

# 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 Contactless Transformers using Soup Plate Like Ferrite Cores

大橋 竜也

Tatsuya OHASHI

指導教員 齊藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

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.

We have 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 has been successfully optimized by combining the finite elements with linear programming optimization approaches.

**Key Words:** Contact-less power supplier, Magnetic field visualization, Wavelets multi-resolution analysis, SAR, Optimization.

## 1. 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広範に利用されている。

また半導体技術の発展により、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。

本稿は、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回路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ものである。最終的には、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ープ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素子として提唱する。

## 2. 供試一次・二次コア分離型変圧器の磁界分布

### 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ので、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。

本稿では、非接触給電用変圧器として Fig. 1 に示す 2 個の U 字型フェライトコアを用いた一次・二次コイル分離型単相変圧器と Fig. 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 Tables 1, 2 にそれぞれ示す。



Fig.1 U shape ferrite core transformer

Table 1 Specification of the transformer employing U shape cores.

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



Fig.2 Soup plate like ferrite core transformer

Table 2 Specification of the Soup plate like ferrite core transformer.

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 磁界ベクトル分布

Fig. 3 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 10mm である場合の磁界ベクトル分布図を示す。一次・二次のフェライトコアヘッドに平行な x-y 平面で、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 10mm 毎に 4 段階変更して、磁界の xyz の 3 成分を測定した。また、磁界分布測定には、二次側端子を開放している [2]。

Fig. 4 に スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器で、コア間が 40mm である場合の磁界ベクトル分布図を示す。一次・二次のスープ皿型フェライトコアに平行な x-y 平面で、スープ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 10mm 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。この場合も U 字型フェライトコアと同様に、磁界分布測定時には、二次端子を開放している。

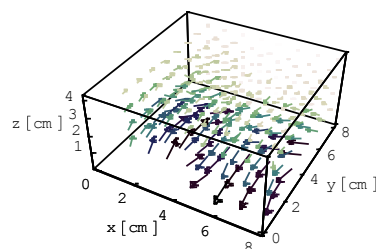


Fig.3 Magnetic field vector distribution around the U shape ferrite core transformer

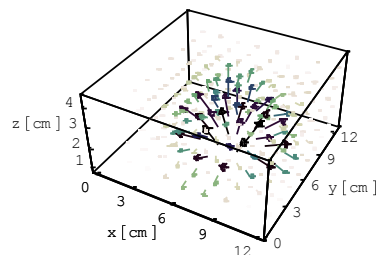


Fig.4 Magnetic field vector distribution around the soup plate like ferrite core transformer.

### 3. 磁界分布のウェーブレット解析

#### 3.1 理論

一般に、3次元のウェーブレット変換は、3次元行列の転置行列を

$$[H_{lmn}]^T = H_{mnl} \quad (1)$$

で表すと

$$\mathbf{S} = \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot \mathbf{H}_{lmn} \right]^T \right]^T \right]^T \quad (2)$$

で与えられる[147]. ここで、 $\mathbf{S}$ はウェーブレットスペクトラム、 $\mathbf{H}$ 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、 $\mathbf{H}$ の各要素がx, y, z方向の3成分からなるベクトル

$$\mathbf{H} = \mathbf{X} + \mathbf{Y} + \mathbf{Z} \quad (3)$$

であるとき、式(1), (2)より

$$\mathbf{S} = \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot (\mathbf{X} + \mathbf{Y} + \mathbf{Z}) \right]^T \right]^T \right]^T \quad (4)$$

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(4)は

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot \mathbf{X} \right]^T \right]^T \right]^T \\ &+ \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot \mathbf{Y} \right]^T \right]^T \right]^T \\ &+ \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot \mathbf{Z} \right]^T \right]^T \right]^T \end{aligned} \quad (5)$$

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].

#### 3.2 磁界ベクトルのウェーブレットスペクトラム

Figs. 3, 4 で示した3次元磁界ベクトル分布へウェーブレット変換を適用する[1].

Figs. 3, 4 に示したベクトルデータをx, y, z成分ごとに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. Figs. 3, 4 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.

Fig. 5 に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, Fig. 6 にスープ皿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.

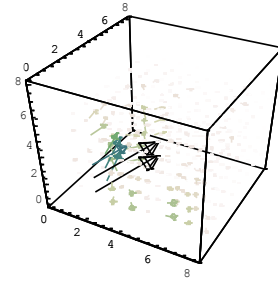


Fig.5 Wavelet spectra of the transformer employing U shape cores

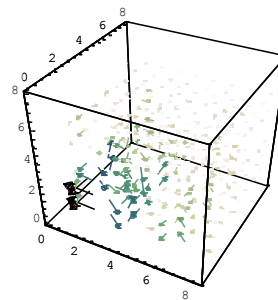
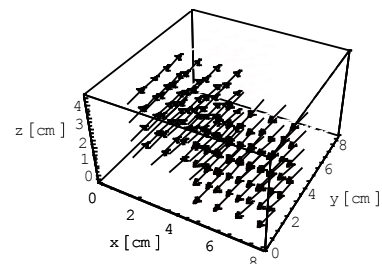


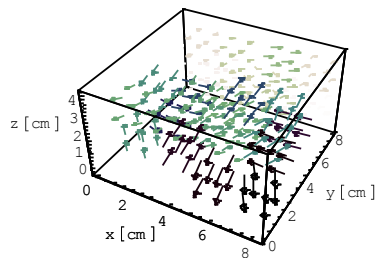
Fig.6 Wavelet spectra of the transformer employing Soup plate like ferrite core

Figs. 5, 6 は複数個のベクトルウェーブレットスペクトラムからなる. すなわち、Figs. 5, 6 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なる.

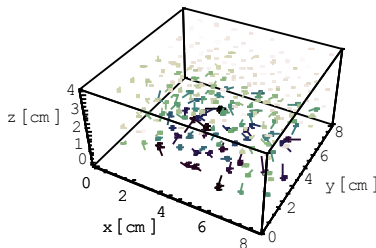
Figs. 5, 6 に於けるベクトルウェーブレットスペクトラムへ離散値系ウェーブレット変換の多重解像度解析を適用する. すなわち、Figs. 5, 6 に於けるベクトルウェーブレットスペクトラムへそれぞれを独立にウェーブレット逆変換して再現された3次元磁界ベクトル分布を空間周波数の低いウェーブレットスペクトラムから順に、Level 1, Level 2, Level 3として、Figs. 7, 8に示す.



(a) LEVEL 1



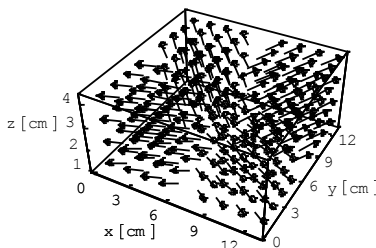
(b) LEVEL 2



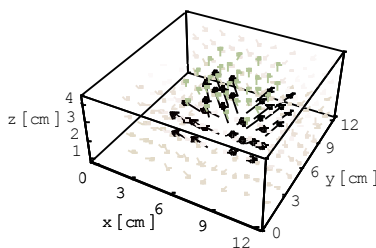
(c) LEVEL 3

Fig. 7 The wavelet multi-resolution analysis results of the transformer employing U shape cores

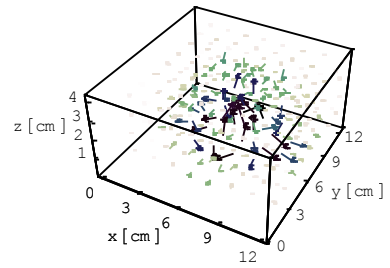
Fig. 7(a)は明らかに空間に漏れのない無い、一次側コアと二次側コア間で磁気結合がなされている理想的な磁界分布を表しており、Figs. 7(b), (c)は磁氣的結合に直接寄与しない漏れ磁界分布を表している。



(a) LEVEL 1



(b) LEVEL 2



(c) LEVEL 3

Fig. 8 The wavelet multi-resolution analysis results of the transformer employing Soup plate like ferrite core

Figs. 8(a), (b) は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、Fig. 8(c)は磁氣的結合に直接寄与しない励磁コイルのみに鎖交する漏れ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では最低レベルの磁界ベクトル分布の他にもレベル2の磁界ベクトル分布が一次・二次間の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ろう。すなわち、スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器で一次・二次コイルに鎖交する有効磁束はウェーブレット多重解像度解析のレベル2成分までと考えられる。他方、U字型コアを用いた場合、最低次のレベルのみが一次・二次間の磁氣的結合に寄与する。すなわち、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異なる。言い換えれば、U字型フェライトコアを用いた変圧器は磁氣的結合がU字型に沿った直線的磁界ベクトルによってなされるため、一定方向へ磁界ベクトルが揃ったレベル1のスペクトラムが理想的な磁界ベクトルを再現する。しかし、スープ皿型フェライトコアを用いた変圧器ではコアの中心から噴水状に広がる磁界ベクトルによって磁氣的結合がなされるため、低次のウェーブレットスペクトラムに加え高次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特有の噴水状磁界ベクトルを良好に表現可能とすることに拠る[6]。

以上の結果から、変圧器の磁氣的結合様式で着目すべきウェーブレットスペクトラムが異なり、結果として、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が最適であることが判明した。

#### 4. スープ皿型一次・二次分離型変圧器の特性

第3章の結果を踏まえ、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特性を述べる。

#### 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 Fig. 9 に示す回路モデルで考える。Fig. 9 の端子 a, b, c, d を Fig. 10 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(6)から結合係数  $\kappa$  が求まる。Table 3 にスープ皿型フェライトコアを用いた変圧器の結合係数を示す。

Table 3 の結果から、スープ皿型フェライトコアを使用した変圧器は 5mm 程度のエ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]

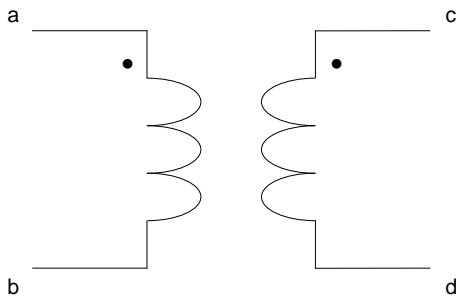


Fig.9 Circuit model of transformer

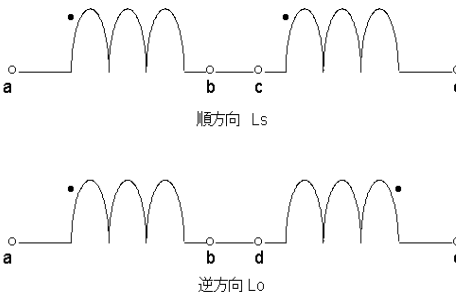


Fig.10 Series connection of the primary and secondary inductances

$$\begin{aligned}
 L_s &= L_1 + L_2 + 2M, \\
 L_o &= L_1 + L_2 - 2M, \\
 M &= \frac{L_s - L_o}{4} \\
 \therefore k &= \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}
 \end{aligned} \tag{6}$$

Table 3. Coupling factor  $\kappa$  of the transformer employing soup plate like ferrite cores (frequency: 30[kHz])

Gap[mm]	0	1	3	5	7	10
$L_1[\mu\text{H}]$	578.6	348.2	231.1	181.6	169.9	133.9
$L_2[\mu\text{H}]$	572.7	348.1	229.4	181.0	168.3	133.3
$L_s[\mu\text{H}]$	2297.4	1358.2	881.8	669.4	617.6	450.8
$L_o[\mu\text{H}]$	16.9	26.1	41.4	56.0	61.1	84.3
K	0.99	0.96	0.91	0.84	0.82	0.69

#### 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。

本稿では、Fig. 11 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。Fig. 12 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、 $L_{11}$  は一次側漏れインダクタンス、 $L_{12}$  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をそれぞれ示している。

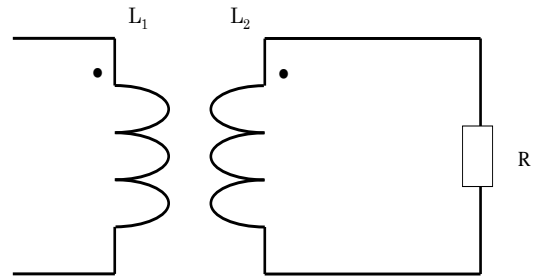


Fig.11 Circuit model of transformer

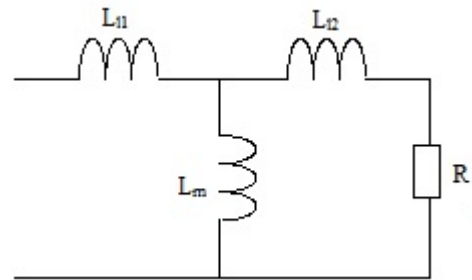


Fig.12 Equivalent circuit

一次・二次コア間のギャップを 10mm、二次側に抵抗負荷  $1\Omega$ 、動作周波数 30kHz に設定し測定。式(7)より算出した電力伝送効率の結果を Table 4 に示す。Table 4 の結果からエアギャップが 10mm 存在すると電力伝送効率は極めて小さくなる事がわかる。

$$\varepsilon = \frac{\text{Secondary output power}}{\text{Primary input power}} \times 100[\%] \tag{7}$$

Table 4. Efficiency of power conversion employing soup plate like ferrite core (R:1[Ω])

入力 [W]	出力 [W]	効率 [%]
2.22	0.53	23.9

## 5. 二次共振変圧器

本稿では, Fig. 13 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, 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.

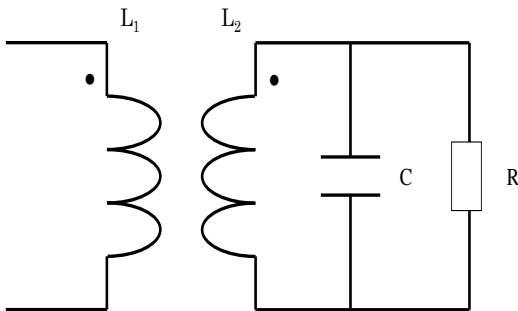


Fig. 13 Circuit model of a secondary resonance type transformer

### 5.1 有限要素法による変圧器諸定数の算出

Fig. 14 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 Fentet (MURATA ソフトウェア)で行った.

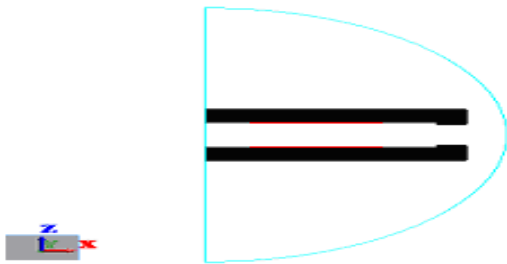


Fig. 14 Simulation model of the transformer employing the soup plate like ferrite cores.

Fig. 15 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. Fig. 15 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[12].

よって, Fig. 14 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.

Fig. 16 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. Fig. 16 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, Fig. 17 に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の近傍磁界ベクトル分布測定結果を示す. Fig. 17 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減少する. 測定結果も漏洩磁束が小さくなることを裏付けている. これはスープ皿形状コアが一次・二次分離型変圧器に最適であることを意味する.

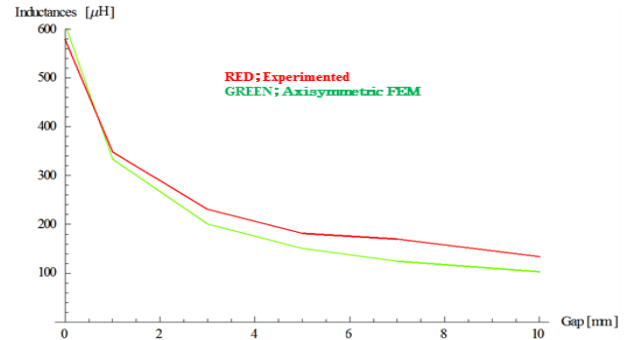


Fig. 15 The computed self-inductances versus air-gap lengths.

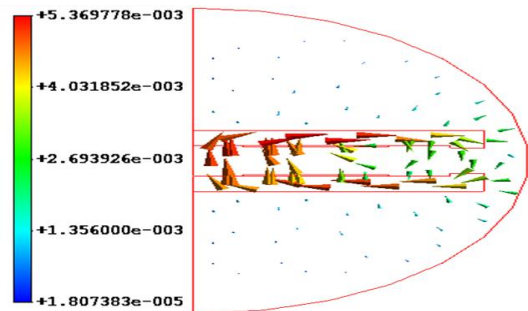


Fig. 16 One of the simulated magnetic field vector distributions of the transformer. Unit of color bar is Tesla

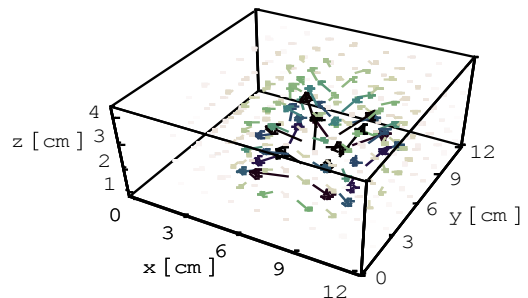


Fig. 17 Measured magnetic field vector distribution at resonant state under 1Ω loaded

### 5.2 共振用コンデンサ容量と動作周波数の最適化

式(7)で与えられる一側から二次側へ伝送される電力の伝送効率  $\epsilon$  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、

$$\varepsilon = f(r_1, r_2, r, L_1, L_2, M, C, f) \quad (8)$$

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ータで決まる。さらに、二次負荷抵抗  $r$  は  $1\Omega$  とする。このため、式(8)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、

$$\varepsilon \rightarrow \max \quad (9)$$

となるコンデンサ容量  $C$  と動作周波数  $f$  を求める。Fig. 18 が結果である。

Fig. 18 の結果は比較的大きい10mm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。

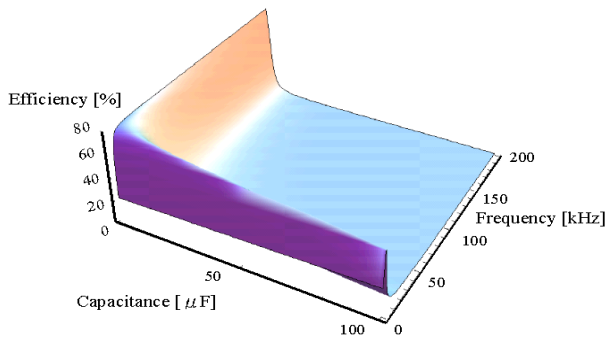


Fig. 18 Power transmission rate by the linear programming optimization.

Fig. 18 の結果を確認するために、Fig. 13 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。Fig. 19 は等価回路である。スプーン型フェライトコア間のギャップを10mm、二次側を抵抗負荷  $1\Omega$ 、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変換効率を調べた。

Table 5 に電力変換効率を示す。Table 5 より共振用コンデンサの値が  $40\mu\text{F}$  の場合に電力変換効率が82.7%と最大になる。この結果は、Fig. 18 の電力変換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]。

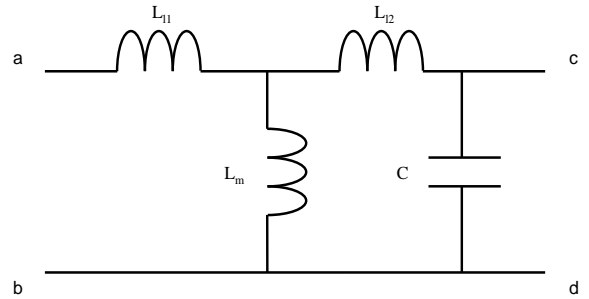


Fig. 19 Equivalent circuit

Table 5. Experimented power transmission rate (R:  $1[\Omega]$ )

C[ $\mu\text{F}$ ]	入力 [W]	出力 [W]	効率 [%]
20	1.99	1.53	76.8
40	1.97	1.63	82.7
60	2.23	1.61	72.2
80	3.23	1.91	59.1
100	3.11	1.99	64.0

以上の結果から、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の一手法を確立した。

## 6. まとめ

本稿では、非接触給電システムの基幹要素である一次・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、離散値系ウェーブレット変換の多重解像度解析、変圧器性能指標の測定、および線形計画法による電力伝送効率の最適化を行った。

3次元磁界ベクトル分布に対する離散値系ウェーブレット変換の多重解像度解析は、漏洩磁束の少ない最適コア形状の決定と電磁環境問題の解決策である低 SAR を実現する非接触給電用一次・二次コア分離型変圧器の最適化指標を明確に与えることを示した。

有限要素法を用いて変圧器の回路定数、抵抗、インダクタンスを算出した。さらに、それらの回路定数を用いて、特定の負荷時における二次共振型変圧器の最適なコンデンサ容量と動作周波数を線形計画法で決定し、非接触給電用一次・二次コア分離型変圧器設計の一手法を述べた。

## 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。

#### 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 Biennial 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.