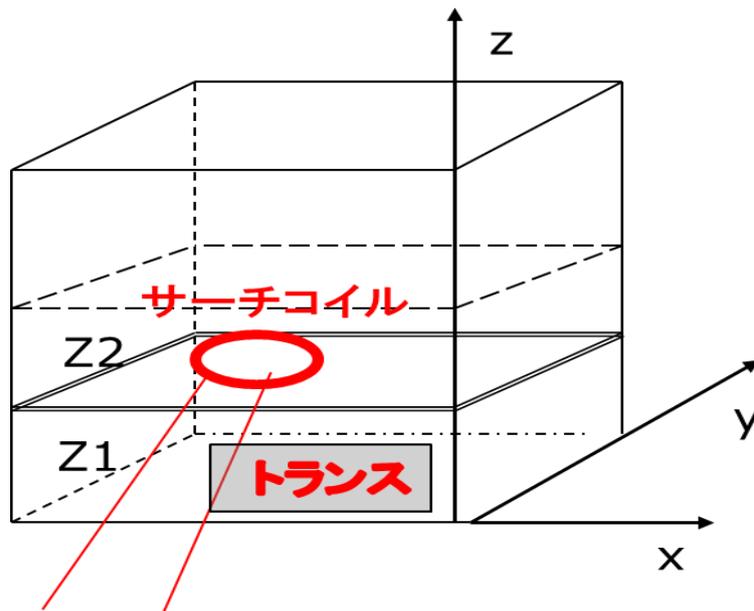


図4 U字型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界分布測定の概略図

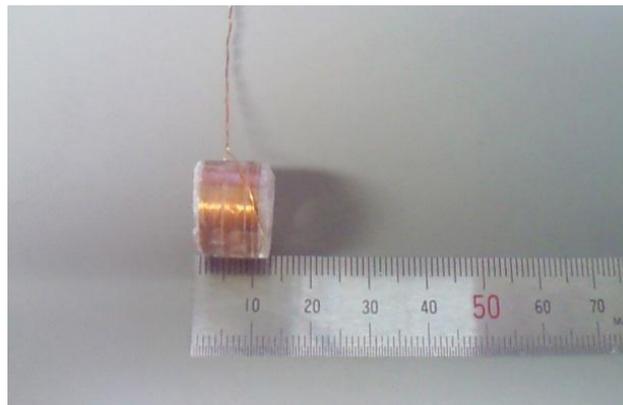


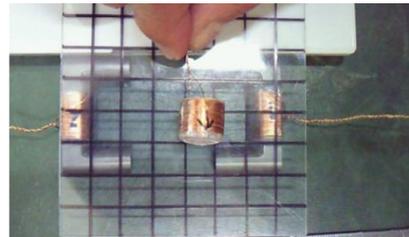
図5 サーチコイル

表4 サーチコイルの諸定数

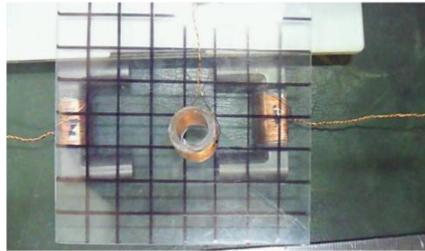
巻数 [Turn]	半径 [mm]	線径 [mm]
30	5	0.4



**X方向**



**Y方向**



**Z方向**

図6 XYZ 3成分測定方法

図7にU字型フェライトコアを用いた変圧器で、フェライトコアヘッド間が10[mm]である場合の変圧器近傍磁界ベクトル分布を示す。

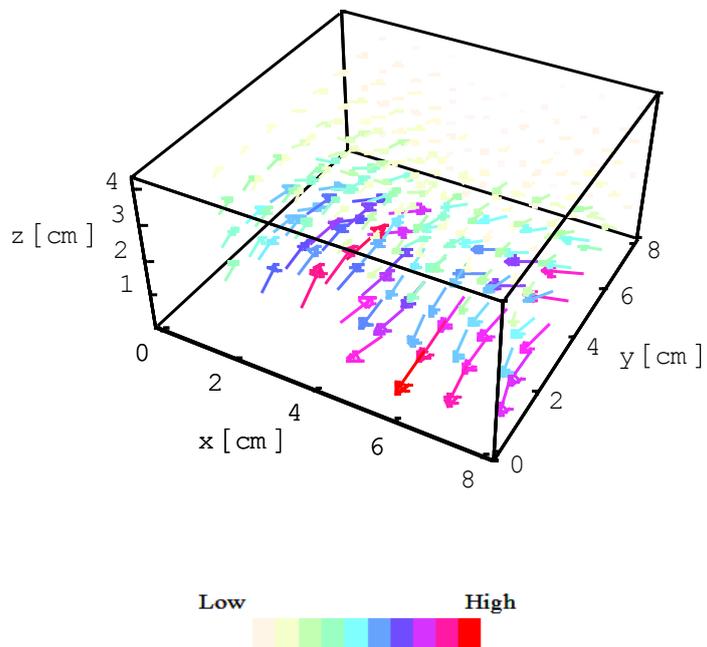


図7 U字型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界ベクトル分布

**(b) スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界ベクトル分布**

図 8 に示すように一次・二次のSoup皿型フェライトコアに平行な  $x$ - $y$  平面で、Soup皿型フェライトコア面に垂直な方向を高さ  $z$  方向として、高さ ( $z$  方向) を 10[mm]毎に 4 段階変更して、コア間の磁界の  $xyz$  の 3 成分を測定した[2]。この場合も U 字型コアと同様に、磁界分布測定時には一次側端子のみ通電させ、二次側端子を開放している。表 5 に測定に用いた諸定数を示す。測定対象周辺の磁界を測定するための実験装置の概略図を図 9 に示す。使用したサーチコイルは、図 5、表 4 に示した U 字型フェライトコアを用いた変圧器磁界分布測定時と同様のものである。また、 $xyz$  3 成分の測定方法は図 6 と同様に行った。



図 8 実験装置概観図

表 5 スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界分布測定の諸定数

測定範囲 [cm]	測定点数	周波数 [kHz]	一次側電流 [A]	ギャップ距離 [mm]
12×12	8×8×4	10	0.5	40

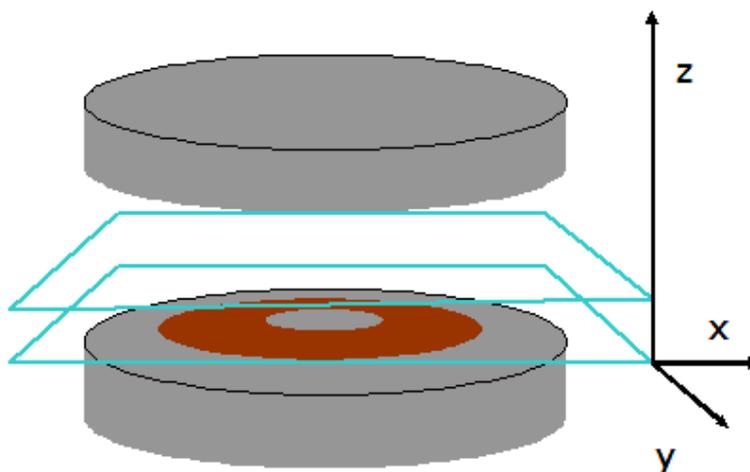


図 9 スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界分布測定の概略図

図 10 にスプーム型フェライトコアを用いた変圧器で、フェライトコア間が 40[mm]である場合の変圧器近傍磁界ベクトル分布を示す。

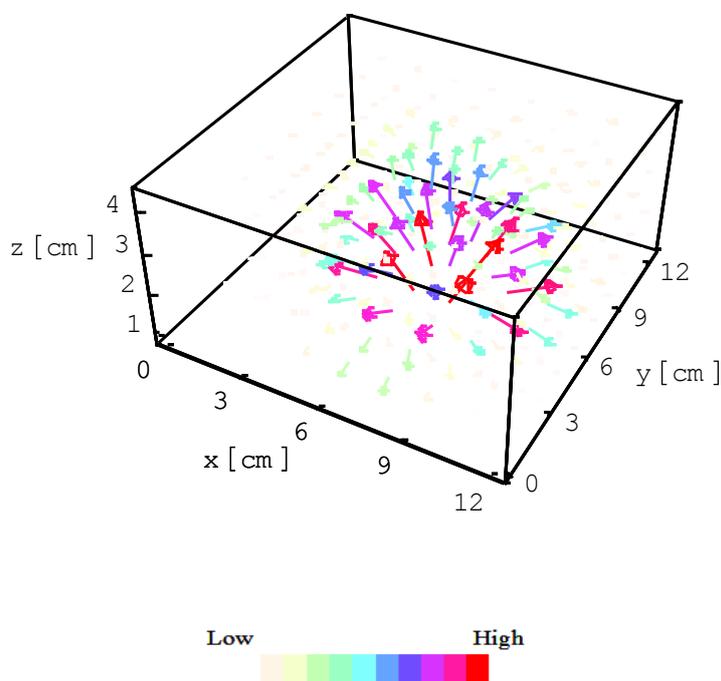


図 10 スプーム型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界ベクトル分布

## 2.3 磁界分布のウェーブレット解析

前項 2.2.2 において測定した磁界分布に 3 次元離散値系ウェーブレット変換する。また、ベクトルウェーブレットスペクトラムへ離散値系ウェーブレット変換の多重解像度解析を適用し、各レベルにおける磁氣的結合条件を吟味する。

### 2.3.1 理論

一般に、3 次元の離散値系ウェーブレット変換は、3 次元行列の転置行列を

$$[H_{lmn}]^T = H_{mnl} \quad (5)$$

で表すと

$$S = [W_n \cdot [W_m \cdot [W_l \cdot H_{lmn}]^T]^T]^T \quad (6)$$

で与えられる。ここで、 $S$  はウェーブレットスペクトラム、 $H$  は  $l \times m \times n$  の直方マトリックス、

$W_l$ 、 $W_m$ 、および  $W_n$  はそれぞれ  $l \times l$ 、 $m \times m$ 、 $n \times n$  のウェーブレット変換行列である。さらに、 $H$  の各要素が  $x$ 、 $y$ 、 $z$  方向の 3 成分からなるベクトル

$$\mathbf{H} = \mathbf{X} + \mathbf{Y} + \mathbf{Z} \quad (7)$$

であるとき、式(5)、(6)より

$$\mathbf{S} = \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot (\mathbf{X} + \mathbf{Y} + \mathbf{Z}) \right]^T \right]^T \right]^T \quad (8)$$

が得られる。ここで  $\mathbf{X}$ 、 $\mathbf{Y}$ 、 $\mathbf{Z}$  はそれぞれ直交するベクトルであるから式(8)は

$$\begin{aligned} \mathbf{S} = & \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot \mathbf{X} \right]^T \right]^T \right]^T \\ & + \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot \mathbf{Y} \right]^T \right]^T \right]^T \\ & + \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot \mathbf{Z} \right]^T \right]^T \right]^T \end{aligned} \quad (9)$$

となる。すなわち、ベクトルデータのウェーブレット変換スペクトラムは各成分のウェーブレット変換スペクトラムを成分とするベクトルである[4]。

### 2.3.2 磁界ベクトルのウェーブレットスペクトラム

図 7 と図 10 に示した U 字型フェライトコアとスプーム型フェライトコア、それぞれの 3 次元磁界ベクトル分布へ離散値系ウェーブレット変換を適用する[1]。

図 7、10 のベクトルデータを  $x$ 、 $y$ 、 $z$  成分ごとに離散値系ウェーブレット変換し、ウェーブレットスペクトラムを求める。図 7、10 とともに基底関数にドビッシーの 2 次基底関数を使用する。

図 11 にそれぞれ U 字型フェライトコアを用いた場合のベクトルウェーブレットスペクトラム、図 12 にスプーム型フェライトコアを用いた場合のベクトルウェーブレットスペクトラムを示す。

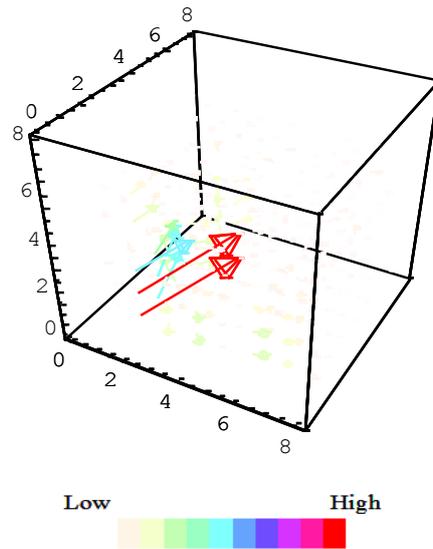


図 11 U字型フェライトコアのベクトルウェーブレットスペクトラム

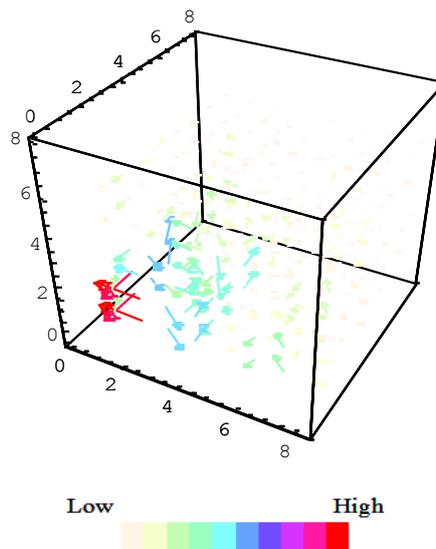
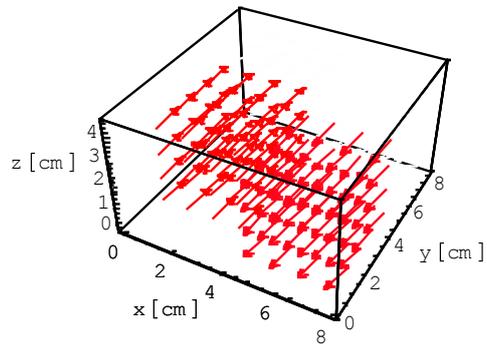


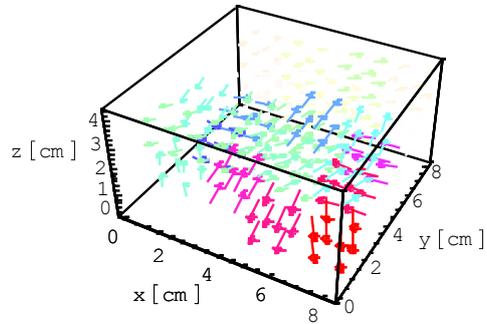
図 12 スープ皿型フェライトコアのベクトルウェーブレットスペクトラム

図 11、12 は複数個のウェーブレットスペクトラムからなる。すなわち、図 11、12 は空間周波数別に空間周波数の低い最も支配的なウェーブレットスペクトラムと空間周波数が高いウェーブレットスペクトラムから構成される[6]。

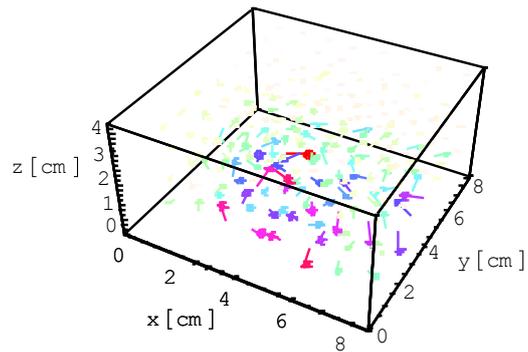
図 11、12 に於けるベクトルウェーブレットスペクトラムへ離散値系ウェーブレット変換の多重解像度解析を適用する。すなわち、図 11、12 に於けるベクトルウェーブレットスペクトラムをそれぞれ独立にウェーブレット逆変換して再現された 3 次元磁界ベクトル分布をそれぞれ空間周波数の低いウェーブレットスペクトラムから順に、LEVEL 1、LEVEL 2、LEVEL 3 として、図 13、14 に示す。



(a) LEVEL 1



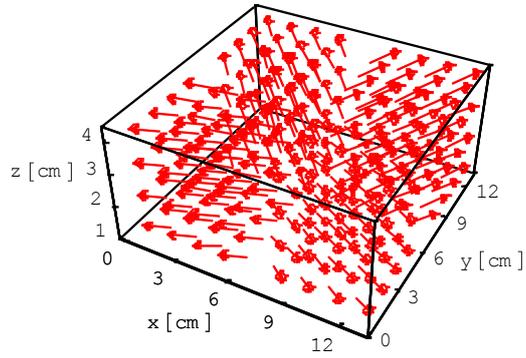
(b) LEVEL 2



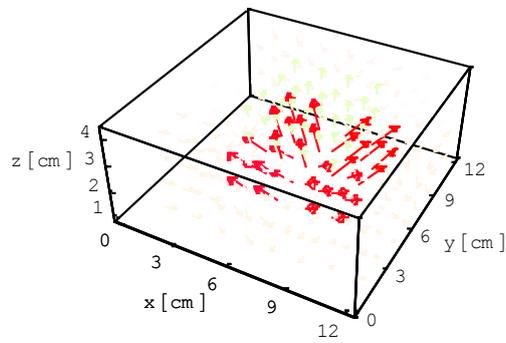
(c) LEVEL 3



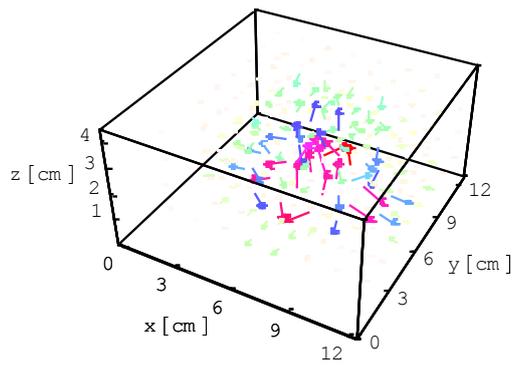
図 13 U字型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界ベクトル分布の多重解像度解析結果



(a) LEVEL 1



(b) LEVEL 2



(c) LEVEL 3

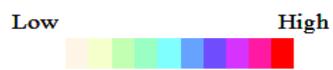


図 14 スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器近傍磁界ベクトル分布の多重解像度解析結果

## 2.4 供試一次・二次コア分離型変圧器の諸特性

### 2.4.1 結合係数

一次・二次コイル間の漏洩磁束の過多を表す指標である結合係数  $\kappa$  は変圧器の最も重要な性能指標の一つである。すなわち、結合係数  $\kappa$  が大きいことは変圧器周辺の漏洩磁束が小さいことを意味する。変圧器の基礎的で最も重要な性能指標である結合係数  $\kappa$  を求める。

変圧器の一次・二次コイルを図 15 に示す回路モデルで考える。図 15 の端子 a,b,c,d を図 16 に示すように結線し、インピーダンスを測定することで式(10)から結合係数  $\kappa$  が求まる。表 6 に U 字型フェライトコア型を用いた変圧器の結合係数、表 7 にスプ型フェライトコアを用いた変圧器の結合係数を示す。

表 6 の結果から、スプ型フェライトコアを使用した変圧器は 5[mm]程度のアギャップが存在しても結合係数が 80[%]を越える良好な磁気結合を維持することがわかる[10]。

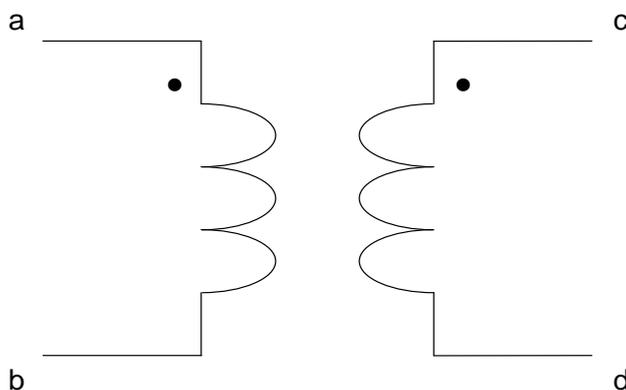


図 15 変圧器回路モデル

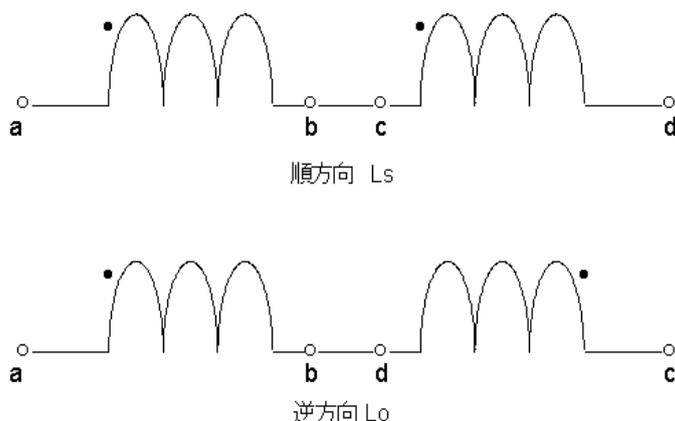


図 16 インダクタンス測定のための回路結線

$$\begin{aligned}
L_s &= L_1 + L_2 + 2M, \\
L_o &= L_1 + L_2 - 2M, \\
M &= \frac{L_s - L_o}{4} \\
\therefore k &= \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}
\end{aligned}
\tag{10}$$

表6 U字型フェライトコア型を使用した変圧器の結合係数

Gap [mm]	0	1	3	5	7	10
L <sub>1</sub> [μH]	1180.6	108.6	90.9	87.0	84.5	82.1
L <sub>2</sub> [μH]	1187.1	108.8	92.1	87.0	84.4	82.1
L <sub>s</sub> [μH]	4012.1	332.4	234.3	211.8	195.7	186.6
L <sub>o</sub> [μH]	129.9	132.2	135.8	138.3	140.8	144.5
κ	0.82	0.46	0.27	0.21	0.16	0.13

表7 スープ皿型フェライトコアを使用した変圧器の結合係数

Gap [mm]	0	1	3	5	7	10
L <sub>1</sub> [μH]	578.6	348.2	231.1	181.6	169.9	133.9
L <sub>2</sub> [μH]	572.7	348.1	229.4	181.0	168.3	133.3
L <sub>s</sub> [μH]	2297.4	1358.2	881.8	669.4	617.6	450.8
L <sub>o</sub> [μH]	16.9	26.1	41.4	56.0	61.1	84.3
κ	0.99	0.96	0.91	0.84	0.82	0.69

## 2.4.2 電力伝送効率

一次側から二次側へ伝送される電力の伝送効率もまた変圧器の重要な性能指標の一つである。

本論文では、図 17 に示す基本的な変圧器回路モデルで電力伝送効率を考える。図 18 に等価回路モデルを示す。 $L_1$  は一次側自己インダクタンス、 $L_2$  は二次側自己インダクタンス、 $L_{l1}$  は一次側漏れインダクタンス、 $L_{l2}$  は二次側漏れインダクタンス、 $L_m$  は相互インダクタンスである。

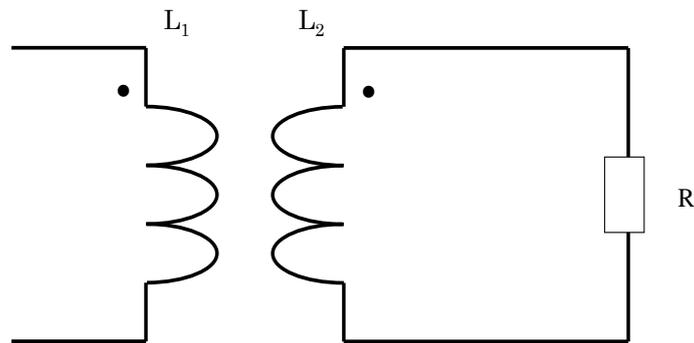


図 17 変圧器回路

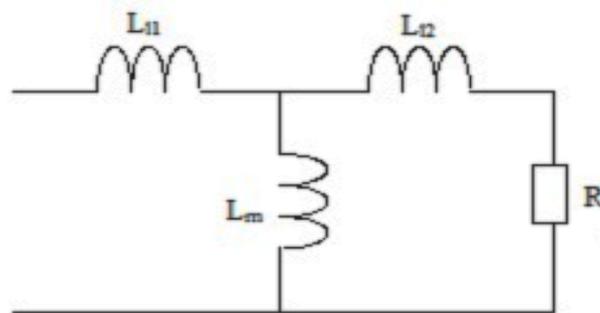


図 18 等価回路

一次・二次コア間のギャップを 10[mm]、二次側に抵抗負荷 1[Ω]、動作周波数 30[kHz]に設定し測定を行い、式(11)より電力伝送効率を算出した。表 8 に U 字型フェライトコア型を用いた変圧器の電力伝送効率、表 9 にスプーム型フェライトコアを用いた変圧器の電力伝送効率の結果を示す。表 8、9 それぞれの結果からエアギャップが 10[mm]存在すると電力伝送効率は極めて小さくなることがわかる。特に U 字型フェライトコア型を用いた変圧器の電力伝送効率は無残なものである。

$$\varepsilon = \frac{\text{Secondary output power}}{\text{Primary input power}} \times 100 [\%] \quad (11)$$

表 8 U字型コアを用いた変圧器の電力伝送効率

入力 [W]	出力 [W]	効率 $\varepsilon$ [%]
3.03	0.1	3.3

表 9 スープ皿型コアを用いた変圧器の電力伝送効率

入力 [W]	出力 [W]	効率 $\varepsilon$ [%]
2.22	0.53	23.9

## 2.5 二次共振型変圧器

従来の接触型給電システムに比べ、非接触給電システムは漏れインダクタンスが大きい  
ため、結合係数、電力伝送効率が低下してしまう問題点がある。このため、直列、あるい  
は並列にコンデンサを接続し共振回路を構成し、出力電圧を高くするとともに力率を 1 に  
近づけて有効電力を最大にさせることで電力伝送効率の向上を図ることができる。また、  
二次コイルに電流が流れることで二次磁束が発生するが、二次側の系が共振状態にあると  
きは二次コイルの共振電流が発生する磁束と一次磁束が互いに逆位相となる。その結果、  
一次コイルより生じる磁束が二次コイルに引き込まれ、強い磁氣的結合が得られる。

本論文では、図 19 に示すように二次側にコンデンサを並列に接続し、二次側自己インダ  
クタンスとコンデンサ間に共振回路を形成し、一次側から見たインピーダンスの増加を利用  
して電力伝送効率の改善を図る[8-11]。これは共振回路のコンデンサ容量と動作周波数の  
最適化がキーポイントとなることを意味する。

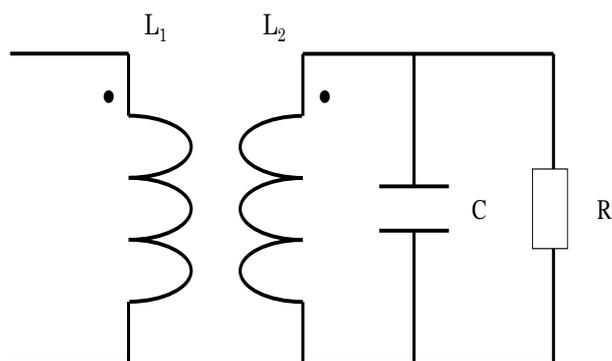


図 19 二次並列共振回路

また前章までの結果を踏まえ、漏洩磁界が小さい非接触給電システムとして有用性が見  
込まれるスープ皿型フェライトコアを用いた変圧器についてのみ述べる。U字型について  
は付録を参照。

### 2.5.1 有限要素法による変圧器諸定数の算出

共振回路のコンデンサ容量と動作周波数の最適化を行うためにスープ皿型フェライトコアを用いた変圧器の諸定数をシミュレーションによって計算する。

図 20 にシミュレーションに用いた変圧器のモデルを示す。なお、数値シミュレーションは汎用有限要素法パッケージ Femtet (MURATA ソフトウェア)で行った。

スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器は円盤状磁性体コアを中心とする軸対象モデルで表現可能であるため図 20 のモデルで表される。また図 21 に有限要素法のメッシュシステムである。

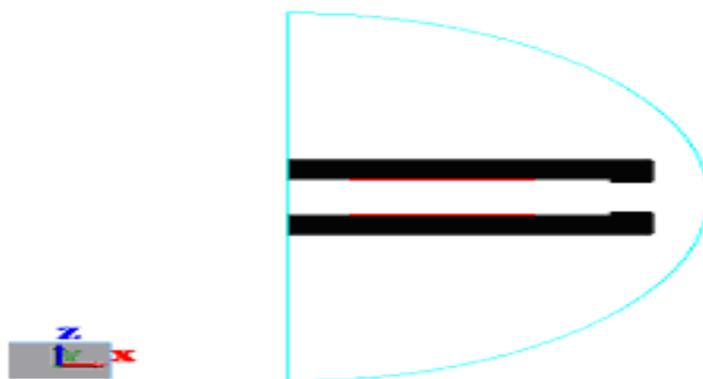


図 20 スープ皿型コア用いた変圧器の軸対称シミュレーションモデル

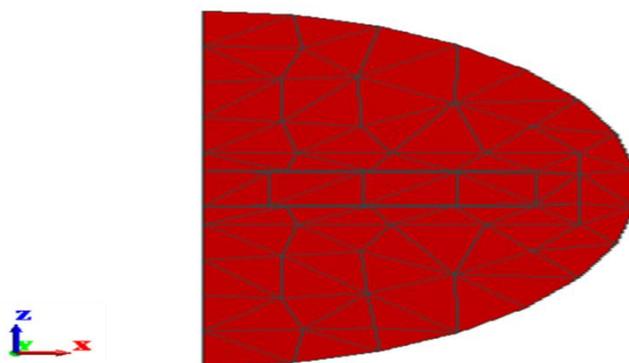


図 21 FEM のメッシュシステム

図 22 に一次・二次コア間のギャップ長に対するインダクタンス値を実験値と共に示す。図 22 の結果から、シミュレーションと実験、いずれの場合もインダクタンスはギャップ長に反比例して減少する傾向を示し、両者の値が殆んど一致することが判る[11]。よって、図 20 に示したシミュレーションモデルの妥当性が検証された。

図 23 にシミュレーションによる一次・二次コア分離型変圧器の磁束密度ベクトル分布の一例を示す。図 22 の結果から漏洩磁束が極めて小さく 1 次・2 次コア間で磁束が閉じていることが確認できる。

また、図 24 にスプーム型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型変圧器の近傍磁界ベクトル分布測定結果を示す。図 23 の結果から磁界ベクトル中心部は磁界ベクトルの絶対値も大きくなり垂直方向を向いた成分が支配的である。逆に中心部分以外は磁界ベクトルの絶対値が指数関数的に減少する。従って実験結果も漏洩磁束が小さくなることを裏付けている。これはスプーム形状コアが一次・二次分離型変圧器に最適であることを意味すると同時に図 20 のシミュレーションモデルの妥当性が確認出来たことになる。

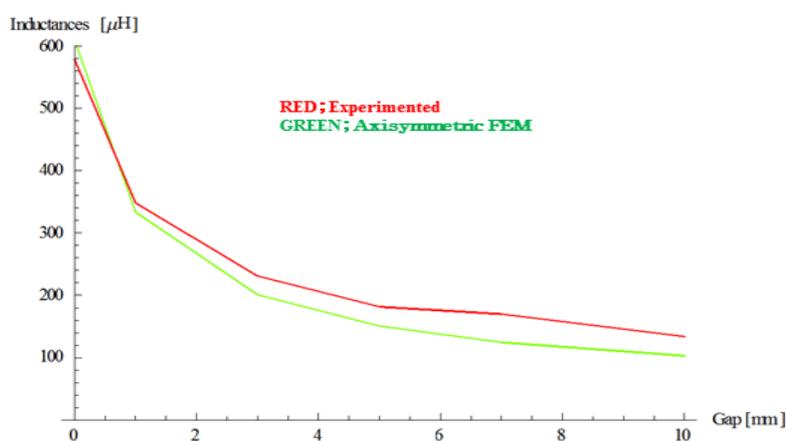


図 22 シミュレーションと実測値による結合係数

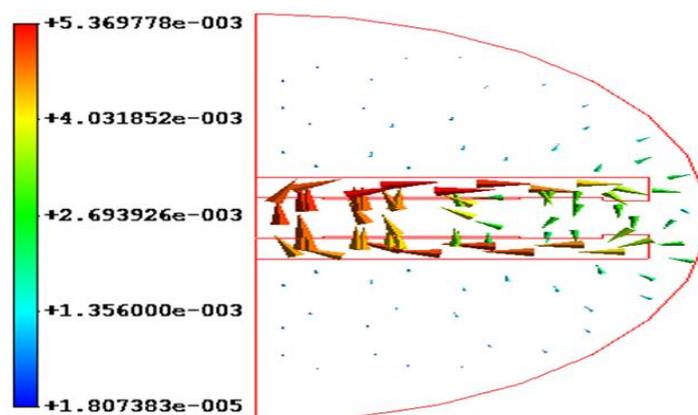


図 23 シミュレーションによる磁束ベクトル分布

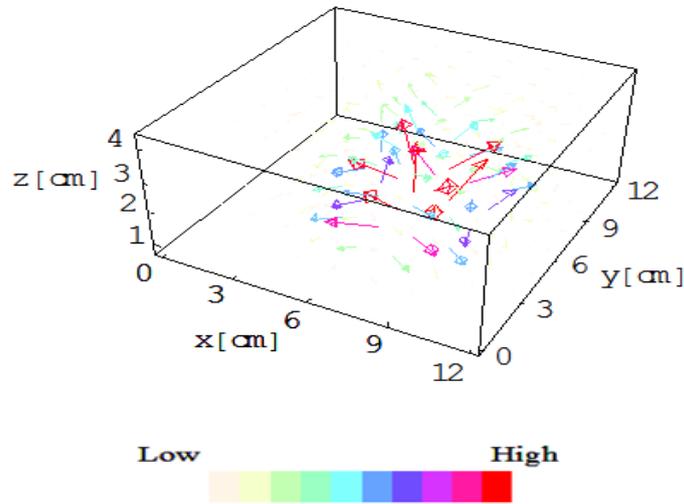


図 24 実測による磁束ベクトル分布

### 2.5.2 線形計画法による共振用コンデンサ容量と動作周波数の最適化

式(11)で与えられる一次側から二次側へ伝送される電力の伝送効率  $\varepsilon$  は、一次コイルの抵抗  $r_1$ 、自己インダクタンス  $L_1$ 、一次・二次間の相互インダクタンス  $M$ 、二次コイルの抵抗  $r_2$ 、二次負荷抵抗  $r$ 、二次共振用コンデンサ  $C$ 、さらに動作周波数  $f$  の関数であるから、

$$\varepsilon = f(r_1, r_2, r, L_1, L_2, M, C, f) \quad (12)$$

で表される。

一次コイルの抵抗  $r_1$ 、自己インダクタンス  $L_1$ 、一次・二次間の相互インダクタンス  $M$ 、二次コイルの抵抗  $r_2$  は一次・二次コアや巻線の幾何学的寸法と媒質のパラメタで決まる。さらに、二次負荷抵抗  $r$  は  $1[\Omega]$  とする。式(12)の電力伝送効率  $\varepsilon$  が最大となるコンデンサ  $C$  と動作周波数  $f$  を線形計画法(Linear Programming)で求める。

すなわち、

$$\varepsilon \rightarrow \max \quad (13)$$

となるコンデンサ容量  $C$  と動作周波数  $f$  を求める。図 25 が結果である。

図 25 の結果は比較的大きい  $10[\text{mm}]$  のエアギャップを有する場合の電力伝送効率であり、 $80[\%]$  以上の効率を得るコンデンサ容量と動作周波数の組み合わせが複数存在することを示す。

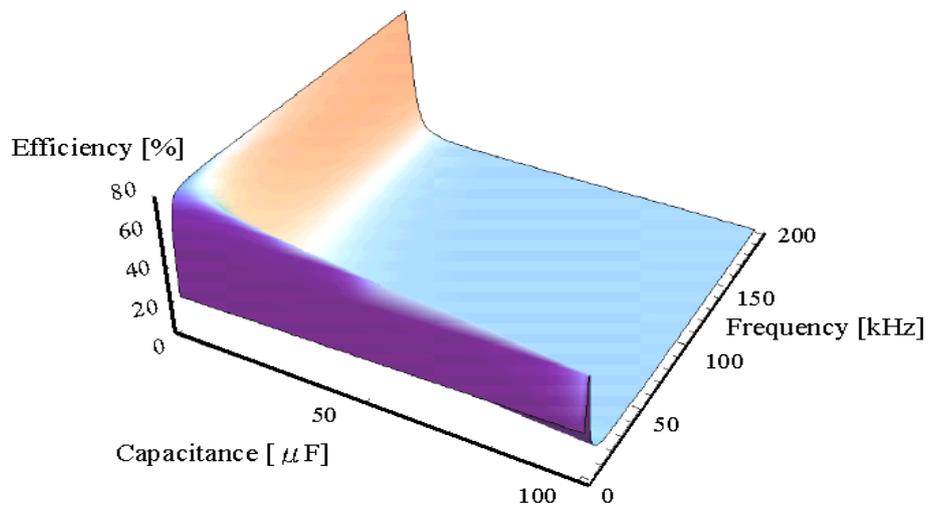


図 25 線形計画法による電力伝送効率の最適化結果.

図 25 の結果を確認するために、図 19 に示すように二次側の抵抗負荷に対して並列に共振用コンデンサを接続した基本的な並列共振回路によって検証した。図 26 は等価回路である。スープ皿型フェライトコア間のギャップを 10[mm]、二次側を抵抗負荷 1[Ω]、周波数を 10~30[ kHz]の其々の共振周波数に設定し、共振用コンデンサの値を変化させた場合の電力伝送効率を調べた。

表 10 に電力伝送効率を示す。表 10 より共振用コンデンサの値が 40[μF]の場合に電力伝送効率が 82.7[%]と最大になる。この結果は、図 23 の電力伝送効率のピーク値と一致し、線形計画法による最適化が妥当であることを意味する[13,14]。また、コンデンサの値に関わらず共振時の電力伝送効率が大幅に向上していることがわかる。これは、二次電流の作る磁束は一次電流が作る磁束と位相が 180 度異なるため、漏れ磁束と二次負荷端子電圧を維持するために必要な磁束を除く全ての一次磁束を二次磁束が打ち消す（吸い込む）ためである[13,14]。

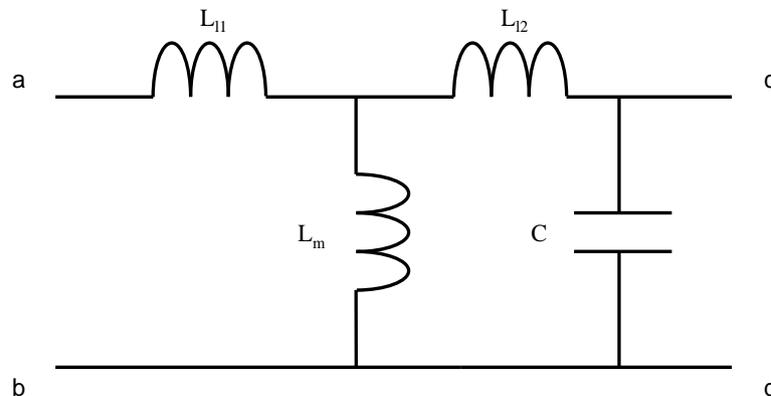


図 26 二次並列共振回路の等価回路

表 10. 共振時における電力伝送効率

C[ $\mu$ F]	入力 [W]	出力 [W]	効率 [%]
20	3.11	2.41	77.5
40	3.11	2.61	83.9
60	3.11	2.24	72.0
80	3.11	1.83	58.8
100	3.11	1.97	63.3

## 2.6 非接触給電の実際

現在市販化されている主な非接触給電用電気機器には電動歯ブラシや電気髭剃りなどがあるが、これらは給電時に一次側コアと二次側コアに位置ズレが生じないように構成されている。しかし、今後増えることが予想される複数の電気機器を同時充電することを目的とする充電パッドなどでは位置ズレが大きな課題となる。

ここではそのような実際の非接触給電を想定し、一次側コアと二次側コアに位置ズレが生じた場合、コアの移動距離に対する結合係数と電力伝送効率に関して述べる。

### 2.6.1 磁界ベクトル分布

位置が平行方向にズレ (Y 方向ズレ) が生じた場合の磁界ベクトル分布をシミュレーションした。図 27 にシミュレーションに用いた変圧器のモデルを示す。なお、数値シミュレーションは汎用有限要素法パッケージ Femtet (MURATA ソフトウェア)で行った。また、図 27 のコア配置では本質的に三次元有限要素法解析となった。



図 27 平行方向ズレ時のシミュレーションモデル

基準となる平行方向ズレがない場合 (横ズレ 0[mm]時) の磁束分布を図 28 に示す。上部が二次側、下部が一次側となっている。一次側の中心から噴水状に二次側に磁束が分布していることがわかる。

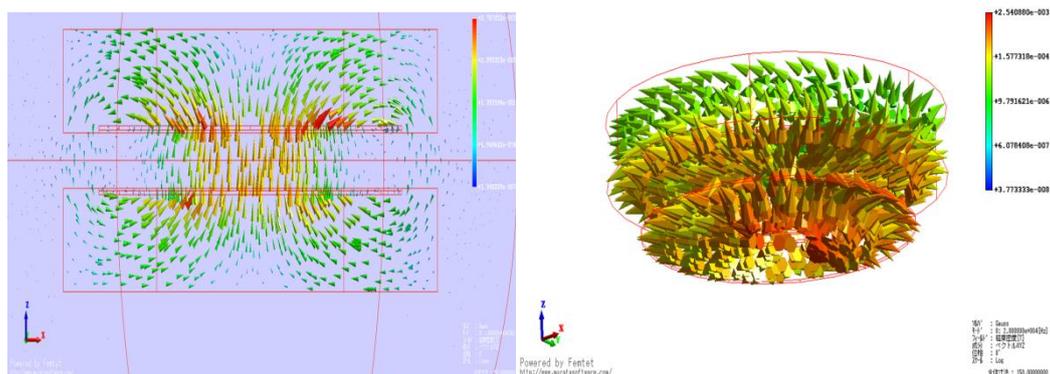


図 28 平行方向ズレ 0[mm]時の磁束密度分布

次に、二次側が平行方向に 15[mm]ズレが生じた場合の結果を図 29 に示す。図 28 と比較すると下部一次側から上部二次側に流入する磁束が左方向にシフトしていることがわかる。平行方向に二次側を移動させると一次側からの磁束の分布が左方向にシフトする。すなわち、一次側と二次側のコア間のズレに従い漏洩磁束が支配的になり電力伝送効率の維持が難しくなることがわかる。

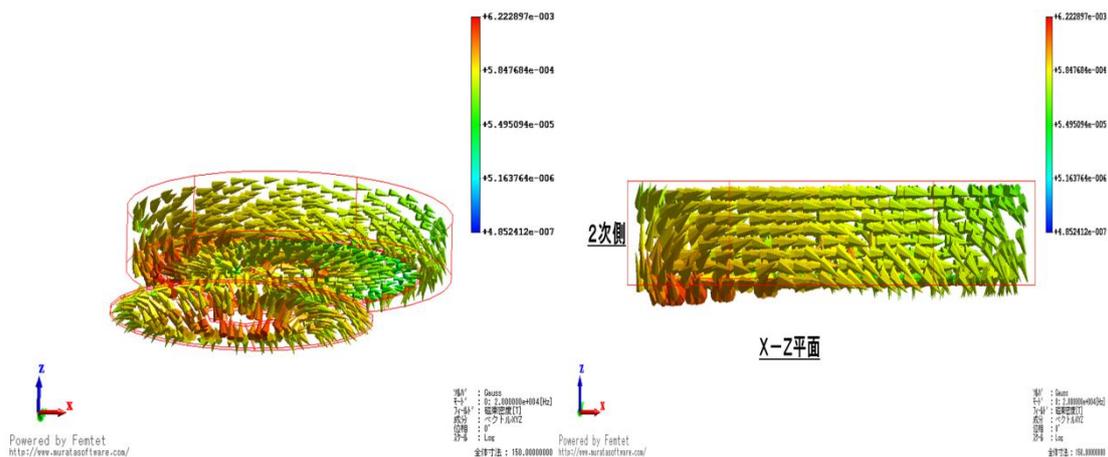


図 29 平行方向ズレ 15[mm]時の磁束密度分布

## 2.6.2 変圧器の結合係数と電力伝送効率

スープ皿型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型変圧器において、一次側コアに対し二次側コアの位置を平行方向に 0[mm]から 30[mm]まで 5[mm]間隔でずらした場合の結合係数と電力伝送効率を測定した。

実験装置の概略図を図 30 示す。測定時の条件として、コア間のギャップを 10[mm]、二次側端子に 1[Ω]の抵抗負荷を接続した。なお並列共振回路に於ける共振用コンデンサの値は最大電力伝送効率算出時の 40.00[μF]としている。表 11 に平行ズレに対する結合係数、表 12 平行ズレに対する電力伝送効率を示す。さらに、表 13 並列共振状態での平行ズレに対する

電力伝送効率を示す。



図 30 実験装置概略図

表 11 平行ズレに対する結合係数  $\kappa$

平行ズレ [mm]	0	5	10	15	20	25	30
$L_1$ [ $\mu\text{H}$ ]	133.9	133.1	133.8	133.4	133.1	133.5	133.1
$L_2$ [ $\mu\text{H}$ ]	133.1	133.4	133.2	133.8	133.2	133.9	133.4
$M$ [ $\mu\text{H}$ ]	101.1	99.9	87	72.1	53.7	37.9	21.9
$\kappa$	0.79	0.71	0.63	0.52	0.39	0.28	0.16

表 12 ズレに対する非共振時電力変換効率  $\varepsilon$

平行ズレ [mm]	0	5	10	15	20	25	30
入力[W]	1.56	1.56	1.56	1.56	1.56	1.56	1.56
出力[W]	0.38	0.31	0.24	0.14	0.09	0.03	0.006
効率 $\varepsilon$ [%]	24.4	19.9	15.4	9.0	5.8	1.9	0.4

表 13 ズレに対する共振時電力変換効率

平行ズレ [mm]	0	5	10	15	20	25	30
入力[W]	5.43	5.43	5.43	5.43	5.43	5.43	5.43
出力[W]	4.0	3.51	2.83	1.79	1.06	0.57	0.16
効率 $\varepsilon$ [%]	73.8	64.6	52.1	33.0	19.5	10.2	2.95

表 11、12、13 の結果から、二次側コアが一次側コアに対して 10[mm]平行方向ズレが生じた場合でも、磁気結合が十分維持されることがわかる。言い換えれば、スープ皿型フェライトコアを用いた給電システムで、コア間の位置を完全に合わせる必要性がない。すなわち、給電作業の効率化という観点でもスープ皿型フェライトコアを用いた変圧器は有利であると言える。

## 第3章 考察

### 3.1 供試一次・二次コア分離型変圧器の磁界分布

U字型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型変圧器は図7より磁氣的結合がU字型に沿った直線的磁界ベクトルによって成り立っている。すなわち、U字型フェライトコアを用いた変圧器の磁氣的結合は一次側コアから二次側コアへの磁束の進行と二次側コアから一次側コアへの磁束の進行がほぼ対称であり、二次側コアに対し直線的な一方向による磁氣的結合様式である。

他方、スープ皿型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型変圧器では図10より一次側コアの中心から二次側コアへ噴水状に広がる磁界ベクトルによって磁氣的結合が成り立っている。スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器の磁氣的結合は二次側コアに対し、XYZ 3方向による磁氣的結合様式を示している。また、二次側コイル巻数を増加することで磁束鎖交数が増加でき、結果として高い磁氣的結合を得ることが可能になる。

非接触給電の実用化に伴い一次側コアと二次側コア間に位置ズレが必然的に伴う。この問題に対して、放射状に磁束が分布するスープ皿型フェライトコアを用いた変圧器はU字型フェライトコアを用いた変圧器に比較して圧倒的に磁氣結合の観点から有利である。更に、スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器では二次側のコイル巻数を増加することでより高い磁氣的結合を維持することが可能となり、結果として電力伝送効率増加も期待出来る。

### 3.2 磁界ベクトル分布のウェーブレット解析

図7、10に示したそれぞれの磁界分布に対して離散値系ウェーブレット変換を適用した。離散値系ウェーブレット変換の基底関数はドビッシーの2次基底を採用した。これは、ドビッシーの2次基底関数によるウェーブレット変換は数学的・物理的意味が掴みやすいためである。また、本論文では磁束分布測定時の測定点数が $(8 \times 8 \times 4)$ であったことも2次基底関数採用に繋がった。測定点数を増やすことでより細かい磁界分布の吟味を行うことは当然可能である。図11、12に示したウェーブレットスペクトラムからどちらの結果においても中心付近に主要な磁束が分布していることがわかる。さらにウェーブレットスペクトラムを空間周波数別に多重解像度解析を行うことでより細かい磁氣的結合形式の吟味と最適コア設計指標を与えることを可能とした。

U字型フェライトコアを用いた変圧器においては、図13(a)の磁界ベクトル分布は一次側コアと二次側コア間において、明らかに空間に漏れの無い磁氣的結合が成り立っている理想的な形状の磁界分布を表していることがわかる。すなわち、図13(a)は主磁束を表していることになる。図13(b)、(c)の磁界ベクトル分布は磁氣的結合に直接寄与しない磁界分布を表している。すなわち、図13(b)、(c)は漏洩磁束を表している。他方、スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器は、図14(a)、(b)の磁界ベクトル分布より一次側コアと二次側コア間

で磁氣的結合がなされている磁界分布を表しており、図 14(c)の磁界ベクトル分布は磁氣的結合に直接寄与しない漏洩磁界分布を表している。スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器は最低次レベルのスペクトラムの他にも高次レベル、すなわち、LEVEL 1 と LEVEL 2 の磁界ベクトル分布が磁氣的結合に寄与する。これがスープ皿型フェライトコアを用いた変圧器特有の磁界ベクトル分布である。

U 字型フェライトコアを用いた変圧器とスープ皿型フェライトコアを用いた変圧器はその磁氣的結合様式が相補的な形であるため、U 字型フェライトコアの漏れ磁束の増加はスープ皿型フェライトコアの漏れ磁束の低減になるためである。すなわち、前項 3.1 で述べたように、U 字型フェライトコアを用いた変圧器は U 字型に沿った直線的磁界ベクトルによって磁氣的結合が成り立っているため、磁界ベクトルが一定方向へ揃った LEVEL 1 のウェーブレットスペクトラムのみが理想的な形状を表現する。他方、スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器はコアの中心から噴水状に拡散する磁界ベクトルによって磁氣的結合が成り立っているため、LEVEL 1 と LEVEL 2 のウェーブレットスペクトラムがスープ皿型フェライトコアを用いた変圧器特有の噴水状磁界ベクトルを良好に表現すると考えられる。これらの結果から、それぞれの変圧器により磁氣的結合様式が異なるため、着目すべきウェーブレットスペクトラムが異なることがわかる。一次・二次コア分離型変圧器として、変圧器周辺の漏れ磁界が小さい磁性体コアの形状は外鉄型の一種であるスープ皿型コアが最適である。

### 3.3 供試一次・二次コア分離型変圧器の諸特性

結合係数  $\kappa$  は変圧器の一次・二次コイル間の漏洩磁束の過多を表す指標である。U 字型フェライトコアを用いた変圧器は表 6 より一次・二次コア間のギャップ間隔 0[mm]において結合係数約 0.8 を示す。エアギャップが存在しないにも関わらず、結合係数が 1 に近くないということは接触状態でも漏洩磁束が存在することを意味する。他方、スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器は表 7 よりエアギャップ 0[mm]において結合係数約 1 を示す。すなわち、漏洩磁束が無いということである。前述 3.2 で示した外鉄型の一種であるスープ皿型コアを用いることで漏洩磁束削減が確認出来た。

一次側から二次側へ伝送される電力伝送効率もまた変圧器の重要な特性の一つである。U 字型フェライトコアを用いた変圧器は表 8 より一次・二次コア間のギャップ間隔 10[mm]において電力伝送効率約 3[%]を示す。またギャップ間隔が 1[mm]において電力伝送効率 10[%]以下を示す結果となる。既に述べたが、U 字型フェライトコアを用いた変圧器は漏洩磁束が非常に多いため電力伝送効率が向上しない。他方、スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器は表 9 よりエアギャップ 10[mm]において電力伝送効率約 20[%]を示す。明らかに、スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器は、U 字型フェライトコアを用いた変圧器に比べ高い電力伝送効率を維持することがわかる。これは、外鉄型の一種であるスープ皿型コアを用いたことにより漏洩磁束削減が行えたことに起因している。しかしながら、電力伝送効

率約 20[%]では変圧器性能としては不十分であり、コアの大きさを拡大しコイル巻数を増加させることで多少の効率改善が期待できるが、非接触給電用変圧器としては使用できない。

### 3.4 二次共振型変圧器

前項 3.3 に示した電力伝送効率改善のため、並列にコンデンサを接続し共振回路を構成し、負荷端子電圧を高くするとともに力率を 1 に近づけて有効電力を増大させることで電力伝送効率の向上を図った。結果的に 1[cm]のエアギャップが存在しても一次・二次電力伝送効率約 80[%]が得られ、高い電力伝送効率を有するスプー皿形状の外鉄型磁性コアを用いた一次・二次コア分離型変圧器の非接触給電システムに対する有用性を見出した。この結果は付録（非共振時と共振時の磁界分布の比較）からも裏付けられている。非共振時の磁界ベクトル分布はコアの中心から磁界ベクトルが噴水状に広がる。共振時の磁界ベクトル分布は非共振時と比較すると磁界ベクトルの垂直方向成分が増加する。すなわち、二次コイルに共振用コンデンサを接続し共振状態とすることで、二次電流が生じる二次磁束と一次磁束が互いに逆位相となり、一次磁束を二次磁束が吸収するような状態となる。また、共振時と非共振時の磁界分布の実測から、明らかに共振時の二次漏れ磁束が減少していることから確認された。よって、一次側から二次側への電力伝送効率が向上されるメカニズムを解明した。

本論文では、図 19 に示すように二次側にコンデンサを並列に接続し、二次側自己インダクタンスとコンデンサ間に共振回路を形成し、一次側から見たインピーダンスの増加を利用して電力伝送効率の改善を図った。共振回路のコンデンサ容量と動作周波数の最適化がキーポイントとなった。有限要素法による変圧器諸定数の算出過程で、スプー皿型フェライトコアを用いた変圧器における漏洩磁束の吟味を定量的に把握することを可能とした。また線形計画法による最適化は電力伝送効率の向上を実現させ、現代の計算機を用いた解析手法を駆使して非接触給電用変圧器設計手法の一端を確立した。

### 3.5 非接触給電の実際

表 11、12、13 の結果は、二次側コアが一次側コアに対して平行方向に 10[mm]ズレが生じても、磁気結合維持と電力伝送効率維持を可能であることを意味する。これは、給電時にコア間の位置を完全に一致させる必要性を無くし、複数の電気機器を同時充電することを目的とする充電パッドの実現に目処を着けたことを意味する。付録（一次・二次コア角度変化時の結合係数、一次・二次コア間に障害）より異物等が給電対象領域に存在した場合でも給電が可能となることが判明した。今後は非接触給電の優位性である移動型電気機器への給電や水中などでの給電などを試み、より実用化に向けた研究を継続することが非接触給電の実用化に結実すると考えられる。

## 第4章 結論

本論文は、生活環境中における電磁環境問題の解決策の一つとして低 SAR レベルの一次・二次コア分離型変圧器開発に関するものである。非接触給電システムの最基幹部品である一次・二次コア分離型変圧器が与える近傍電磁界分布の可視化とそのウェーブレット解析により漏洩磁束の少ない最適コア形状の決定、最適コアを用いた一次・二次コア分離型変圧器の設計定数を有限要素法で導出、有限要素法で求められた設計定数を用いて二次共振型変圧器の動作周波数と共振用キャパシタンスを最適化手法によって決定した。

一次・二次コア分離型変圧器が与える近傍磁界分布の可視化では U 字型フェライトコアとスプーン型フェライトコアを採用した。磁界ベクトル分布からそれぞれのコアの特徴を比較し、スプーン型フェライトコアが漏洩磁束の削減することを述べた。

変圧器が与える近傍磁界分布に対するウェーブレット変換解析は、対象となる磁界ベクトル分布を空間周波数の低い支配的な成分、すなわち、主磁束に関する成分と空間周波数の高い成分（漏洩磁束）に関する成分に分けることを可能とした。また、空間周波数の低い成分と高い成分を吟味することでコア形状と漏洩磁束の関係を把握可能とし、非接触給電用変圧器コア形状の相違を明確した。

並列共振を伴う実験に於いては、電力伝送効率は二次側を共振させることで向上することを述べた。特に、大電流負荷に対して高い電力伝送効率が期待できることを示した。さらに、非共振時と共振時の磁界ベクトル分布は明確に異なり、二次共振時は二次磁束の位相が変化することで一次磁束が二次磁束に吸い込まれる様相を示すことを明らかにした。最終的に 1cm のエアギャップが存在しても一次・二次電力伝送効率 80% 近くが得られることが判明し、高い電力伝送効率を有するスプーン形状のコアを用いた一次・二次コア分離型変圧器を非接触電力伝送路とする給電システムを提唱した。

以上から、有限要素法による磁界分布解析や線形計画法による電力伝送効率の最適化など、現代の計算機を用いた解析手法を駆使して非接触給電用一次・二次コア分離型変圧器設計手法の一端を確立した。

解決すべき課題として本研究の基本条件である EMC 問題に対する更なる解決策の模索がある。非接触給電用変圧器の磁界分布からコア形状による漏洩磁束の存在様式を明らかにした結果、最適な非接触給電用変圧器を実現させる指標を与えることに成功した。この指標を導入することで更に外部環境に優しい給電システムの実現に繋がるであろう。また、本論文では負荷端子電圧を保つことを視野に入れ二次並列共振を採用したが、力率改善を目標とする直列共振現象の利用による更なる電力伝送効率の向上など実用化に向けた性能改善が課題となる。

## 参考文献

- [1]齊藤兆古 著：「ウェーブレット変換の基礎と応用」，朝倉書店，1998年。
- [2]宮原晋一郎，早野誠治，齊藤兆古，増田則夫，遠矢弘和：「電気・電子機器の周辺電磁界可視化システム」，マグネティックス研究会資料，1998年，MAG-98-112.
- [3]松山佐和，小口雄康，宮原晋一郎，齊藤兆古：「三次元ウェーブレット変換の応用」，日本氏シミュレーション学会，1998年，2-II-3
- [4]S.Takada, Y.Saito and K.Horii：「Visualization of the magnetic field vectors around the contact-less power suppliers」，Japan Society of Visualization, Proceedings of the Visualization Symposium in 2000, Paper No. P01-001.
- [5]S.Matsuyama, Y.Oguchi, Y.Saito, T.L.Kunii：「Handling Technique of the Dynamic Color Computer Graphics by the Wavelets transform」，Japan Society of Visualization, Proceedings of the Visualization Symposium in 1999, Paper No. 206.
- [6]J.L. Harrison, A new resonance transformer, Electron Devices, IEEE Transactions on Issue Date: Oct 1979 Vol.26 Issue: 10, pp. 1545 - 1.
- [7]大橋竜也，齊藤兆古，堀井清之：「信号伝送用非接触給電トランス」，第23回電磁力関連のダイナミクスシンポジウム，2011年，3B1-5.
- [8]大橋竜也，齊藤兆古：「一次・二次コア分離型変圧器周辺の磁界ベクトル分布の可視化」，第39回可視化情報シンポジウム，2011年，E204.
- [9]T.Ohashi, Y.Saito and I.Marinova：「Transformers for Contactless Power Suppliers」，Proceedings of The 2012 Asia -Pacific Symposium on Applied Electromagnetics & Mechanics, PP.34-41.
- [10]T.Ohashi, Y.Saito and I.Marinova：「Optimization of Secondary Resonant Contactless Transformer」，The 15th Biennatial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Oita Japan November 11-14 2012, MB1-2, PP.126.
- [11]大橋竜也，齊藤兆古：「最適化手法に基づく非接触給電用変圧器の開発」，第21回MAGDA コンフェランス(仙台)，2012年，PS29、pp.435-438.

## 研究業績

- [1] 2011 年度 日本 A E M 学会 第 23 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム (Sead23 in 名古屋) 大橋竜也, 齊藤兆古, 堀井清之: 「信号伝送用非接触給電トランス」
- [2] 2011 年度 可視化情報学会 第 39 回可視化情報シンポジウム  
大橋竜也, 齊藤兆古: 「一次・二次コア分離型変圧器周辺の磁界ベクトル分布の可視化」
- [3] 2012 年度 The 2012 Asia -Pacific Symposium on Applied Electromagnetics & Mechanics  
T.Ohashi, Y.Saito and I.Marinova: 「Transformers for Contactless Power Suppliers」
- [4] 2012 年度 The 15th Biennatial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation  
T.Ohashi, Y.Saito and I.Marinova: 「Optimization of Secondary Resonant Contactless Transformer」
- [5] 2012 年度 日本 A E M 学会 第 21 回 MAGDA コンフェランス in 仙台  
大橋竜也, 齊藤兆古: 「最適化手法に基づく非接触給電用変圧器の開発」

## 謝辞

本研究を進めるにあたり、齊藤兆古教授には数多くのご指導、ご支援を賜りました。厚く御礼申し上げます。

また、齊藤兆古研究室の皆様には公私にわたりご助言、ご支援を賜りました。心より感謝致します。

## 付録

### U字型コアを用いた変圧器の電力伝送効率（共振時）

一次側から二次側へ伝送される電力伝送効率を調べた。図 19 に示す二次側にコンデンサを並列に接続し、二次側漏れインダクタンスとコンデンサ間に共振回路を形成した。

一次・二次コア間のギャップを 0[mm]~10[mm]まで変化させ、二次側に抵抗負荷 1[Ω]、共振用コンデンサ 20[μF]に設定し測定を行い、式(11)より電力伝送効率を算出した。表 14 に U字型フェライトコア型を用いた変圧器の電力伝送効率を示す。表 14 の結果からエアギャップが 1[mm]でも存在すると電力伝送効率を維持することは極めて難しいことがわかる。非接触給電用変圧器であれば最低でも 1[cm]程度はエアギャップを有することが前提であるので、U字型フェライトコア型を用いた変圧器では実現が不可能に近い。

表 14 U字型コアを用いた変圧器における共振時電力伝送効率

ギャップ間隔[mm]	入力 [W]	出力 [W]	効率 [%]
0	2.51	2.05	81.7
1	2.51	1.56	62.2
3	2.51	1.05	41.8
5	2.51	0.55	21.9
7	2.51	0.41	16.3
10	2.51	0.27	10.8

### スープ皿型コアを用いた変圧器の共振時・非共振時に於ける磁界ベクトル分布比較

共振時と非共振時の磁界ベクトル分布の比較を行った。使用した変圧器は、スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器である。非共振時の磁界ベクトル分布を図 31、共振時の磁界ベクトル分布を図 32 に示す。さらに、図 31 に示す磁界ベクトル分布に対するウェーブレット多重解像度解析の結果を図 33(a)、(b)、(c)に示す。図 32 に示す磁界ベクトル分布に対するウェーブレット多重解像度解析の結果を図 34(a)、(b)、(c)に示す。非共振回路には二次側端子に抵抗負荷 1[Ω]、共振回路には更に 40[μF]のコンデンサを接続し測定を行った。また入力電流と周波数を共振時と非共振時共に同条件に設定した磁界ベクトル分布の結果である。測定方法は前述 2.2.2 と同様である。

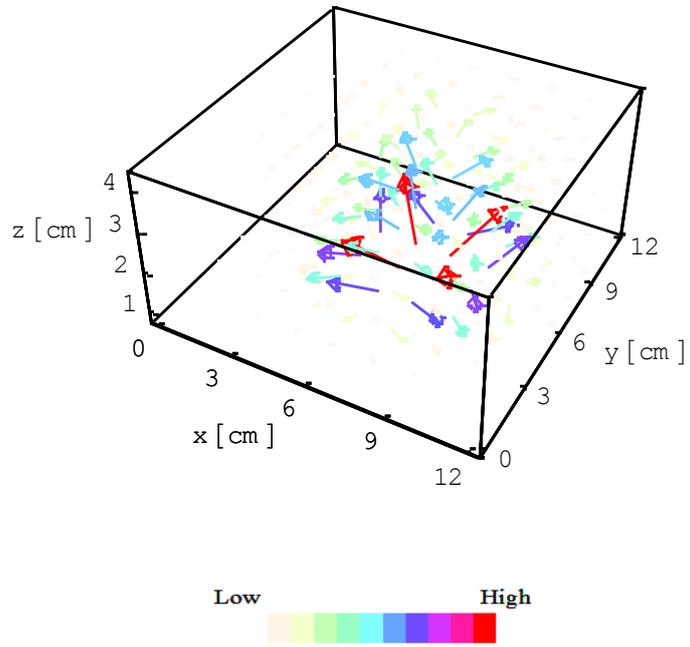


図 31 非共振時の磁界ベクトル分布

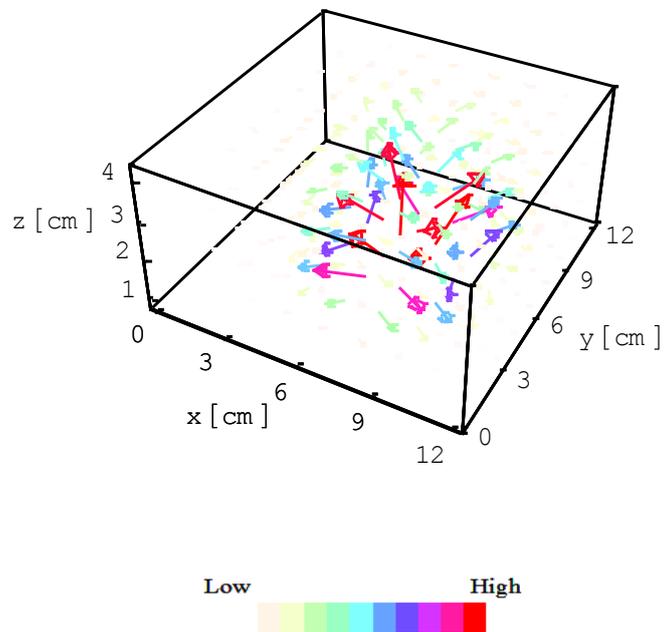
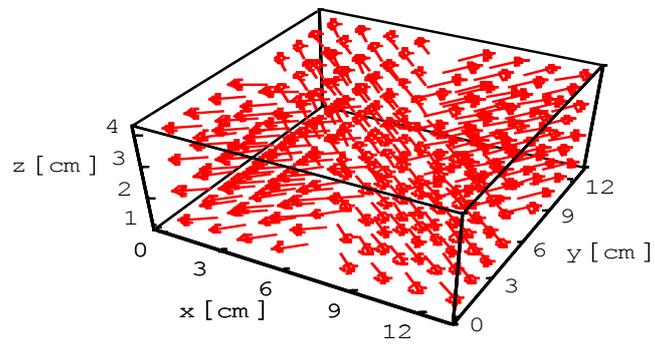
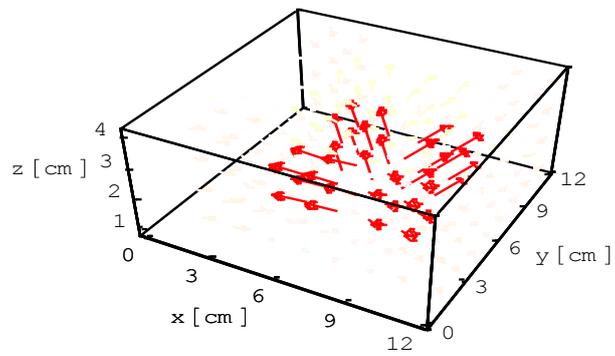


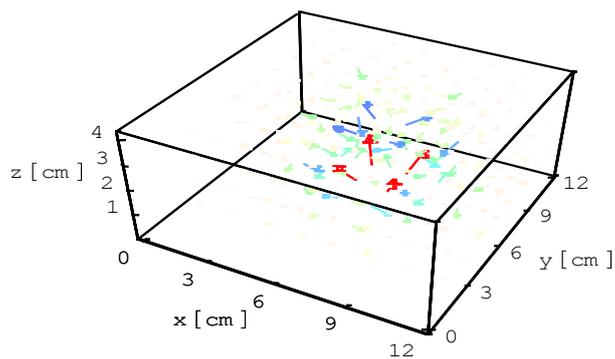
図 32 共振時の磁界ベクトル分布



(a) LEVEL 1



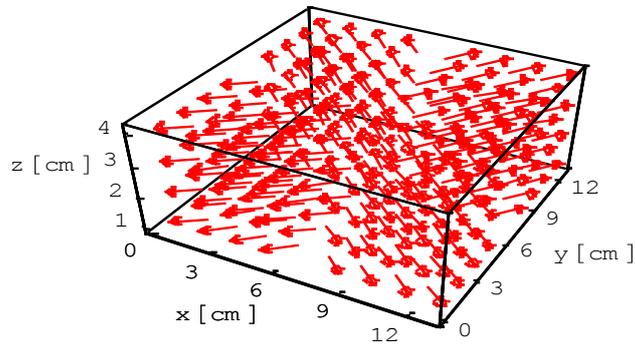
(b) LEVEL 2



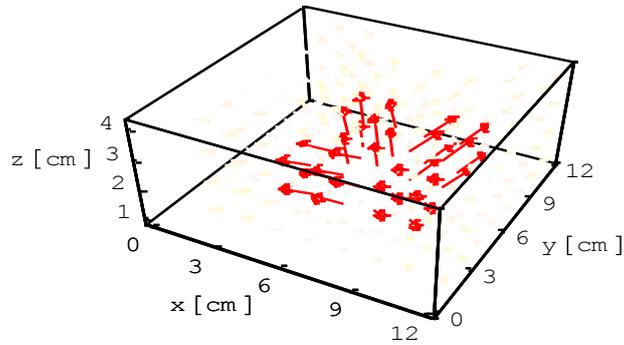
(c) LEVEL 3



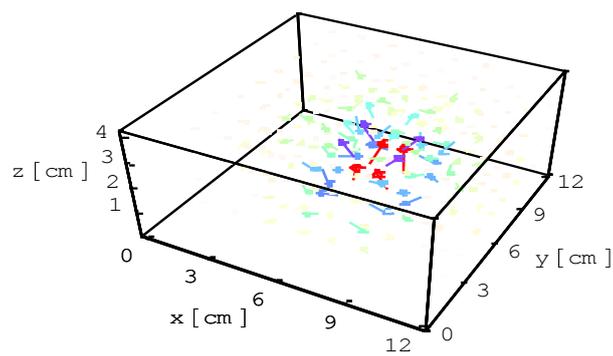
図 33 非共振時における多重解像度解析による変圧器近傍磁界ベクトル分布



(a) LEVEL 1



(b) LEVEL 2



(c) LEVEL 3



図 34 共振時における多重解像度解析による変圧器近傍磁界ベクトル分布の比較

### 一次・二次間にゴムパッドを挿入した場合の諸特性

スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器において、一次・二次コア間にゴムパッドを挿入した場合の変圧器諸特性について調べた。ゴムパッドは図 35 に示すものであり、寸法を表 15 に示す。また、測定時の概略図を図 36 に示す。

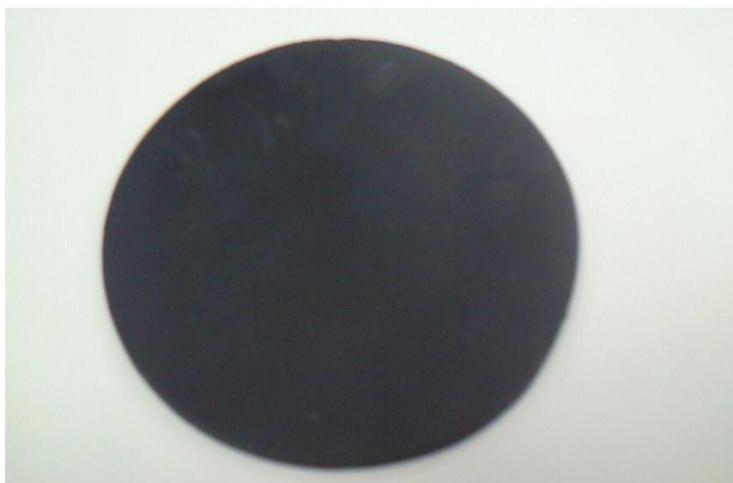


図 35 ゴムパッド

表 15 ゴムパッド寸法

直径 [mm]	厚さ [mm]
100	3

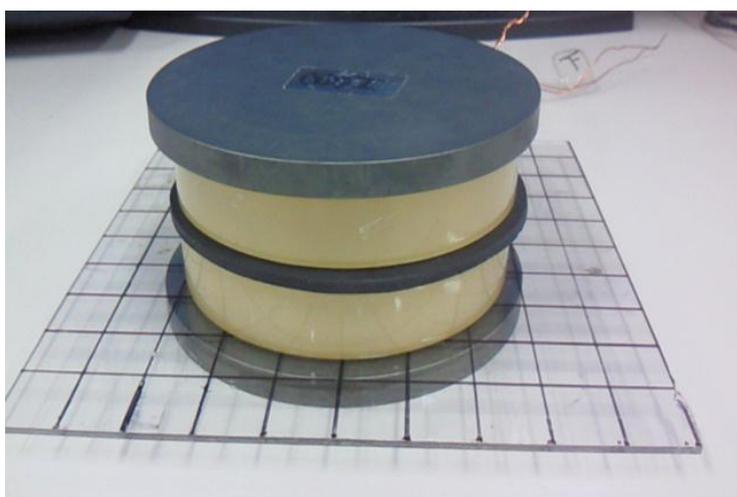


図 36 実験概観図

まず、結合係数について述べる。前述 2.4.1 と同様に変圧器の一次・二次コイルを図 15 に示す回路モデルで考え、図 15 の端子 a、b、c、d を図 16 に示すように結線を施し、インピーダンスを測定することで式(10)から結合係数  $\kappa$  を求めた。なお、ゴムパッドの厚みが 3[mm]存在するため結合係数の結果はエアギャップ間隔 3[mm]~10[mm]とする。表 16 にスプーン型フェライトコアを用いた変圧器のゴムパッド挿入時の結合係数を示す。表 16 の結果から、スプーン型フェライトコアを使用した変圧器にゴムパッドを挿入した場合においても良好な磁気結合を維持することがわかる。

表 16 ゴムパッド挿入時の結合係数

Gap [mm]	3	5	7	10
$L_1$ [ $\mu$ H]	227.4	179.3	167.9	133.4
$L_2$ [ $\mu$ H]	229.9	178.8	166.5	134.7
$L_s$ [ $\mu$ H]	866.1	649.4	604.4	443.5
$L_o$ [ $\mu$ H]	39.9	50.3	66.6	87.4
K	0.90	0.84	0.80	0.66

次に、電力変換効率について述べる。前述 2.5 と同様に、図 19 に示すように二次側の抵抗負荷に対して並列に共振用コンデンサを接続した基本的な並列共振回路によって検証した。図 26 の等価回路において、一次・二次コア間にゴムパッドを挿入した状態でコア間のギャップを 10[mm]、二次側を抵抗負荷 1[ $\Omega$ ]、周波数をそれぞれの共振周波数 10~30[ kHz] に設定し、共振用コンデンサの値を変化させた場合の電力伝送効率を調べた。表 17 に電力伝送効率を示す。

表 17. ゴムパッド挿入時における電力伝送効率

C [ $\mu$ F]	入力 [W]	出力 [W]	効率 [%]
20	2.31	1.63	70.6
40	2.31	1.80	77.9
60	2.31	1.54	66.7
80	2.31	1.33	57.6
100	2.31	1.44	62.3

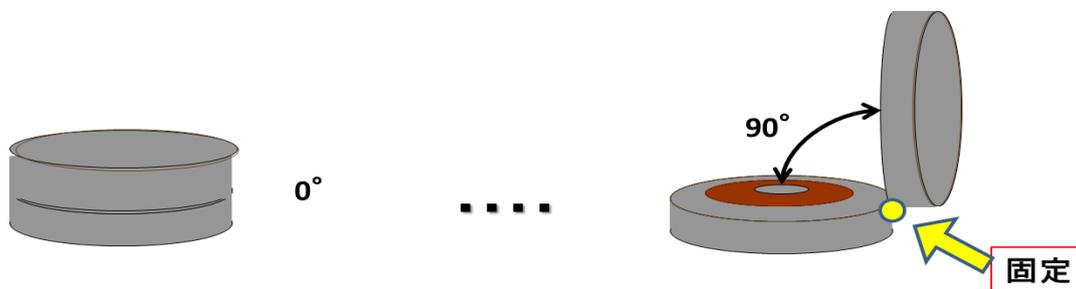
表 17 よりゴムパッドを挿入時でもコンデンサの値が 40[ $\mu$ F]の場合に電力伝送効率が 77.9[%]で最大になる。前述 2.5 の結果には及ばなかったが、同様な傾向を表しており実用性が確認できた。

#### 一次側コアに対し二次側コア角度変化時の結合係数

スープ皿型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型変圧器において、一次側・二次側コアの端点を固定しもう一方のコア端の角度を 0[ $^{\circ}$ ]~90[ $^{\circ}$ ]変更させ、且つ、一次・二次コア間のエアギャップを 0[mm]~10[mm]まで変化させた場合の結合係数を測定した。

実験装置の概略図を図 37(a)(b)に示す。表 18(a)(b)(c)、図 38 に二次側角度変化時に対する結合係数を示す。

表 18(a)よりエアギャップ 0[mm]における角度変化時の結合係数は、角度変化 10[ $^{\circ}$ ]までは比較的良好な値を維持している。また、表 18(b)においても角度 10[ $^{\circ}$ ]までは値の維持が可能である。しかしながら、表 18(c)ではエアギャップ 10[mm]に加え角度変化を行っているので実質的にはエアギャップ 10[mm]以上となっているため、少しでも変化させると結合係数の維持は不可能である。したがって角度変化がある場合の実用範囲はエアギャップ間隔 2[mm]、角度変化 10[ $^{\circ}$ ]までが限界である。これは結合係数が 6 割を下回ると電力伝送効率の維持が不可能となることに起因している。



(a) 条件 1 角度変化



(b) 条件 2 エアギャップ変化

図 37 実験概略図

表 18 二次側角度変化時の結合係数

(a)一次・二次コア間隔 0[mm]

角度[° ]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
L <sub>1</sub> [μH]	578.6	159.3	113.8	103.8	100.8	99.4	98.5	98.3	98.1	97.3
L <sub>2</sub> [μH]	578.6	159.3	113.8	103.8	100.8	99.4	98.5	98.3	98.1	97.3
M[μH]	570	118.7	46.5	26.9	18.5	13.6	11.4	8.1	5.6	2.6
K	0.99	0.75	0.41	0.26	0.18	0.14	0.12	0.08	0.06	0.03

(b)一次・二次コア間隔 2[mm]

角度[° ]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
L <sub>1</sub> [μH]	231.1	148.8	124.4	100.9	98.3	97.4	97.1	97.3	96.9	96.6
L <sub>2</sub> [μH]	231.1	148.8	124.4	100.9	98.3	97.4	97.1	97.3	96.9	96.6
M[μH]	153.4	92.1	44.5	26.4	15.9	11.6	8.4	6.5	5.5	3.7
K	0.84	0.62	0.36	0.26	0.16	0.12	0.09	0.07	0.06	0.04

(c) 一次・二次コア間隔 10[mm]

角度[° ]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
L <sub>1</sub> [μH]	133.9	107.8	100.7	98.1	97.3	97.1	96.8	96.8	96.4	96.5
L <sub>2</sub> [μH]	133.9	107.8	100.7	98.1	97.3	97.1	96.8	96.8	96.4	96.5
M[μH]	91.6	46.8	28.5	16.1	11.6	8.6	7.3	5	3.8	2.8
K	0.69	0.43	0.28	0.16	0.12	0.09	0.07	0.05	0.04	0.03

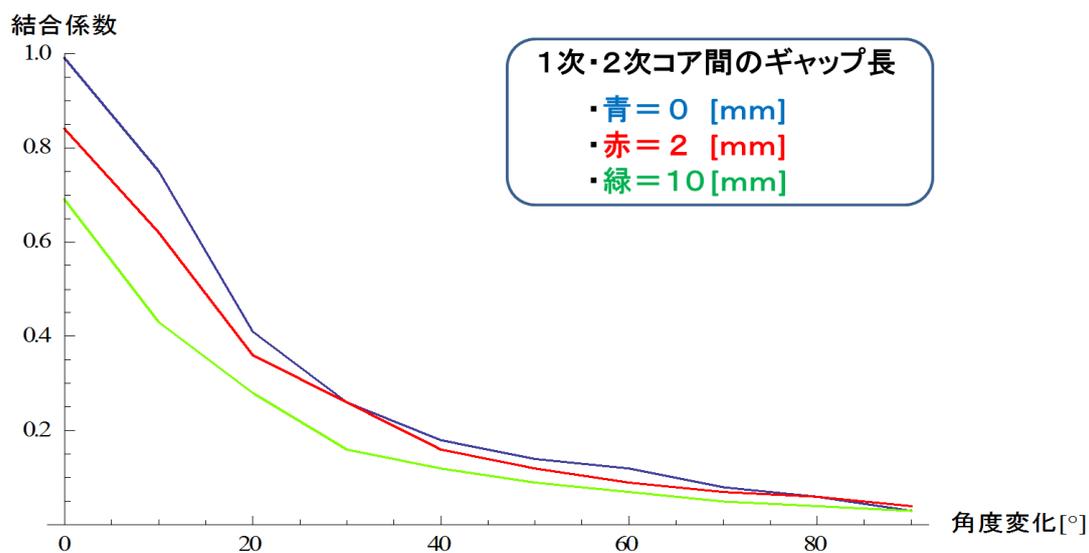


図 38 角度変化時における結合係数の比較

### 直列共振による電力伝送効率

スーパーストック型コアを用いた変圧器において、直列にコンデンサを接続し共振回路を構成し、出力電圧を高くすることで電力伝送効率の向上を図る。図 39 に示すように二次側の抵抗負荷に対して直列に共振用コンデンサを接続した基本的な直列共振回路によって検証した。図 40 は等価回路である。スーパーストック型フェライトコア間のギャップを 10[mm]、二次側を抵抗負荷 1[Ω]、周波数を 28[kHz]、共振用コンデンサ 1[μF]に設定し電力伝送効率を調べた。表 19 に結果を示す。表 19 より電力伝送効率は 81.6[%]となった。この結果は、前述 2.5 の並列共振利用による電力伝送効率最大値と同等の結果である。また、この結果は線形計画法による最適化で得られたコンデンサと周波数を使用していないので、最適化を行うことで更なる電力伝送効率の向上が見込まれる。

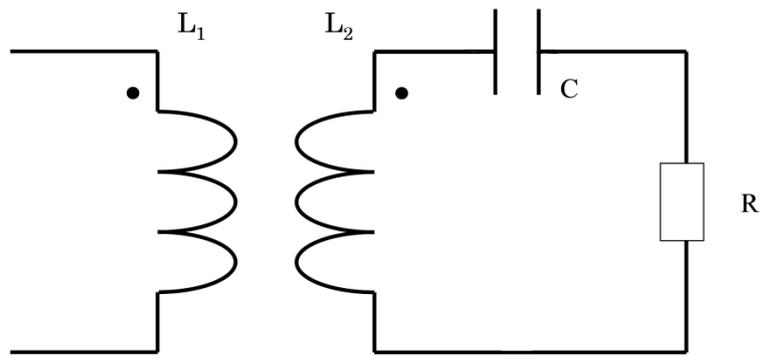


図 39 二次直列共振回路

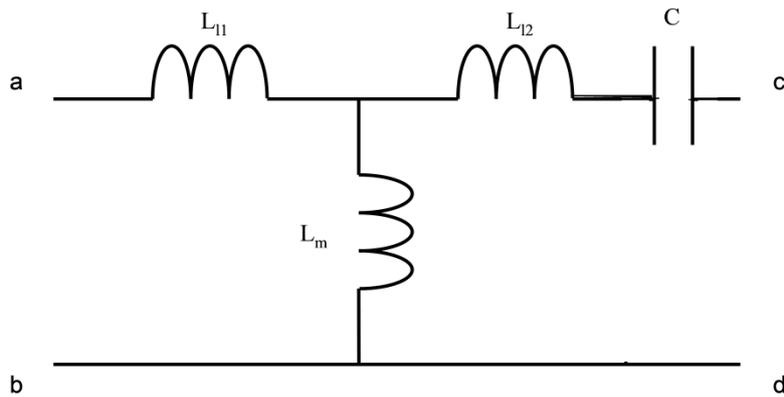


図 40 二次直列共振回路の等価回路

表 19 直列共振時の電力伝送効率

入力 [W]	出力 [W]	効率 [%]
3.93	3.21	81.6