

# 電気自動車用非接触給電の同一寸法の H 型トランスと 円形トランスの給電可能範囲・漏洩電磁界の比較

徐 将希\* 清水 良太郎 金子 裕良 (埼玉大学)

Comparison of Charge Zones and Leakage Electromagnetic Field Between the Same Size H-shaped Core Transformer and Circular Core Transformer of Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles  
Masaki Jo\*, Ryotaro Shimizu, Yasuyoshi Kaneko, (Saitama University)

Wireless power transfer system for electric vehicles contains two types of transformers: an H-shaped core transformer and a circular core transformer. In this paper, we present the experimental results of 3 kW power supply for comparing the charge zones and leakage electromagnetic field between the same coil size H-shaped core transformer and circular core transformer.

キーワード：電気自動車，非接触給電，トランス，効率，給電可能範囲，漏洩電磁界  
(Electric vehicle, Wireless power transfer, Transformer, Efficiency, Charge zone, Leakage electromagnetic field)

## 1. はじめに

近年，環境問題や石油依存度の軽減から電気自動車 (EV) やプラグインハイブリット車 (PHV) が注目されている。現在の EV 等への給電はケーブルを用いたコンダクティブ方式が主流であるが，利便性，安全性，保守容易性から非接触給電方式<sup>(1)</sup>が注目されており，研究が進められている。

電気自動車用の非接触給電装置は地上の送電コイルと車載の受電コイル間のギャップ長変動と前後左右の位置ずれが避けられない。ギャップ長変動や位置ずれが生じると，効率の低下，コイル端子電圧の増大，一次二次電圧比の変動によるインバータ容量の増大，などの問題が生じる。よってこれらの問題が生じない，定格の給電電力を高効率かつ安全に給電できる範囲 (給電可能範囲) に車を駐車する必要がある。また，電気自動車用非接触給電はエアギャップを介し kW クラスの電力を伝送するため，トランスから放射される漏洩電磁界が大きい。漏洩電界・漏洩磁界は人体や電子機器に悪影響を与える恐れがあるため，実用化の上でも漏洩電磁界はなるべく低く抑えたい。以上に述べた給電可能範囲及び漏洩電磁界はトランスの性能を表す重要な指標である。

電気自動車用の非接触給電トランスには，磁界構造の違いから，角形コア両側巻 (H 型<sup>(2)</sup>，Solenoid 巻，Polarized type<sup>(3)</sup>とも呼ばれる) と円形コア片側巻 (Circular type とも呼ばれる) の 2 方式がある。角形は小型軽量化，長ギャ

ップ化，左右方向の位置ずれ許容量の点で優れている。一方で円形は角型に比べ周辺環境に放射する漏洩電磁界のレベルが低い特徴がある。磁界構造の相違から両者にはそのままでは互換性が無く，標準化の上で両トランスの性能比較が重要である。

これに対し我々は，ギャップ長 125mm で結合係数を揃えた H 型トランスと円形トランスの給電可能範囲の比較を行った<sup>(4)</sup>。しかし，実用上ではコイルサイズを揃えた特性比較が好ましく，漏洩電磁界の比較もなされていない。

本論文では，同一寸法 (360mm 四方) の H 型トランスと円形トランスの 3kW 給電時の給電可能範囲及び漏洩電磁界の比較を行った結果を報告する。以下，2 章では非接触給電システムの構成と基本特性について，3 章では H 型トランスと円形トランスの給電可能範囲の比較について，4 章では漏洩電磁界の比較について述べ，5 章でまとめを述べる。

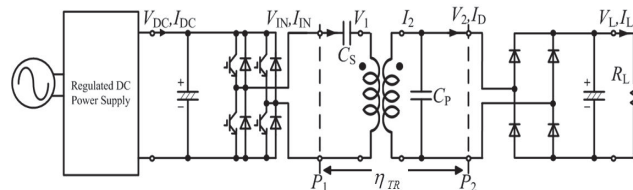


図 1 非接触給電システム

Fig. 1. Wireless power transfer system.

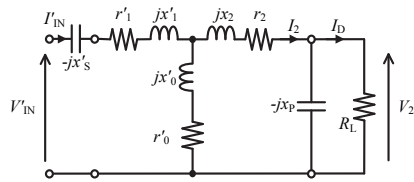


図2 詳細等価回路

Fig. 2. Detailed equivalent circuit.

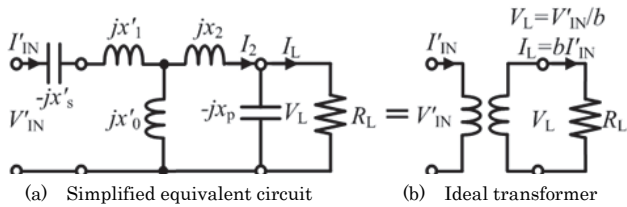


図3 簡易等価回路と理想変圧器

Fig. 3. Simplified equivalent circuit and ideal transformer.

## 2. 電気自動車用非接触給電システム

〈2・1〉 システム構成と基本特性 本論文では SP 方式を採用した。そのシステム構成を図 1 に示す。高周波電源は方形波フルブリッジインバータを用い、二次側整流回路には全波整流器を用いる。直列及び並列コンデンサ  $C_S$ 、 $C_P$  と整流器と平滑コンデンサを含む抵抗負荷  $R_L$  を加えた詳細等価回路を図 2 に示す。給電トランスの巻数比を  $a$  とし、一次側諸量は二次側に換算しダッシュをつけて表す。 $C_S$ 、 $C_P$  を式(1)のように選び、電源周波数において  $I_0$ 、 $I_1$ 、 $I_2$  より十分小さい  $r_0$ 、 $r_1$ 、 $r_2$  を無視すると、詳細等価回路は式(2)のような巻数比  $b$  の理想変圧器と等価となる (図 3 参照)。ここで、 $b$  は結合係数  $k$  とほぼ等しい値をとる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_P} = x_p = x'_0 + x_2, \quad \frac{1}{\omega_0 C_S} = x'_S = x'_1 + \frac{x'_0 x_2}{x'_0 + x_2} \quad \dots (1)$$

$$V'_{IN} = bV_2, \quad I'_{IN} = I_D/b, \quad b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \quad \dots (2)$$

### 〈2・2〉 トランス効率

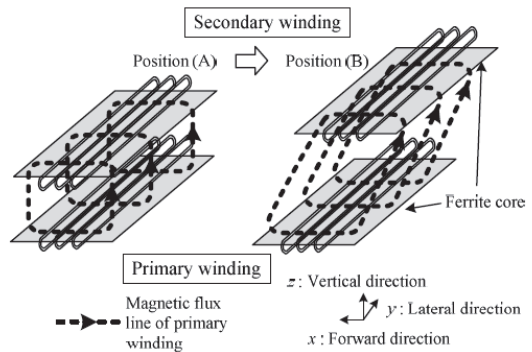
銅損のみを考慮したトランス部の最大効率  $\eta_{max}$  とその時の抵抗負荷  $R_{Lmax}$  は(3)式となる。

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1}}, \quad R_{Lmax} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1} \quad \dots (3)$$

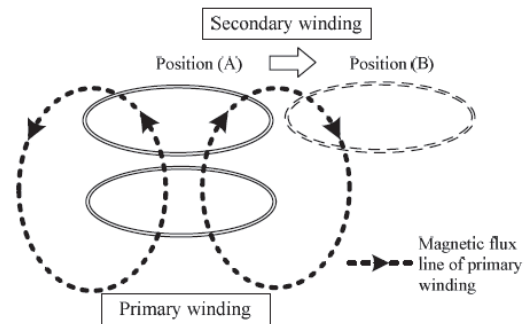
(3)式を用いれば、給電トランスの最適設計や最大効率運転が可能となる。また、(3)式は結合係数  $k$  とコイルの  $Q$  値 ( $Q_1 = \omega_0 L_1 / r_1$ 、 $Q_2 = \omega_0 L_2 / r_2$ ) を用いて(4)式のように表すことができる<sup>(5)</sup>。

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}}, \quad R_{Lmax} = \frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} \quad \dots (4)$$

〈2・3〉 非接触給電トランスの種類 電気自動車用非接触給電トランスは、角型 (H 型) コア方式と円形コア方式の二種類があり、巻線方式が異なる。円形コア方式は片



(a) H-shaped core transformer



(a) Circular core transformer

図4 磁界形状

Fig. 4. Magnetic field.

側巻であるのに対し、H 型コア方式は両側巻であり、円形コア方式に比べてトランスのコア幅は約半分良く、トランスの小型化が容易である<sup>(6)</sup>。これは巻線方式により磁界形状が異なるためである (図 4 参照)。円形コイルの磁界形状はコイルの中心を垂直に貫く形状であり、位置ずれが起きると磁束が打ち消しあうようになるが、H 型コア方式ではコイルの中心を水平に貫く磁界形状であり、左右方向の位置ずれが起きても磁束が打ち消しあわないため、左右方向の位置ずれに強い。

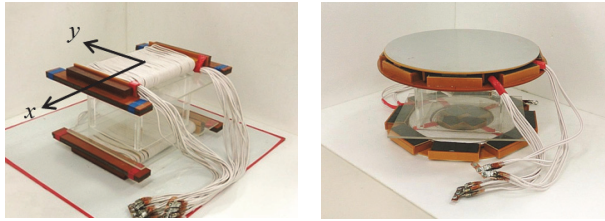
### 〈2・4〉 給電可能範囲

給電可能範囲の条件は、定格の給電電力を送れること、高効率であること、安全であることである。効率以外の問題として、ギャップ長が短い位置ずれが小さい時、結合係数  $k$  が高いためにインバータの出力電圧を高くしないと定格電力を送れない問題、インバータが進相運転になり運転できない問題、また、ギャップ長または位置ずれが大きい時に、端子電圧  $V_1$  が大きくなりすぎる問題、などがある。

本論文では、 $P_{out} = 3.0 \text{ kW}$  で給電可能 (インバータ出力  $V_{IN} < 350 \text{ V}$ 、 $I_{IN} < 35 \text{ A}$  の範囲)、かつトランス効率  $\eta_{TR} > 90\%$  の範囲を給電可能範囲とする。

### 〈2・5〉 漏洩電磁界

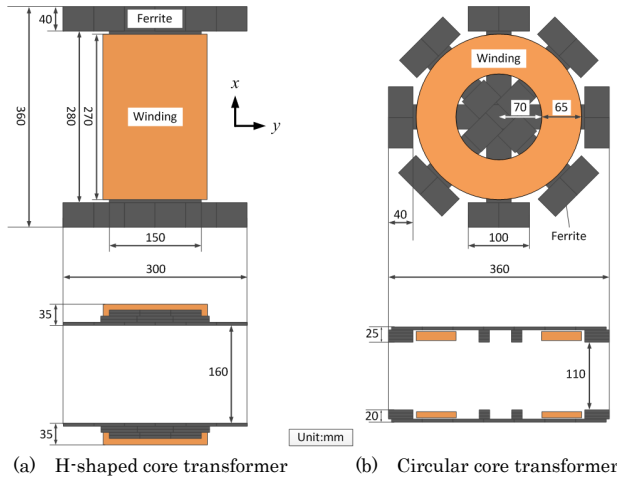
電気自動車用非接触給電はエアギャップを介し電力を伝送するため、周囲に放射される漏洩電磁界が問題となる可能性がある。漏洩電磁界は人体や電子機器に悪影響を及ぼす。人体への影響に関しては ICNIRP によって磁束密度の基準値が定められており、電



(a) H-shaped core transformer (b) Circular core transformer

図 5 トランス写真

Fig. 5. Transformer's outline.



(a) H-shaped core transformer (b) Circular core transformer

図 6 トランス寸法

Fig. 6. Transformer's dimensions.

子機器等への影響に関しては CISPR や電波法等で電磁界強度の基準値が定められている。漏洩電磁界が規制値に対してどの程度の大きさか検討することは実用化の上で重要である。

### 3. H型トランスと円形トランスの給電可能範囲

〈3-1〉 H型トランスと円形トランスの設計 比較実験に用いる H型トランス及び円形トランスの写真と寸法を図 5 と図 6 に示す。x 方向は車の前後方向を、y 方向は左右方向を示している。H型トランス、円形トランスのコイルサイズを 360mm 四方の同一寸法とした。送電部を地表に置く場合、ギャップ長は 70~150mm となるため、今回はギャップ長 100mm、150mm の二点を標準状態とした。

H型トランスにおいて、一次側及び二次側巻線のターン数は、一次巻線端子電圧  $V_1$  の過大を防ぎ、ギャップ長 150mm での負荷電圧が 300V 程度となるように一次側：二次側を 14 ターン：4 ターンに設計した。トランス構造による自己インダクタンスの違いを明らかにするため、円形トランスは H型トランスと同様の巻数に設計した。円形トランスは  $V_1$  が過大になってしまうため、一次側は分割コンデンサ方式<sup>7)</sup>を採用した。並列数は、両トランスの巻線抵抗を最小にするため有効巻率分増やしている。また、漏れ磁束遮蔽用アルミ板として、H型トランスはトランスの背面に 600×600mm×1mm のアルミ板を、円形トランスは 360φ×2mm のアルミ板を使用している。アルミ板の面積が異な

表 1 トランス仕様

Table 1. Transformer's specifications.

Type		H-shaped core	Circular core
Weight[kg]	Primary	5.69	6.54
	Secondary	6.68	7.65
Winding	Primary	14T×4p	14T×2p
	Secondary	4T×15p	4T×8p

表 2 トランス定数

Table 2. Transformer's parameters.

Type	H-shaped core		Circular core	
gap[mm]	100	150	100	150
$f_0$ [kHz]	85			
$r_1$ [mΩ]	72.7	71.9	125	130.3
$r_2$ [mΩ]	7.54	7.43	5.32	8.1
$l_0$ [μH]	22.76	14.07	19.75	9.25
$l_1$ [μH]	47.53	53.69	82.33	91.63
$l_2$ [μH]	4.50	4.92	6.59	7.33
$L_1$ [μH]	70.3	67.8	102.1	100.9
$L_2$ [μH]	6.36	6.07	8.21	8.08
$C_s$ [μF]	0.0551	0.0539	0.0357	0.0351
$C_p$ [μF]	0.551	0.578	0.427	0.434
$k$	0.308	0.198	0.195	0.093
$b$	0.292	0.189	0.196	0.093
$R_{Lmax}$ [Ω]	10.9	15.6	31.2	53.1
$\eta_{max}$ [%]	0.986	0.979	0.983	0.956
$Q_1$	516	500	436	413
$Q_2$	450	434	824	533

表 3 実験における各ギャップ長での抵抗負荷

Table 3. Optimum load at each air gap.

gap[mm]	50	100	150	175	200	220
$R_L$ (H-shaped)[Ω]	5	15	25	35	35	40
$R_L$ (Circular)[Ω]	30	40	100	135	/	/

るのは、円形トランスの効率はアルミ板の面積が大きいほど低下するためである。

表 1 にトランス仕様を、表 2 にギャップ長 100mm、150mm での H型トランスと円形トランスの LCR メータによる定数測定結果を示す。同一ギャップでの一次二次自己インダクタンス  $L_1$ 、 $L_2$  を比較すると、円形トランスは H型トランスに比べ、 $L_1$  は 1.5 倍、 $L_2$  は 1.3 倍大きい。一方、同一ギャップでの結合係数  $k$  を比較すると、H型トランスは円形トランスに比べ約 0.1 程度高いことがわかる。

〈3-2〉 実験条件 図 1 の回路を用い、インバータ周波数 85kHz で 3kW 給電を行い、ギャップ変動及び標準状態からの位置ずれ時のトランス効率  $\eta_{TR}$  を測定した。測定範囲はトランス効率 90% を少し下回る範囲までとした。ここで、共振コンデンサ  $C_s$ 、 $C_p$  及び抵抗負荷  $R_L$  は各ギャップ長ごとの最適値とした。表 3 に各ギャップ長での抵抗負荷  $R_L$  の値を示す。なお、効率の測定には横河電機社製の電力計

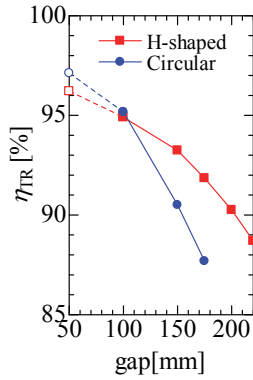


図7 ギャップ変動時の効率特性  
Fig. 7. Efficiency by gap change.

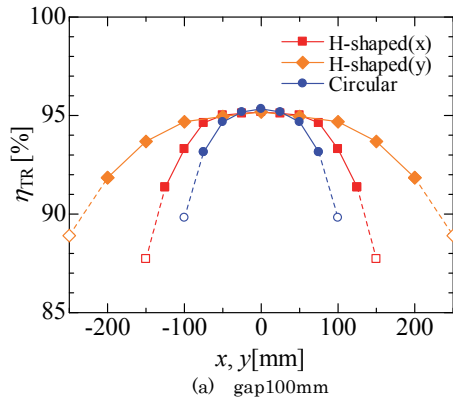
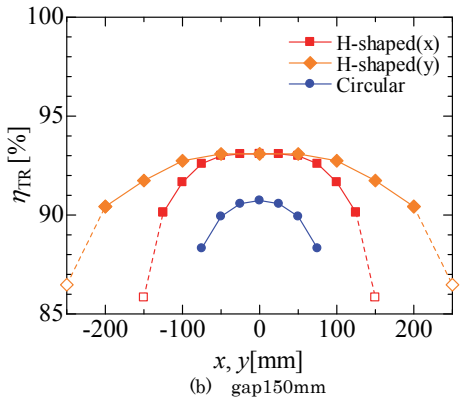


図8 位置ずれ時の効率特性  
Fig. 8. Efficiency by misalignment.



WT3000 を用いた。

〈3・3〉 ギャップ変動特性 図7にギャップ変動時の給電効率を示す。ギャップ長 50mm では結合係数  $k$  が高く安定化電源出力電圧の最大値 (350V) を超えるため 1.5kW 給電とし、他は 3kW 給電とした。

ギャップ長 100mm の給電効率は、H 型トランスが 94.9%、円形トランスが 95.2%で、効率はほぼ等しい。ギャップ長 150mm では H 型トランスが 93.2%、円形トランスが 90.5%で、H 型トランスは円形トランスに比べ効率が 2.7%高い。短ギャップでは両トランスに大きな差はないが、ギャップ長が大きくなると H 型トランスのほうが円形トランスに比べ効率が低いことがわかる。H 型トランスはギャップ長 200mm の長ギャップでもトランス効率 90.3%を達成している。

〈3・4〉 位置ずれ特性 標準状態 (ギャップ長 100mm, 150mm) での位置ずれ特性を測定した。測定はトランスの対称性から、H 型トランスは  $x \geq 0, y \geq 0$  の範囲、円形トランスは  $r \geq 0$  の範囲とし、測定結果を負領域に拡大して図示した。図8のグラフの白塗りの点は入力電流がインバータ容量を超えるため 1.5kW 給電とした際の効率を示している。

図8(a)にギャップ長 100mm の位置ずれ特性を示す。位置ずれなしの場合のトランス効率は両トランスではほぼ等しいが、位置ずれが生じると H 型トランスは  $x, y$  方向ともに円形トランスに比べトランス効率が低い。また、H 型トランスの位置ずれ時の効率は  $x$  方向に比べ  $y$  方向が高い。効率 90%以上となる範囲は円形トランスが 75mm であるのに対し、H 型トランスは  $x=125\text{mm}$  で 91.4%、 $y=200\text{mm}$  で 91.8%と、高効率を維持していることがわかる。

図8(b)にギャップ長 150mm の位置ずれ特性を示す。ギャップ長 150mm では、円形トランスは H 型トランスの  $x$  方向に比べトランス効率が全体的に 2.5~3%程度低い。効率 90%以上となる範囲は円形トランスが 25mm 以下に対し、H 型トランスは  $x=125\text{mm}$  で 90.1%、 $y=200\text{mm}$  で 90.4%となり、グラフから、H 型トランスの  $y$  方向は円形トラン

スに比べ約 4 倍以上の位置ずれ許容量を持つことがわかる。

〈3・5〉 給電可能範囲まとめ ギャップ変動時の給電可能範囲 (トランス効率 90%以上) は、H 型トランスは  $\text{gap} \leq 200\text{mm}$ 、円形トランスは  $\text{gap} \leq 150\text{mm}$  となった。また、ギャップ長 100mm での位置ずれ時の給電可能範囲は、H 型トランスは  $x \leq 125\text{mm}, y \leq 200\text{mm}$  となり、円形トランスは  $r$  (半径方向)  $\leq 75\text{mm}$  となった。ギャップ長 150mm での位置ずれ時の給電可能範囲は H 型トランスは  $x \leq 125\text{mm}, y \leq 200\text{mm}$  となり、円形トランスは  $r \leq 25\text{mm}$  となった。両トランスのターン数、並列数、巻き方などの巻線構造に関して詳細な最適化は図っていないが、平面寸法及びターン数が同じ場合においては、これらの結果から、H 型トランスは円形トランスに比べ給電可能範囲が広く、長ギャップで位置ずれの大きい電気自動車用非接触給電に適したトランスと言える。

#### 4. H 型トランスと円形トランスの漏洩電磁界

〈4・1〉 実験条件 図1の回路を用い、インバータ周波数 85kHz、3kW 給電時の H 型トランスと円形トランスの漏洩電磁界の比較を行った。測定は 6 面電波暗室で行っ

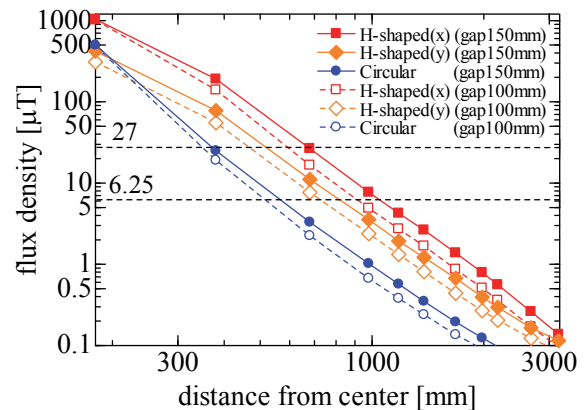


図9 漏洩磁束密度の比較  
Fig. 9. Comparison of leakage flux density.

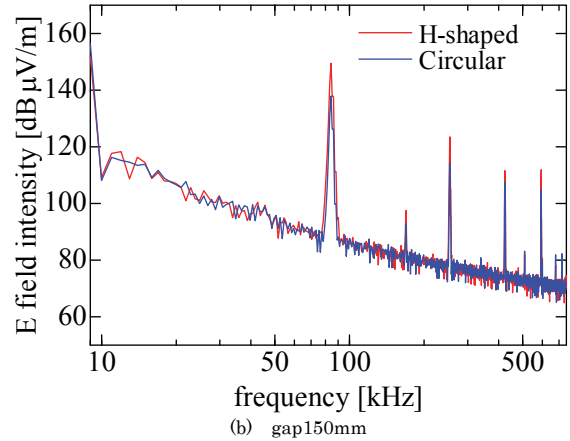
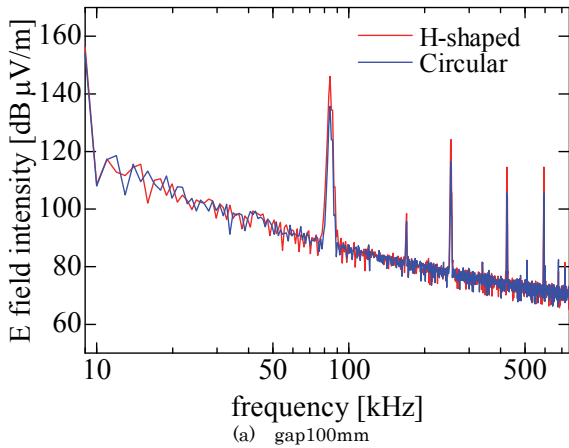


図 10 3m 地点の漏洩電界強度

Fig. 10. Leakage electric field at 3m distance.

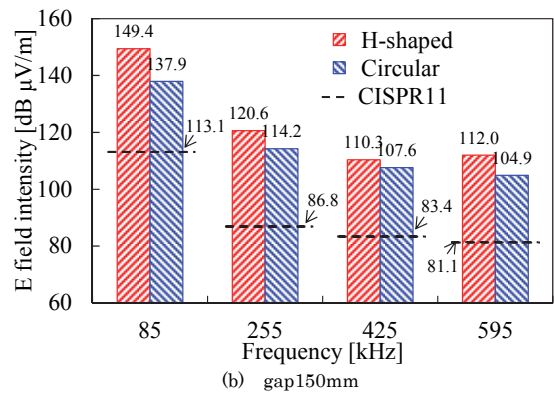
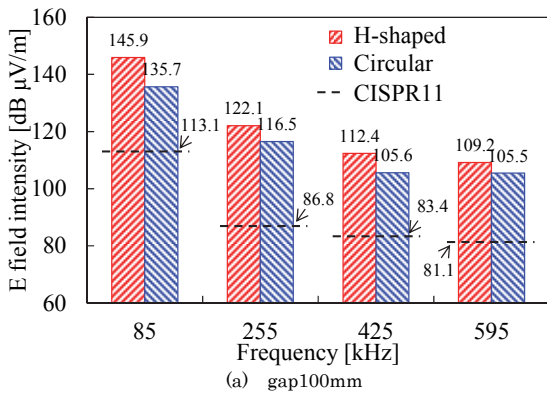


図 11 基本波及び高調波の漏洩電界強度の比較

Fig. 11. Comparison of leakage electric field of fundamental and harmonic components.

た。漏洩磁束密度の測定には Narda 社製の磁界暴露レベルテスタ ELT400 を用い、漏洩電界の測定は ETS-LINDGREN 社製の直径 60cm のループアンテナを用いた。なお、ループアンテナで測定された値は磁界であるため、磁界を電界に換算した。

〈4・2〉漏洩磁束密度の比較 磁界は人体へ悪影響を及ぼす。ICNIRP2010<sup>(6)</sup>の基準以下 (50kHz では  $27\mu\text{T}$  以下) であれば人体への影響はないと言われている。ここでは ICNIRP1998 (50kHz では  $6.25\mu\text{T}$  以下) についても同様の検討を行う。

標準状態 (ギャップ長 100mm, 150mm) での位置ずれなしの時の 3kW 給電時の H 型トランスと円形トランスの漏洩磁束密度の比較を図 9 に示す。図中の実線はギャップ長 150mm, 点線はギャップ長 100mm の測定結果を示している。トランスの指向性から H 型トランスは x 方向と y 方向の両方向の磁束密度を測定した。

H 型トランスの x 方向の磁束密度は y 方向に比べ平均で約 2 倍大きい。また、H 型トランスの x 方向の磁束密度は円形トランスに比べ平均で約 6~7 倍大きい。また、両トランスにおいて、ギャップ長 150mm の場合の磁束密度はギャップ長 100mm の場合に比べ、平均で約 1.5 倍大きい。

自動車の車幅を 1700mm, 左右後ろ方向 850mm を車の

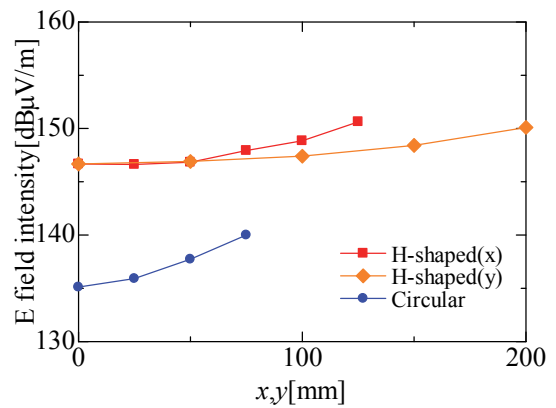


図 12 位置ずれ時の基本波の漏洩電界強度の変化 (gap100mm)

Fig. 12. Comparison of leakage electric field of fundamental and harmonic components.

外側のラインと仮定した場合、いずれの場合も車の外側では  $27\mu\text{T}$  の基準値を下回るため、安全と言える。

〈4・3〉漏洩電界強度の比較 電界は電子機器へ悪影響を及ぼす。現在電気自動車用非接触給電に関する規制値は検討段階であるため、CISPR11 で定められている IH 調

理器の基準を参考に比較を行った。測定は非接触給電装置の中心から水平に 3m 離れた点で行った。

図 10, 11 に(a)ギャップ長 100mm, (b)ギャップ長 150mm における H 型トランスと円形トランス漏洩電界強度を示す。図中の点線は CISPR11 の IH 調り器基準を示している。H 型トランスは y 方向に比べ x 方向の漏洩電界強度が大きいため、x 方向の結果のみを示した。

円形トランスの基本波の電界強度は、H 型トランスに比べ、ギャップ長 100mm で 10.2dB, ギャップ長 150mm で 11.5dB 低く、高調波の電界強度についても円形トランスは H 型トランスに比べ約 3~7dB 低い。

また、図 12 にギャップ長 100mm での位置ずれ時の基本波の漏洩電界強度を示す。円形トランスは H 型トランスに比べ位置ずれ時の基本波の漏洩電界の上昇率が高い結果となった。これは、漏洩電界は一次二次巻線に生じる起磁力の合成 ( $N_1I_{1N}+N_2I_2$ ) に比例する<sup>9)</sup>ためであり、円形トランスの方が位置ずれ時の結合係数  $k$  の変化の割合が大きく、式 (2)より、 $I_{1N}$  の増加が大きいためである。円形トランスが大きな位置ずれ時でも 3kW 給電可能であると仮定した場合、左右方向位置ずれ 150mm 程度で H 型トランスよりも漏洩電界が大きくなる可能性がある。

いずれの場合についても漏洩電界は IH 調り器基準値を上回るため、低減対策が必要である

## 5. まとめ

本論文では周波数 85kHz, 3kW 給電時の同一寸法 (360mm 四方) の H 型トランスと円形トランスの給電可能範囲及び漏洩電磁界の比較を行った。

ギャップ変動時の給電可能範囲は、H 型トランスはギャップ長 200mm 以下、円形トランスは 150mm 以下となった。また、ギャップ長 100mm での位置ずれ時の給電可能範囲は、H 型トランスは前後方向 125mm 以下、左右方向 200mm 以下、円形トランスは半径方向 75mm 以下となった。ギャップ長 150mm での位置ずれ時の給電可能範囲は、H 型トランスは前後方向 125mm 以下、左右方向 200mm 以下、円形トランスは半径方向 25mm 以下となった。円形トランスに比べ、H 型トランスの給電可能範囲が広い。特に駐車時の位置合わせが難しい左右方向位置ずれは、H 型トランスは円形トランスに比べギャップ長 100mm で 2 倍以上、ギャップ長 150mm で 4 倍以上給電可能範囲が広い結果となった。

漏洩電界に関しては、H 型トランスに比べ円形トランスは基本波の漏洩電界が約 10dB 低い。しかし、円形トランスは H 型トランスよりも位置ずれ時の基本波の漏洩電界の上昇率が高い結果となった。いずれの場合についても漏洩電界は IH 調り器基準値を上回るため、低減対策が必要である。

- (1) 阿部 茂・金子裕良:「非接触給電技術」, 電気学会誌, Vol.128, No.12, pp.796-799 (2008)
- (2) 千明将人・長塚裕一・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・鈴木 明:「新コア構造による電気自動車用非接触給電装置トランスの小型軽量化」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-11-48, pp.139-144 (2011)
- (3) M.Budhia, G.A.Covic, and J.T.Boys: "A New Magnetic Coupler for Inductive Power Transfer Electric Vehicle Charging Systems", IEEEIECON 2010, pp. 2481-2486 (2010)
- (4) 三田祐輔・金子裕良・阿部 茂:「電気自動車用非接触給電装置の H 型トランスと円形トランスの給電可能範囲の比較」, 平成 25 年電気学会自動車研究会資料, VT-13-005, pp.25-30 (2013)
- (5) 遠井敬大・金子裕良・阿部 茂:「非接触給電の最大効率の結合係数  $k$  とコイルの  $Q$  による表現」, 電気学会論文誌 D, Vol.132, No.1, pp.123-124 (2012)
- (6) 岩田卓也・江原夏樹・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・井田和彦:「電気自動車用非接触給電装置のトランス巻線方式による特性比較」, 電学半導体電力変換研究会資料, SPC-09-39, pp.109-114 (2009)
- (7) 山中智裕・野口真伍・金子裕良・阿部 茂, 保田富夫, 鈴木 明:「電気自動車の急速充電用非接触給電システム」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, JIASC2011, 2-11, pp.II407-II412 (2011)
- (8) International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), "Guidelines for limiting exposure to time varying electric, magnetic, and electromagnetic fields" (2010).
- (9) 毎川研吾・今井邦夫・皆川裕介・有満 稔・岩野 浩:「電気自動車用非接触充電システムの周辺磁場低減技術」, 自動車技術会学術講演会前刷集 No.110-13 (2013)