

# 電気自動車用非接触給電の H型トランスと円形トランスの給電可能範囲の比較

三田 祐輔\* 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

## Comparison of Charge Zone Between H-shaped Transformer and Circular Transformer of Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle

Yusuke Mita\*, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

### Abstract

A contactless power transfer system for electric vehicles should have a larger charge zone, considering the convenience when parking. Contactless power transformers have two types structure, one is a H-shaped core transformer, another is a circular core transformer. In this paper, we defined a charge zone as the zone which can supply the required power with a high efficiency and safety, and we present the experimental results of 1.5kW power supply for comparing the charge zone of these transformers. Because the condition of the power supply is different, we compared the charge zone defined by Auckland University with the charge zone defined by us.

キーワード：電気自動車，非接触給電，電磁誘導，効率，給電可能範囲

(Electric vehicle, Contactless power transfer, Electromagnetic induction, Efficiency, Charge zone)

### 1. はじめに

近年，地球環境問題や石油価格の高騰により，プラグインハイブリッド自動車（PHV）や電気自動車（EV）の普及が進んでいる。現在は電気ケーブルとコネクタで車両に給電するコンダクティブ方式であるが，コードレス化による安全性や利便性の向上を考えると，将来は非接触給電方式が有望である<sup>(1)</sup>。

電気自動車用の非接触給電装置は，地上の送電トランスと車載の受電トランス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起きると，(1)給電効率の低下，(2)漏れ磁束による車体外板の加熱や人への影響，(3)一次二次電圧比の拡大による電源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位置(給電可能範囲)に車を駐車する必要がある。そのため，給電可能範囲は非接触給電トランスの性能を示す重要な指標の一つである。

電磁誘導方式の電気自動車用非接触給電トランスには両側巻 H 型コアトランス<sup>(2)(3)(4)</sup>と片側巻円形コアトランス<sup>(5)(6)</sup>の二種類がある。これらは磁界形状が異なり，H 型コアトランスは円形コアトランスに比べ，小型軽量で左右方向の位置ずれに強いという特徴がある。我々は電気自動車用非接触給電装置として，位置ずれ許容範囲の広い，両側巻 H 型コアトランスを用いた一次直列二次並列コンデンサ方式を提案してきた<sup>(2)(3)(4)</sup>。しかし，H 型コアトランスと円形コアトランスの給電可能範囲をどのような条件で比較すればよいのか，また，どの程度異なるのか，という点について

は十分知られていない。

給電可能範囲について，我々はトランス効率が一定値以上（例えば 90%以上）を給電可能範囲としている。これに対し Auckland 大は，入力電流が一定( $I_{IN}=23A$ )で所望の給電電力を給電できる( $P_{out} \geq 7kW$ )範囲を給電可能範囲としている<sup>(7)</sup>。しかし，所望の給電電力を得られる範囲を給電可能範囲とした場合，低効率でも電力さえ送ることができれば給電可能となる恐れがある。低効率時は放熱の問題等もあり，高効率であることが必要なのは明らかである。

本論文では，ギャップ長 125mm で 100mm 以上の位置ずれを許容する，両側巻 H 型コアトランスと片側巻円形コアトランスを設計製作し，給電可能範囲を比較する。設計の条件は，(1)大きさが同程度であること，(2)gap150mm の時でも高効率( $\eta_{TR} \geq 90\%$ )であること，(3)3kW 給電できること，とした。なお，トランスの大きさは遮蔽用の Al 板の大きさが 450mm 四方に収まる大きさとした。

給電可能範囲については，我々のトランス効率による給電可能範囲と Auckland 大の給電電力による給電可能範囲の両面から，H 型トランスと円形トランスの給電可能範囲を比較すると共に，両給電可能範囲の相違も明らかにする。

以下，2 章で対象とする非接触給電システムの特性，3 章で製作した各トランスの性能と給電可能範囲の詳細，4 章で Auckland 大との給電可能範囲の比較について述べる。

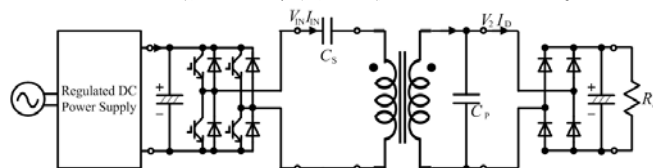


Fig. 1. Contactless power transfer system.

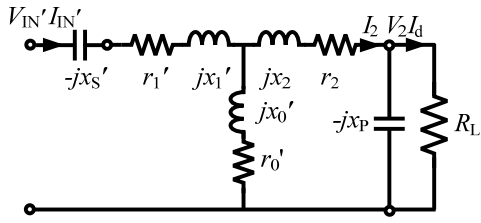


Fig.2. Detailed equivalent circuit.

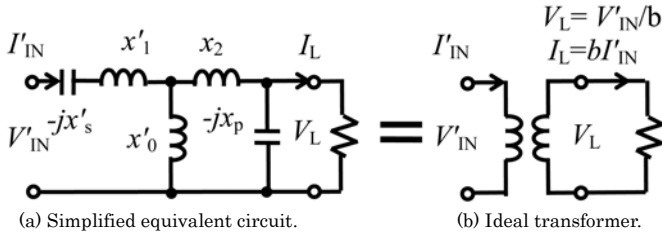


Fig.3. Simplified equivalent circuit and Ideal transformer.

## 2. 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 一次直列二次並列コンデンサ方式の非接触給電システムの構成を Fig.1 に示す。高周波電源にはフルブリッジインバータを用いた。給電トランスを T 形等価回路で表し、直列および並列共振コンデンサ  $C_s$ 、 $C_p$  と抵抗負荷  $R_L$  を加えた詳細等価回路を Fig.2 に示す。なお、巻数比を  $a=N_1/N_2$  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。実際の給電トランスでは、フェライトコアとリッツ線を用いると、鉄損を表す  $r_0'$  と巻線抵抗  $r_1', r_2$  は、電源周波数  $f_0$  においてトランスのリアクタンス  $x_0', x_1', x_2$  に比べ十分小さい。従って、巻線抵抗  $r_1', r_2$  と鉄損  $r_0'$  を省略し、Fig.3 (a) の簡略等価回路で考える。

まず二次側並列コンデンサ  $C_p$  の値を、電源周波数  $f_0$  において励磁リアクタンス  $x_0'$  と漏れリアクタンス  $x_2$  との和 (二次巻線の自己リアクタンス  $\omega_0 L_2$ ) に共振するように(1)式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_p} = x_p = \omega_0 L_2 = x_0' + x_2 \dots\dots\dots (1)$$

次に一次側直列コンデンサ  $C_s$  の値を(2)式の値に決める。

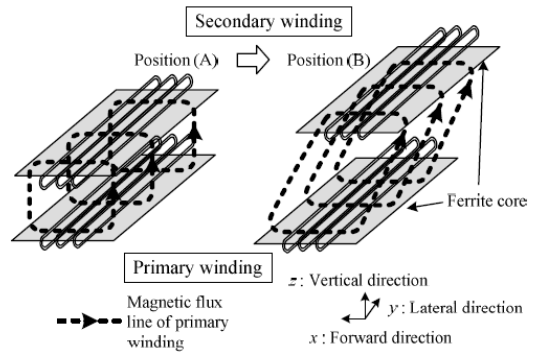
$$\frac{1}{\omega_0 C_s} = x_s' = \frac{x_0' x_2}{x_0' + x_2} + x_1' \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $V_{IN}'$  と  $V_2$ 、 $I_{IN}'$  と  $I_L$  の関係を求めると、

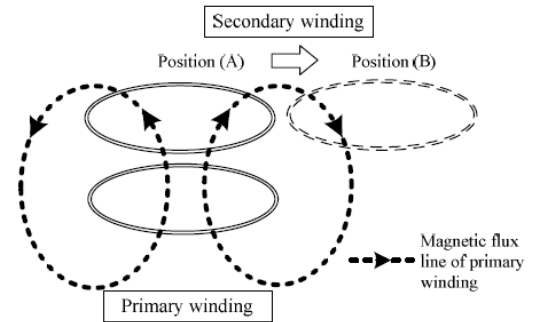
$$V_{IN}' = b V_2, \quad I_{IN}' = \frac{I_L}{b}, \quad b = \frac{x_0'}{x_0' + x_2} \dots\dots\dots (3)$$

となり、Fig.3(a)の回路は Fig.3(b)の巻数比  $b$  の理想変圧器と等価であることが分かる。この時、 $b$  は結合係数  $k$  にほぼ等しくなる。

〈2・2〉 H 型コア方式と円形コア方式の磁界形状 電気自動車用非接触給電トランスは、ギャップ長が 80mm~150mm 程度で使うことを想定しており、結合係数  $k$  は 0.2 以上が望ましい。このため、ギャップ長と同程度以上のコイル



(a) H-shaped Coil.



(b) Circular Coil.

Fig.4. Magnetic field.

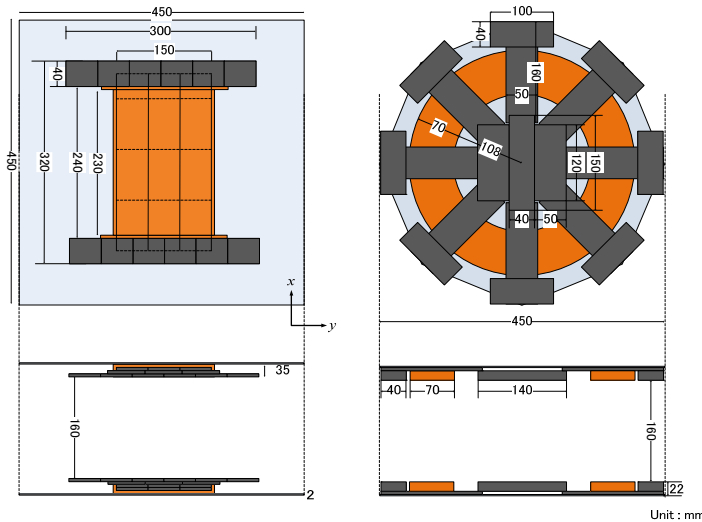
幅が必要だが、H 型コア方式と円形コア方式では巻線方式が異なるため、必要な大きさが異なる。円形コア方式は片側巻であり、トランスのコア幅は、(コイル幅+磁極幅)の2倍程度必要なのに対し、H 型コア方式は両側巻であり、円形コア方式に比べトランスの小型化が容易である<sup>(2)</sup>。これは巻線方式により磁界形状が異なるためであり、その磁界形状を Fig.4 に示す。円形コイルの磁界形状はコイルの中心を縦に貫く形状であり、位置ずれが起きると磁束が打ち消しあうようになるが、H 型コア方式ではコイルの中心を横に貫く磁界形状であり、左右方向の位置ずれが起きても磁束が打ち消しあわないため、左右方向の位置ずれに強い。

〈2・3〉 給電可能範囲の決定法 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が、効率以外にも給電範囲が制限される問題がある。ギャップ長が短く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、またギャップ長が短く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、などである。

本論文では、 $P_{out}=1.5kW$  一定( $V_2$  一定)で給電し、トランス効率  $\eta_{TR}>90\%$  の範囲を給電可能範囲とする。しかし、Auckland 大では入力電流  $I_{IN}=23A$  一定で給電し、 $P_{out}>7kW$  となる範囲を給電可能範囲としている<sup>(7)</sup>。埼玉大と Auckland 大では給電条件が異なり、その評価方法も異なる。今回は H 型トランスと円形トランスの両方式の給電可能範囲を求め、比較・検討を行う。



(a)H-shaped Transformer's outline. (b)Circular Transformer's outline.



(c)H-shaped Transformer's dimension. (d)Circular Transformer's dimension.

Fig.5. Transformer's outline and it's dimension.

### 3. H型トランスと円形トランスのトランス効率による給電可能範囲

〈3・1〉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  $R_{L\max}$  は(4)式となる。

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r_1'}{r_2} + 1}}, R_{L\max} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r_1'}{r_2} + 1} \dots\dots (4)$$

(4)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、(4)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(5)式のように表すことができる<sup>(8)</sup>。

$$\eta_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}}, R_{L\max} = \frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} \dots\dots (5)$$

〈3・2〉H型トランスと円形トランス H型トランス<sup>(4)</sup>と給電可能範囲を比較するため、円形トランスを設計・製作した。Fig.5にH型トランスと円形トランスの写真と形状を示す。円形トランス設計の条件として、(1)標準状態(ギャップ長125mm, 位置ずれなし)で結合係数  $k \approx 0.2$ , (2)位置ずれ許容量が100mm以上あること, (3)450mm四方に収まる大きさ, (4)gap150mmの時でも高効率( $\eta_{TR} > 90\%$ )であること, (5)3kW給電できること, とした。ただし、(3)の大きさはトランス本体の大きさではなく、遮蔽用のAl板の大きさも含めた大きさであり、トランス本体の大きさはH型ト

Table 1. Transformer's Specifications.

Type		H-shaped core	Circular core
Weight[kg]	Primary	6.70	9.82
	Secondary	6.43	10.54
Winding	Primary	3p×20T	2p×16T
	Secondary	15p×4T	8p×4T

Table 2. Transformer's Parameters.

Type	H-shaped core	Circular core
$f_0$ [kHz]	50	
$r_0$ (m $\Omega$ )	1.70	38.5
$r_1$ (m $\Omega$ )	162.30	76.50
$r_2$ (m $\Omega$ )	6.33	11.39
$l_0$ ( $\mu$ H)	31.75	37.75
$l_1$ ( $\mu$ H)	120.52	135.90
$l_2$ ( $\mu$ H)	4.91	9.16
$C_s$ ( $\mu$ F)	0.0695	0.0610
$C_p$ ( $\mu$ F)	1.640	0.880
$k$	0.207	0.211
$b$	0.206	0.205
$R_{L\max}$ [ $\Omega$ ]	9.76	12.01
$\eta_{\max}$ [%]	96.8	98.0
$Q_1$	292	474
$Q_2$	303	262

ランスのほうが小さい(円形トランスの約60%)。

Table.1は比較に用いたトランスの仕様を、Table.2は周波数  $f_0 = 50$ kHz, 標準状態の時の各トランスのパラメータを示す。重量はH型トランスのほうが軽い(円形トランスの約65%)。また、トランスの性能を示す  $Q$  値は、H型トランスは  $Q_1 \approx Q_2 = 300$ , 円形トランスは  $Q_1 = 475$ ,  $Q_2 = 250$  となった。H型トランスよりも円形トランスの  $Q_1 \times Q_2$  が高いため、トランスの最大効率  $\eta_{\max}$  はH型トランスが96.8%であるのに対し、円形トランスは1.2%高い98.0%となった。

〈3・3〉給電可能範囲の実験条件 Fig.1の回路で入力電圧  $V_{IN}$  を変化させて、周波数  $f_0 = 50$ kHz, 1.5kW給電を行い、両トランスの各位置のトランス効率  $\eta_{TR}$  を測定した。ただし、コンデンサ  $C_s$ ,  $C_p$  の値は、ギャップ長が短い時にインバータが進相運転にならないようにするため、ギャップ長100mmの時の  $C_s$ ,  $C_p$  の値(H型トランスは  $C_s = 0.070 \mu$ F,  $C_p = 1.60 \mu$ F, 円形トランスは  $C_s = 0.063 \mu$ F,  $C_p = 0.847 \mu$ F)を用いた。また、3kW用トランスにも関わらず実験での給電電力を1.5kWとしたのは、3kWだと位置ずれが大きい時に端子電圧  $V_1$  が高くなりすぎ、低効率( $\eta_{TR} < 90\%$ )の範囲が測定できないためである。抵抗負荷  $R_L$  は各ギャップ長で最高効率を得るため、各ギャップ長の位置ずれなし時の値を用い、ギャップごとに変化させた(H型トランスは6.3~12.4 $\Omega$ , 円形トランスは8.3~17.6 $\Omega$ )。車の前後方向の位置ずれを  $x$ [mm], 左

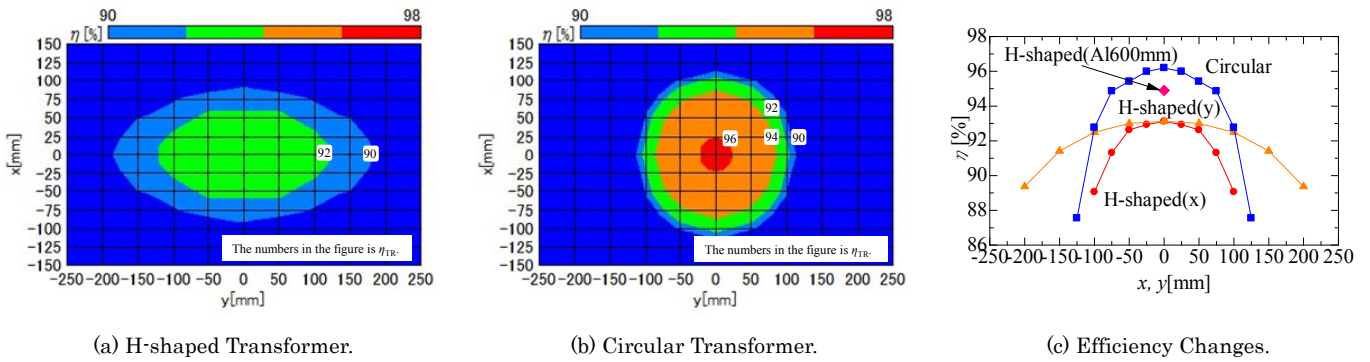


Fig.6. Efficiency Changes by Misalignment(gap125mm).

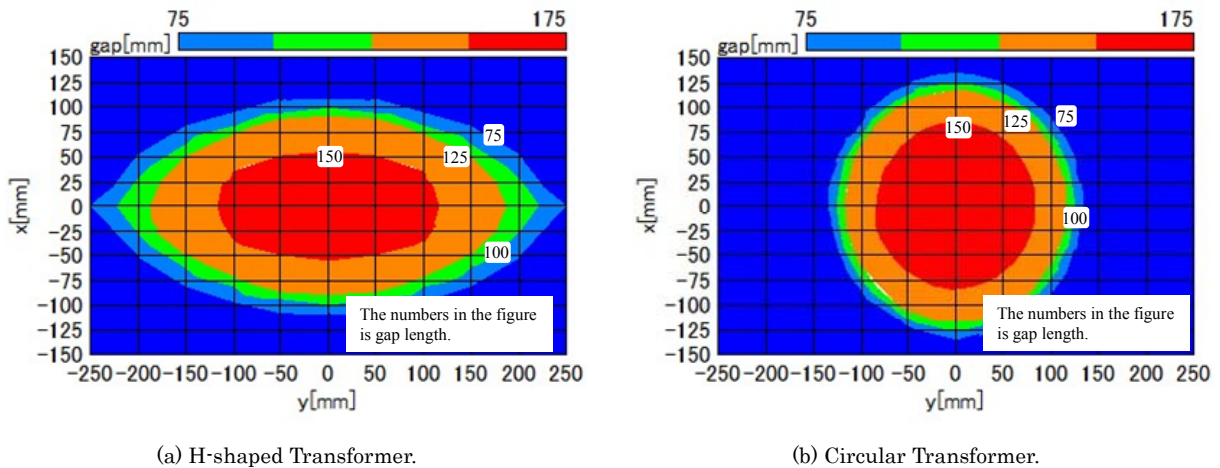


Fig.7. Charge Zones of Each Gap.

右方向の位置ずれを  $y$ [mm] とし、測定は  $\eta_{TR}$  が 90% を少し下回る範囲までとした。H 型トランスは  $x \geq 0, y \geq 0$  の範囲のみ測定を行い、円形トランスは  $x$  軸上の + の範囲のみ測定を行い、トランスの対称性から測定データを全領域に拡大して図示した。

〈3・4〉位置ずれによる効率の変化 Fig.6 にギャップ長 125mm 時の位置ずれによる H 型トランスと円形トランスの効率  $\eta_{TR}$  の変化を示す。Fig.6(c) には両トランスの  $x, y$  軸上の位置ずれによる効率の変化を示す。H 型トランスは遮蔽用の Al 板を大きくすると効率が上がる。参考までに、Al 板 600mm×600mm を用いた位置ずれなしの時の効率( $\eta_{TR} \approx 95\%$ )を Fig.6(c) 中に示す。

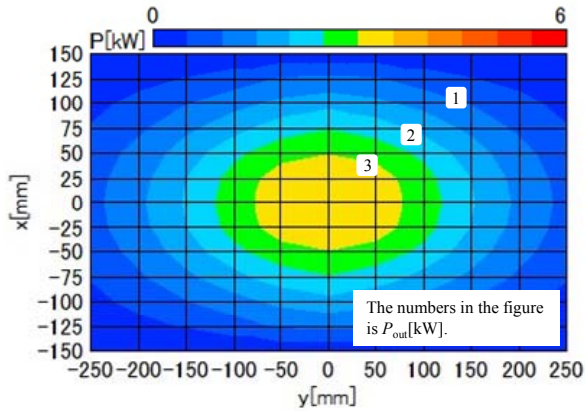
Fig.6(a) より、H 型トランスの効率が、 $\eta_{TR}=92\%$  となるのは  $(x, y)=(60, 0), (x, y)=(0, 120)$  の時、 $\eta_{TR}=90\%$  となるのは  $(x, y)=(90, 0), (x, y)=(0, 180)$  の時であり、 $y$  方向は  $x$  方向の約 2 倍の位置ずれ許容量となった。

Fig.6(b) より、円形トランスの効率は、位置ずれが 80mm 以上 ( $\eta_{TR} < 94\%$ ) となると急激に効率が低下し始め、20mm 位置ずれが大きくなっただけで  $\eta_{TR}$  が 2% 低下し、さらに 15mm 位置ずれすると  $\eta_{TR}$  は 90% となった。 $\eta_{TR}=90\%$  の時の各トランスの位置ずれ許容量を比較すると、H 型トランスは円形トランスより  $x$  方向は 25mm 小さく、 $y$  方向は 65mm 大きい。位置ずれが小さい時は円形トランスの方が効率は高い(位置ずれなしで円形トランスは 96.2%、H 型トランスは 93.1%)

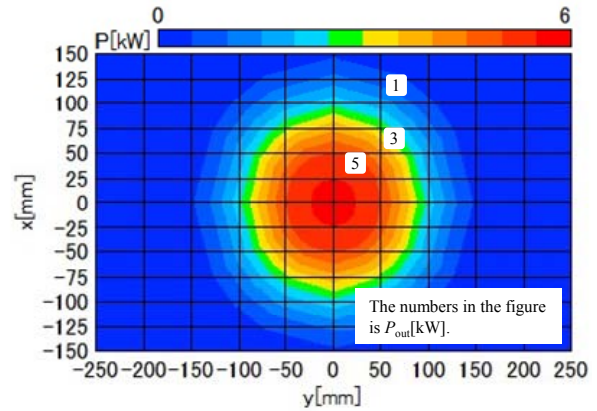
が、位置ずれ距離が 80mm 以上になると急激に効率が低下し、 $y$  軸上(左右方向)では効率は  $y \approx 100$ mm で逆転した。

〈3・5〉ギャップ長変動による給電可能範囲の変化 Fig.7 に各ギャップ長における H 型トランスと円形トランスの給電可能範囲 ( $\eta_{TR}=90\%$  の等高線) を示す。Fig.7(a) より H 型トランスが  $\eta_{TR}=90\%$  となるのは、ギャップ長 150mm では  $(x, y)=(60, 0), (x, y)=(0, 110)$ 、ギャップ長 125mm では  $(x, y)=(90, 0), (x, y)=(0, 180)$ 、ギャップ長 100mm では  $(x, y)=(100, 0), (x, y)=(0, 220)$ 、ギャップ長 75mm では  $(x, y)=(110, 0), (x, y)=(0, 250)$  となった。ギャップ長が変動しても  $y$  方向は  $x$  方向の約 2 倍の位置ずれ許容量となった。また、ギャップ長が小さいと給電可能範囲はあまり変わらないが、ギャップ長が大きくなると給電可能範囲は急に小さくなるのが分かった。

Fig.7(b) より円形トランスの位置ずれ許容量は、ギャップ長 150mm では 80mm、ギャップ長 125mm では 115mm でその差が 35mm であるのに対し、ギャップ長 100mm では 125mm、ギャップ長 75mm では 135mm と、ギャップ長が短くなると位置ずれ許容量の差はそれぞれ 10mm となり、ギャップ長が短くなってもほとんど給電可能範囲は大きくならなかった。ギャップ長が変動した時の位置ずれ許容量は、 $x$  方向は円形トランスの方が 20~30mm (1.3 倍) 大きく、 $y$  方向は H 型トランスの方が 30~110mm (1.4~1.7 倍) 大きくなった。その差はギャップ長が短いほど大きくなった。これは、ギャップ長が短いほど位置ずれによる磁路長の変化の割合が大きい

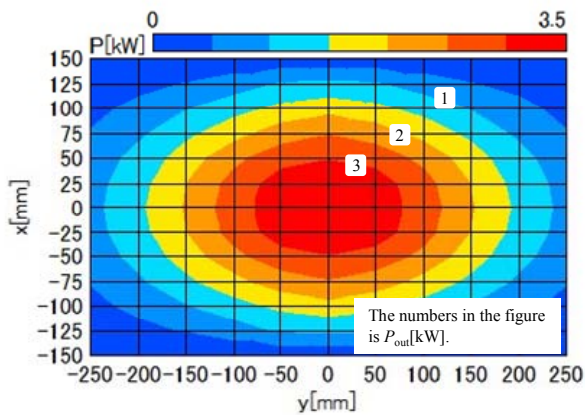


(a) H-shaped Transformer's Charge Zones( $I_{IN}=19A$ ).

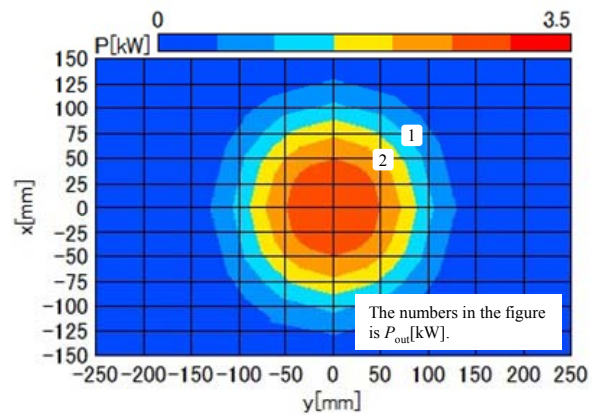


(b) Circular Transformer's Charge Zones( $I_{IN}=26A$ ).

Fig.8. Charge Zones(gap125mm).



(a) H-shaped Transformer's Charge Zones.



(b) Circular Transformer's Charge Zones.

Fig.9. Charge Zones(gap125mm,  $I_{IN}=19A$ ).

ためだと考えられる。

〈3・5〉 $\eta_{TR}$ による給電可能範囲のまとめ 位置ずれが小さい時は円形トランスの方が効率は高い(位置ずれなしで円形トランスは96.2%, H型トランスは93.1%)が、左右方向の位置ずれに関しては $y=100mm$ で逆転した。H型トランスは位置ずれが大きくなると $\eta_{TR}$ は緩やかに低下していくが、円形トランスは位置ずれが80mm以上になると急激に低下した。また、ギャップ長が変動した時の位置ずれ許容量は、x方向は円形トランスの方が20~30mm(1.3倍)大きく、y方向はH型トランスの方が30~110mm(1.4~1.7倍)大きくなった。その差はギャップ長が短いほど大きくなった。

#### 4. 給電電力による給電可能範囲

〈4.1〉給電電力 Fig.3(a)より給電電力 $P_{out}$ を求めると、

$$P_{out} = R_L I_L^2 = R_L (b I'_{IN})^2 \dots\dots\dots (6)$$

となり、 $P_{out}$ は抵抗負荷 $R_L$ と $b$ 、入力電流 $I_{IN}$ から求めることができる。(6)式を更に変形させると、

$$P_{out} = R_L \left( \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} I'_{IN} \right)^2 = R_L \left( \frac{x'_0}{\omega_0 L_2} I'_{IN} \right)^2 = \omega_0^2 I_{IN}^2 \frac{M^2}{L_2} Q_C \dots (7)$$

となり、Auckland大の給電電力の式と同じになる<sup>(7)</sup>。ただ

し、 $Q_C$ はコイルの性能を表す $Q$ 値( $=\omega_0 L/r$ )ではなく、並列共振回路の $Q$ 値( $Q_C=R_L/\omega_0 L_2$ )であり、 $M=x_0/\omega_0$ とする。埼玉大は給電電力 $P_{out}$ 一定( $V_2$ 一定)で給電し、その時のトランス効率 $\eta_{TR}$ で給電可能範囲を設定している。しかし、Auckland大は入力電流 $I_{IN}$ 一定で給電し、その時の給電電力 $P_{out}$ で給電可能範囲を設定している。埼玉大学とAuckland大では給電条件が異なり、その評価方法も異なる。そのため、給電電力による給電可能範囲を求め、トランス効率による給電可能範囲との比較を行う。

〈4.2〉計算条件 4章では給電実験は行わず、トランス定数の測定結果を用いて(6)式から給電電力 $P_{out}$ を計算した。 $R_L$ 、 $I_{IN}$ 一定ならば、給電可能範囲は $b^2$ で決まる。トランス効率 $\eta_{TR}$ も $k \propto b$ より、(5)式から $b$ で決まる。そのため、3章の給電実験で $\eta_{TR}=90\%$ となった時の $I_{IN}$ を用いると、計算結果が $P_{out}=1.5kW$ となる $b$ と給電実験で $\eta_{TR}=90\%$ となった $b$ が一致し、給電可能範囲は等しくなるはずである。よって、 $R_L$ は3章と同じく各ギャップ長の位置ずれなしの時の値を用い、ギャップごとに変化させる。 $I_{IN}$ は $\eta_{TR}=90\%$ となった時の値を用いる。

〈4.3〉給電電力による給電可能範囲 Fig.8にギャップ長125mmの時の各トランスの給電電力の結果を示す。H

型トランスは  $R_L=9.1\Omega$ , 円形トランスは  $R_L=12\Omega$  であり, 最適負荷抵抗で運転しながら  $P_{out}>1.5kW$  となるには, H 型トランスは  $b\geq 0.135$ , 円形トランスは  $b\geq 0.107$  が必要となる。H 型トランスが  $P_{out}=1.5kW$  となったのは  $(x, y)=(110, 0)$ ,  $(x, y)=(0, 190)$ , 円形トランスが  $P_{out}=1.5kW$  となったのは位置ずれ 120mm の位置である。Fig.6 の給電可能範囲と比較すると, H 型トランスの  $x$  方向は約 20mm(約 1.2 倍)大きく,  $y$  方向は 10mm(約 1.06 倍)大きくなり, 円形トランスはほぼ一致した。多少の誤差はあるが, 距離的にはあまり変わらない結果となった。誤差の原因としては, (6)式を銅損(トランスの抵抗)と鉄損を無視した簡略等価回路から求めたことが考えられる。

Fig.8 では入力電流がトランスによって異なるため,  $I_N=19A$  の時の給電電力  $P_{out}$  の結果を Fig.9 に示し, 給電可能範囲を比較した。 $P_{out}=1.5kW$  となったのは, H 型トランスは  $(x, y)=(110, 0)$ ,  $(x, y)=(0, 190)$ , 円形トランスは位置ずれ 85mm の位置である。入力電流が同じ場合,  $b$  の高い H 型トランスのほうが方向も関係なく給電可能範囲は広がった。給電電力は  $b$  で決まるため, 入力電流一定で給電するならば  $Q$  の高い円形トランスよりも  $k$  が高い H 型トランスのほうが給電可能範囲は広がる。ただし, 位置ずれが小さい範囲であれば,  $Q$  が高い円形トランスの方が効率は高い。

## 5. まとめ

非接触給電装置の給電可能範囲(位置ずれ許容範囲)はトランス効率あるいは給電電力により定義されている。本論文では両方法を用いて, 3kW, ギャップ長 125mm, 450mm 四方の大きさの両側巻 H 型コアトランスと片側巻円形コアトランスの給電可能範囲の比較を行った。

給電可能範囲をトランス効率(給電電力一定)で比較した場合,  $P_{out}=1.5kW$  で  $\eta_{TR}>90\%$  の範囲は, 給電実験から H 型トランスは前後方向  $<90mm$ , 左右方向  $<180mm$  に対し, 円形トランスは全方向  $<110mm$  となった。給電可能範囲を給電電力(入力電流一定)で比較した場合,  $I_N=19A$  で  $P_{out}>1.5kW$  の範囲は, H 型トランスは前後方向  $<110mm$ , 左右方向  $<190mm$ , 円形トランスは全方向  $<85mm$  となった。駐車時は前後方向に比べ左右方向の位置合わせが難しいため, H 型トランスの方が駐車しやすいと言える。

給電可能範囲をトランス効率で定義する方法と給電電力で定義する方法では, どちらも結合係数  $k$  で給電可能範囲が決まるため, 差があまりないことを確認した。

給電可能範囲やトランス本体の寸法, 重量の点からは H 型トランスが円形トランスより優れていることを確認できた。

- (1) 「自動車技術ハンドブック@設計 (EV・ハイブリッド) 編」, 自動車技術会, pp.322-366 (2011)
- (2) 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」, 電気学会電力変換研究会資料, SPC-09-39, pp.109-114 (2009)
- (3) 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-11-048 (2011)
- (4) 佐藤亨耶・高梨浩也・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・鈴木 明:「電気自動車用非接触給電トランスの長ギャップ化」, 電気学会全国大会, 4-205 (2012)
- (5) C.-S.Wang, O.H.Stielau, and G.A.Covic: "Design consideration for a contactless electric vehicle battery charger", IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol.52, No.5, pp.1308-1314(2005)
- (6) M. Budhia, G. A. Covic, and J.T. Boys: "Design and Optimisation of Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems", IEEE ECCE, pp.2081-2088(2009)
- (7) Mickel Budhia, Grant A. Covic, John T. Boys, and Chang-Yu Huang: "Development and evaluation of single sided flux couples for contactless electric vehicle charging", IEEE ECCE, pp.614-621(2011)
- (8) 遠井敬大・金子裕良・阿部 茂: 「非接触給電の最大効率結合係数  $k$  とコイルの  $Q$  による表現」, 半導体電力変換研究会, SPC-11-179(2011)