

# 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

千明 将人\* 長塚 裕一 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)  
保田 富夫 ((株)テクノバ) 鈴木 明 (アイシン・エイ・ダブリュ(株))

## Small-size Light-weight Transformer with New Core Structure for Contactless Power Transfer System of Electric Vehicle

Masato Chigira\*, Yuichi Nagatsuka, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)  
Tomio Yasuda (Technova Inc.), Akira Suzuki (AISIN AW CO.,LTD.)

A contactless power transfer system for electric vehicles needs to have a high efficiency, a large air gap, good tolerance to misalignment in the lateral direction and be compact and lightweight. In this paper, a new 1.5kW transformer has been developed using novel H-shaped core which is more efficient, more robust to misalignment and lighter than previous rectangular core to satisfy these criteria, and its characteristics are described. An efficiency of 95% was achieved across 70mm air gap. The results of test at wide air gap of 100mm, temperature rise test and 3kW operation test are also presented.

キーワード：電気自動車，非接触給電，効率，コア，温度上昇試験  
(electric vehicle, contactless power transfer system, efficiency, core, temperature rise test)

### 1. はじめに

電気自動車用非接触給電トランスは、ギャップ長および左右方向の位置ずれ許容範囲を大きく、小型軽量で高効率にする必要がある。トランス構造として円形コア片側巻構造が多く採用されてきたが<sup>(1)~(3)</sup>，筆者等は左右方向の位置ずれ許容範囲を大きくし小型軽量にするには、角形コア両側巻構造の方が優れていることを発表してきた<sup>(4)~(8)</sup>。

電磁誘導方式の非接触給電の先駆的研究開発を行ってきた Auckland 大の Boys 氏等も、電気自動車用として円形コア片側巻構造が位置ずれに弱いことを 2009 年秋に発表し<sup>(3)</sup>，2010 年秋にはこの問題を解決する両側巻の Flux pipe 構造を発表した<sup>(9)(10)</sup>。今後、自動車用は両側巻構造が主流になると思われる。

本論文では従来の角形コア両側巻トランスを改良し、小型軽量化、高効率化、位置ずれ許容範囲等で性能向上をめざした新コア構造両側巻トランス (H型トランス) について紹介する。試作した給電電力 1.5kW、標準ギャップ長 70mm の H型トランスは、外寸 240×300×40mm、車載側重量 3.9kg で、左右方向位置ずれ±150mm の平均効率が 94%であった。新トランスの各種実験結果について述べる。また、標準ギャップ長 100mm での給電実験、連続給電時の温度上昇試験、倍速充電のための 3kW 給電実験についても実験結果を紹介する。

### 2. 自動車用非接触給電システム

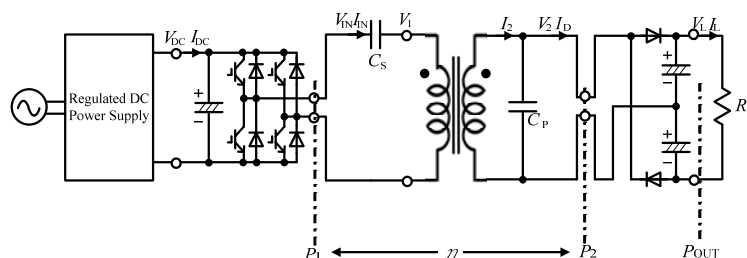


図1 非接触給電システム

Fig.1. Contactless power transfer system.

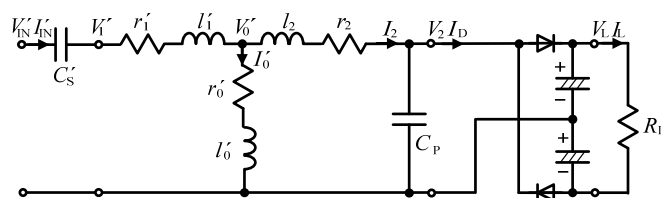


図2 詳細等価回路

Fig.2. Detailed equivalent circuit.

〈2・1〉非接触給電システム 一次直列二次並列コンデンサ方式<sup>(11)</sup>の非接触給電システムの構成を図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、二次側整流回路には効率向上のため倍電圧整流回路を用いた。

〈2・2〉等価回路 直列及び並列共振コンデンサ  $C_S$ ,  $C_P$  と整流回路, 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  $a=N_1/N_2$  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  $r_0'$  と  $r_1', r_2$  を省略した回路で解析を進める。また, 整流回路と平滑コンデンサを省略し,  $C_P$  に並列に抵抗負荷  $R_L$  だけを接続した回路で考える。

〈2・3〉直列および並列コンデンサ 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。

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

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。

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

〈2・4〉理想変圧器特性<sup>(12)</sup> ここで,  $V_{IN}$  と  $V_2$ ,  $I_{IN}$  と  $I_D$  の関係を求めると,

$$V_{IN}' = bV_2, \quad I_{IN}' = I_D/b, \quad b = \frac{x_0'}{x_0' + x_2} \dots\dots\dots(3)$$

となり, 巻数比  $b$  の理想変圧器と等価であることが分かる。

〈2・5〉給電効率<sup>(12)(13)</sup> 図2で整流回路がない場合, (3)式よりトランス部の給電効率  $\eta$  は(4)式で表され, 最大効率  $\eta_{max}$  とそのときの抵抗負荷  $R_{Lmax}$  は(5)式となる。(4)(5)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。

$$\eta = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r_1' I_{IN}^2 + r_2' I_2^2} = \frac{R_L}{R_L + \frac{r_1'}{b^2} + r_2} \left\{ 1 + \left( \frac{R_L}{x_p} \right)^2 \right\} \dots\dots(4)$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r_1'}{r_2} + 1}}, \quad R_{Lmax} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r_1'}{r_2} + 1} \dots\dots(5)$$

〈2・6〉片側巻と両側巻トランス 非接触給電トランスの構造は, 円形コア片側巻構造<sup>(1)~(3)</sup>と角形コア両側巻構造<sup>(4)~(8)</sup>に大別できる。従来, トランス背面に磁束が存在せず結合係数  $k$  の高い片側巻が多く用いられてきた。両側巻は背面に磁束が漏れるため一見不利だが, アルミ板を設置すれば磁束遮蔽が可能で結合係数  $k$  を高めることができる。またコア幅は片側巻では (コイル幅+磁極幅) の2倍程度必要なのに対し, 両側巻ではその半分で済むため, 両側巻のほうが大幅に小型化できる。

また円形コア片側巻構造には, 位置ずれ量が直径の約

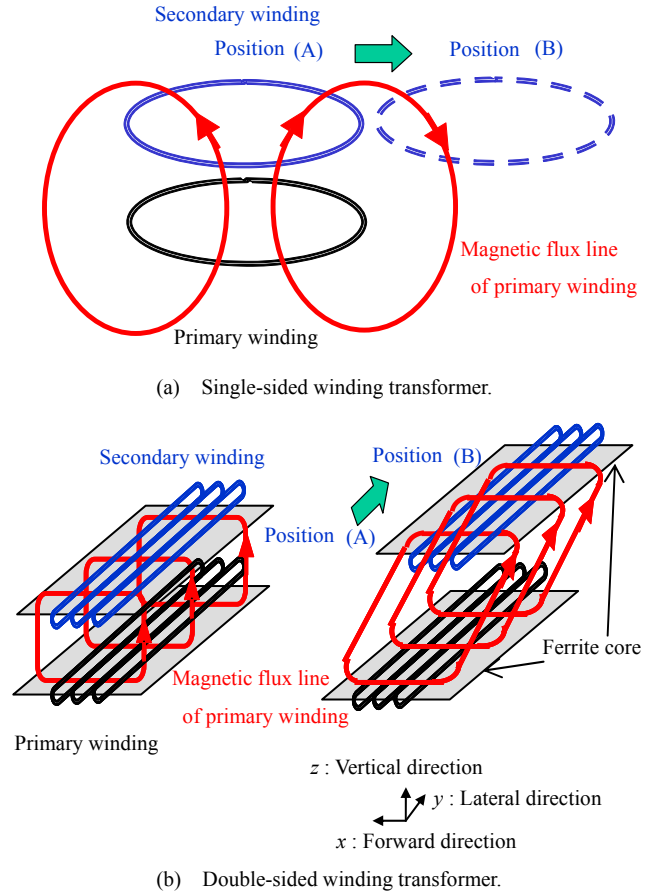


図3 片側巻と両側巻トランス  
Fig.3. Single and double-sided winding transformers.

40%の時に給電電力がゼロになる問題が指摘されている<sup>(3)</sup>。図3(a)に示すように片側巻では地上一次コイルが発生する磁束は, 車載二次コイルを位置(A)では上方向に貫くが, 位置(B)では下方向に貫く。従って位置(A)と位置(B)の間で車載コイルを貫く磁束の総和が0となる位置があり, 結合係数  $k$  が0になり給電できなくなる。このため片側巻では位置ずれ許容範囲の約4倍の直径が必要と言われている。一方, 両側巻は車載コイルが  $y$  方向に位置(A)から位置(B)に変化しても, 車載コイルを貫く磁束量の変化は小さく, 結合係数  $k$  の低下が小さいため, 位置ずれに強い。

### 3. 平板型トランスとH型トランスの特性比較

〈3・1〉平板型トランスとH型トランス 筆者等は, 電気自動車用には, 位置ずれに強く小型軽量化が可能な角形コア両側巻構造が最適と考え, 図4(a)に示す平板型トランスやそのこ型トランスを製作し, これらの特性について発表してきた<sup>(5)</sup>。ギャップ長や位置ずれ特性は磁極形状 (長さ, 幅) とコイル幅 (図4では  $x$  方向の長さ) で決まり, コイルは幅さえあれば起磁力 (アンペアターン) を提供するだけである。従ってコアを図4(b)に示す新コア構造 (H型コア) に変えれば, 様々な性能の向上が期待できる。

表1 給電トランスの設計目標

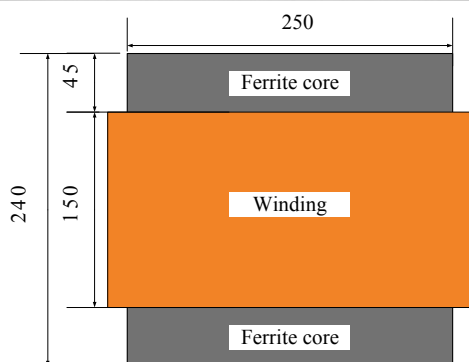
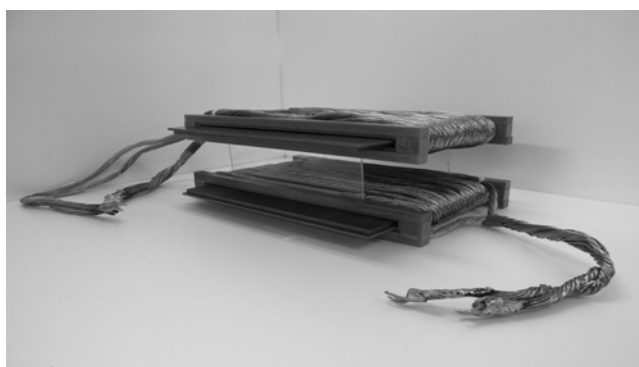
Table 1. Design goal.

Rated power	1.5kW	
Weight	4.0kg	
Gap length	70±30mm	
Tolerance to Misalignment	x	±45mm
	y	±150mm

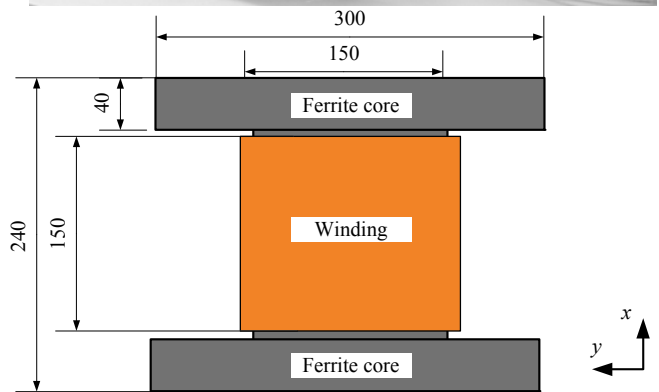
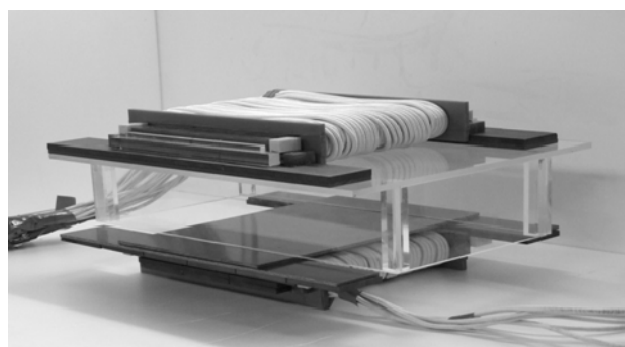
表2 トランスの仕様

Table 2. Specification.

Type	Rectangular	H-shaped core
Core	FDK 6H20	FDK 6H20, TDK PC40
Litz wire	0.25mmφ×24×16	0.1mmφ×800
Weight of the secondary	4.6kg	3.9kg
Size	240×250×40mm	240×300×40mm
Winding	Primary	1p×18T
	Secondary	2p×9T
Aluminum sheet	400×600×1mm	



(a) Transformer with rectangular core.



(b) Transformer with H-shaped core.

図4 両側巻角形トランスの外形と寸法

Fig.4. Transformer's outline and it's dimension.

H型トランスは、(1) 巻線長短縮とフェライト量削減による軽量化、(2) 巻線長短縮（巻線抵抗低減）による高効率化、(3) 磁極長延長による左右位置ずれ許容範囲の拡大、更には、(4) より高い電源周波数の採用による高効率化などを狙いとして開発した。

H型トランスの設計目標を表1に示す。前後方向(x方向)の位置ずれ許容範囲は、タイヤ止め等を用いれば小さくても良いが、左右方向(y方向)は大きくする必要がある。またH型トランスと平板型トランスの仕様を表2に、写真と寸法を図4に比較して示す。表2よりH型トランスの車載側重量は3.9kgで、平板型の4.6kgより軽量化できている。巻線重量は2.9kgから2.0kgに減少した。

自動車用非接触給電では駐車時にトランスの位置ずれや、車両重量変動等によるトランスのギャップ長の変動が避けられない。機械的ギャップ長70mmで位置ずれがない状態を標準状態とし、ギャップ長は±30mm、位置ずれは前後方向(x方向)±45mm、左右方向(y方向)±150mmの範囲

表3 標準状態のトランス定数

Table 3. Parameters.

Type	Rectangular	H-shaped core
$f_0$ [kHz]	20	30
$r_0$ [mΩ]	0.45	0
$r_1$ [mΩ]	82.5	106
$r_2$ [mΩ]	20.9	9.30
$l_0$ [μH]	40.2	55.4
$l_1$ [μH]	64.3	115
$l_2$ [μH]	17.2	9.70
$L_1$ [μH]	104	170
$L_2$ [μH]	27.3	14.7
$k$	0.38	0.33
$b$	0.37	0.34
$R_{L,max}$ [Ω]	9.85	8.69
$\eta_{max}$ [%]	96.6	97.9

で特性を測定した。

以下、H型トランスの定数と給電実験結果を、平板型トランスと比較して示す。本論文でのギャップ長は、平板型はトランスケース無しの場合の値を、H型は厚さ5mmのト

表 4 標準状態の給電実験結果

Table4. Experimental results.

Type	Rectangular			H-shaped core			
$f_0$ [kHz]	20			30			
gap [mm]	70*			70			
x [mm]	0	45	0	0	45	0	0***
y [mm]	0	0	150	0	0	150	0
$R_L$ [ $\Omega$ ]	23	50	23	80			
$V_{IN}$ [V]	112	117	86.6	168	143	128	226
$V_2$ [V]	139	178	137	128	129	129	182
$V_L$ [V]**	186	241	186	346	346	346	491
$P_{OUT}$ [W]	1489	1166	1528	1507	1503	1506	3060
$\eta$ [%]	95.3	91.9	93.1	94.9	93.7	93.0	94.7
$B_2$ [T]	0.14	0.18	0.14	0.21	0.21	0.22	0.29
$C_S$ [ $\mu$ F]	0.696			0.189			
$C_P$ [ $\mu$ F]	2.30			1.91			

\* H-shaped core と同じケースを付けると 60mm に相当

\*\* Rectangular は全波整流, H-shaped core は倍電圧整流

\*\*\* 3kW 給電

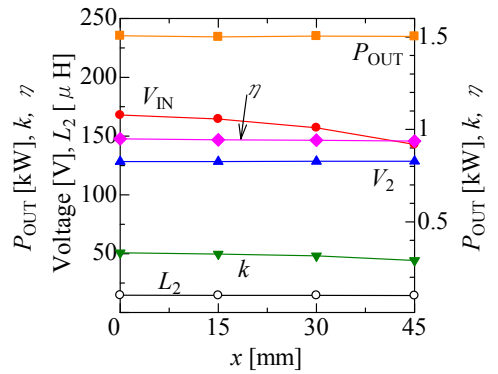
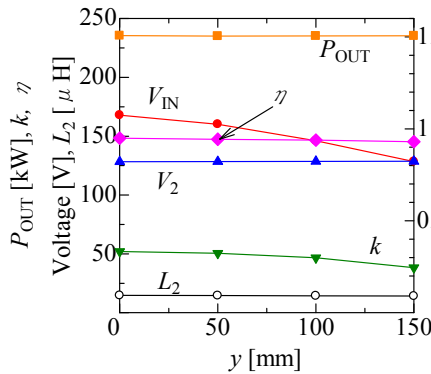
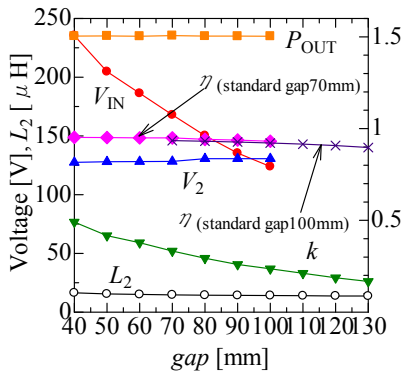


図 6 H 型トランスの給電実験結果

Fig.6. Experimental results.

ランスケース付きの場合の値を示す。従って平板型にH型と同じ厚さのケースを付けると機械的ギャップ長は 70mm から 60mm に縮小する。基本定数測定はトランスの一次側から二次側開放時と短絡時、及び二次側から一次側開放時と短絡時の  $R$  と  $L$  を LCR メータで測定し、計算で導出した。共振コンデンサ  $C_S$  と  $C_P$  の値は平板型トランスとH型トランスとも(1), (2)式を用いて導出した。

給電実験は図 1 の回路で行った。電源にフルブリッジインバータを用い、二次側には倍電圧整流回路と抵抗負荷を接続した。実験はトランスの背面に漏れ磁束遮蔽用のアルミ板 (400mm×600mm, 厚さ 1mm) を設置して行った。

〈3・2〉標準状態の特性 ギャップ長 70mm で位置ずれがない状態を標準状態とする。標準状態におけるトランス定数を表 3 に示す。H型は平板型に比べ結合係数  $k$  は低い理論最大効率  $\eta_{max}$  は高い。この理由はH型に改良したことで巻線長が短くなり二次側巻線抵抗  $r_2$  が平板型より減少したこと、一次側巻数を増やし周波数  $f_0$  を上げたことで励磁リアクタンス  $x_0(=2\pi f_0 l_0)$  が増加したためと考えられる。

標準状態における給電実験の結果を表 4 に電圧電流波形を図 5 に示す。トランス効率  $\eta(=P_2/P_1)$  は、ケース付きで機

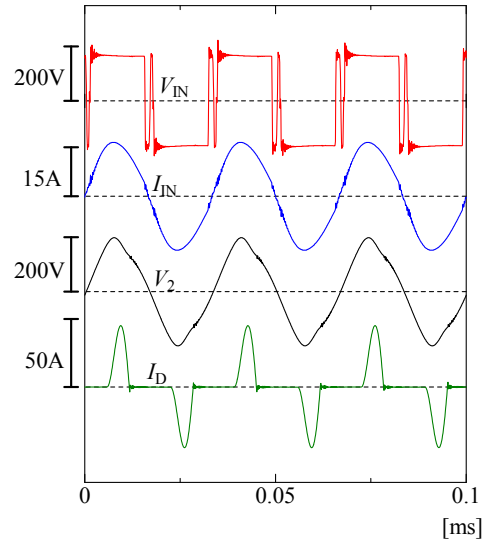


図 5 H 型トランスの各部電圧電流波形

Fig.5. Wave forms.

械的ギャップ長 70mm の同じ条件で比較すると、平板型が 94.6%, H型が 94.9%であった。図 5 に示すようにH型トランスはトランスの入力電圧  $V_{IN}$ 、電流  $I_{IN}$  が二次電圧  $V_2$  とほぼ同位相になっており、理想変圧器特性が成り立つことが確認できる。

〈3・3〉ギャップ長変動特性 ギャップ長変動および位置ずれが生じたときの給電実験結果を図 6 に示す。位置ずれの方向は図 4 に示す。ギャップ長または位置ずれが大きくなると主磁束が通る磁路の磁気抵抗が大きくなり、相互インダクタンス  $I_0$  と結合係数  $k$  が低下する。しかし二次巻線の自己インダクタンス  $L_2$  はほぼ一定であるため、 $C_P$  の値を一定としても(1)式の共振条件からずれない。実験では共振コンデンサ  $C_S$  と  $C_P$  の値は一定とし、抵抗負荷  $R_L$  は図 2 の回路で  $V_2$  と  $V_L$  の電圧比 ( $V_L / V_2$ ) を考慮して 80  $\Omega$  として行った。

ギャップ長が大きくなると結合係数  $k$  が減少し理想変圧器の巻数比  $b$  が低下し、(3)式より電圧比 ( $V_2 / V_{IN}$ ) が増大する。ギャップ長変動特性では出力電力  $P_{OUT}=1.5kW$  となるように入力電圧  $V_{IN}$  を調節した。ギャップ長が変動しても入力電圧  $V_{IN}$  と二次電圧  $V_2$  は(3)式を概ね満たした。トランス

効率  $\eta$  はギャップ長が 40mm, 70mm, 100mm と増すにつれ 95.2%, 94.9%, 93.1% と減少した。

〈3・4〉位置ずれ特性 ギャップ長は 70mm 一定, 前後方向ずれ  $x$  を 45mm まで, 左右方向ずれ  $y$  を 150mm まで段階的にずらして給電実験を行った。給電実験結果を表 4 と図 6 に示す。位置ずれが生じるとギャップ長変動時と同様に電圧比 ( $V_2 / V_{IN}$ ) が変化する。左右方向ずれ  $y$  が最大時のトランス効率  $\eta$  は平板型が 93.1% で H 型が 93.0% であった。標準状態での効率と比較すると,  $y$  方向位置ずれによる効率低下は, 平板型の 2.2% に対し H 型は 1.9% であった。H 型は磁極を長くしたため, 少し位置ずれに強くなった。

〈3・5〉負荷変動特性 ギャップ長 70mm, 位置ずれ  $x=y=0$  の標準状態で出力電圧  $V_L$  を一定とし抵抗負荷  $R_L$  を 60~240 $\Omega$  まで変化させたときの給電実験結果を図 7 に示す。図 7 の破線はトランス効率の(4)式による計算値である。計算の際, 抵抗負荷  $R_L$  の値は倍電圧整流回路の電圧比 ( $V_L / V_2$ ) で補正している<sup>(6)</sup>。トランス効率  $\eta$  の実験値と計算値はよく一致する。また, トランス入力電圧  $V_{IN}$  と二次電圧  $V_2$  および電圧比 ( $V_2 / V_{IN}$ ) はほぼ一定であり, 理論通り抵抗負荷が変化しても理想変圧器特性を満たしている。

#### 4. H 型トランスの諸特性

〈4・1〉長ギャップ特性 非接触給電トランスの特性はギャップ長によって大きく左右される。今回は標準ギャップ長 70mm を設計目標としたが, より大きな標準ギャップでの利用を求める意見も多い。厚さ 40mm の地上トランスを駐車場の路面に直接置く場合, 車の最低地上高を 140mm とすると, ギャップ長は 100mm となるため, 標準ギャップ長を 100mm とした給電実験を行った。共振コンデンサ  $C_S$  と  $C_P$  の値は, ギャップ長 100mm で最適値を(1), (2)式を用いて再調整した。出力電力  $P_{OUT}=1.5kW$  となるように入力電圧  $V_{IN}$  を調節して実験を行った。ギャップ長 100mm では結合係数  $k$  は 0.24,  $b$  も 0.24 と 70mm の時に比べ大きく減少するため,  $V_{IN}$  はかなり低くなる。トランス効率  $\eta$  はギャップ長が 70mm, 100mm, 130mm と増すにつれ, 93.5%, 92.1%, 89.7% と減少した。標準ギャップ長  $\pm 30mm$  のトランス部の平均効率は 91.9% で, 標準ギャップ長 70mm での平均効率 94.5% に比べ, 2.5% 低下した。二次側の平均磁束密度  $B_2$  は 0.24 T (飽和磁束密度 0.51T) であり, 効率は低下するがギャップ長 100mm  $\pm 30mm$  でも 1.5kW 給電に支障はなかった。

〈4・2〉温度上昇試験 電気自動車への充電は長時間になるため, コアと巻線の温度上昇が問題となる。H 型トランスは従来の円形コア片側巻構造より小型にできる分, 温度上昇はより重要になる。AC100V での 1.5kW 普通充電は充電時間がプラグインハイブリッド自動車では約 4 時間, 電気自動車では 10 時間以上と想定される。

H 型トランスを長時間連続運転し温度上昇試験を行った。温度測定点は一次側のコアと巻線, 二次側のコアと巻線, 二次側アルミ板について行った。給電実験結果を図 8

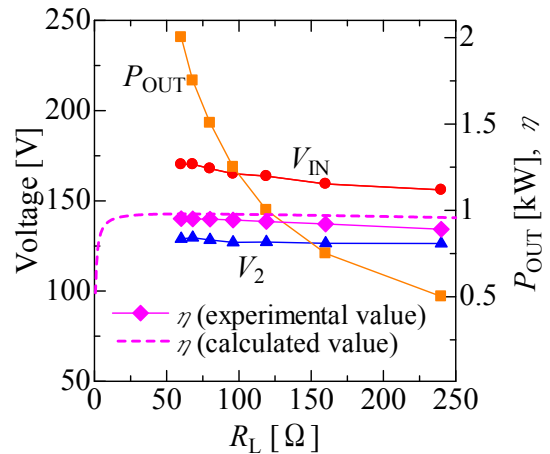


図 7 負荷変動時の給電特性変化

Fig.7. Characteristics with resistance-load change.

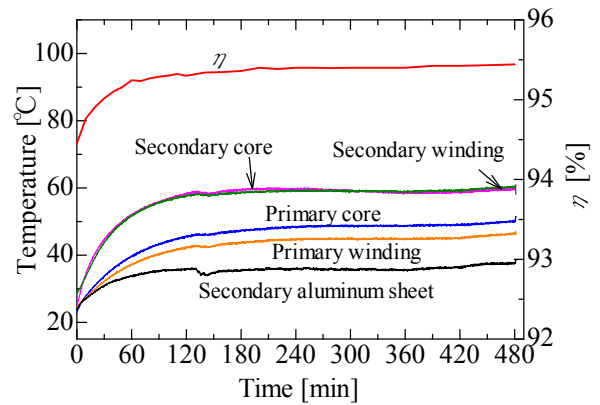


図 8 温度上昇試験

Fig.8. Temperature rise test.

に示す。温度が最も高いのは二次側のコアと巻線で, 給電開始から 3 時間で熱平衡に達し, 温度上昇が止まった。室温 20°C で, 温度上昇が一番大きな二次側のコアと巻線の温度は共に 60°C 程度であり, 8 時間以上の給電に問題のないことが確認できた。また温度上昇と共にフェライトの損失が減少し, 実験開始時に比べトランス効率  $\eta$  は約 1.0% 向上した。

〈4・3〉3kW 給電特性 電気自動車の普通充電には, AC100V での充電と AC200V での倍速充電がある。倍速充電は充電時間が半分で済むため, 一般の駐車場で採用が増えている。H 型トランスには巻線の電流密度やコアの磁束密度に余裕があるため 3kW 給電実験を行った。ギャップ長 70mm, 位置ずれ  $x=y=0$  の標準状態での給電実験結果を表 4 の最右列に示す。トランス効率  $\eta$  は 94.7% で, 二次側の平均磁束密度  $B_2$  は 0.29 T であった。3kW 給電時もインバータの出力電圧を調整し, 1.5kW 給電時と同じ負荷条件  $R_L=80\Omega$  で給電すれば, 1.5kW 時と同程度の高いトランス効率となることが分かる。H 型トランスで 3kW 給電も可能であることが確認できた。



## 5. まとめ

電気自動車用非接触給電トランスでは、円形コア片側巻構造に比べ、角形コア両側巻構造が小型軽量化、位置ずれ許容範囲等の特性で勝ることが広く認識されるようになってきた。

本論文では角形両側巻構造において、新コア構造（H型コア）を採用し、従来の角形コアに比べ、更なる性能向上をはかった新コア構造両側巻トランス（H型トランス）について評価を行った。試作した給電電力 1.5kW、標準ギャップ長 70mm のH型トランスは、外寸 240×300×40mm、車載側重量 3.9kg で、左右方向位置ずれ±150mm の平均効率が 94%であった。標準ギャップ長 100mm での 1.5kW 給電、8 時間以上の 1.5kW 連続給電、更には倍速充電を想定した 3kW 給電も可能であることを示した。

本研究は、新エネルギー・産業技術開発機構「省エネルギー革新技術開発事業」の支援を受け実施したものであり、関係各位に深く感謝致します。

## 文 献

- (1) Chwei-Sen Wang, Oskar H. Stielau, and Grant A. Covic : “Design consideration for a contactless electric vehicle battery charger” , IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol.52, No. 5, pp.1308-1314 (2005)
- (2) 紙屋雄史・大聖泰弘・松木英敏 : 「電動車両用非接触急速充電システム」, 電学誌, Vol.128, No.12, pp.804-807 (2008)
- (3) 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)
- (4) 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」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-09-39, pp.109-114 (2009)
- (5) 江原夏樹・長塚裕一・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・井田和彦 : 「電気自動車用小型角形非接触給電トランス」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2-25, (2009)
- (6) 野口真伍・長塚裕一・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・鈴木 明 : 「電気自動車用小型非接触給電トランスの長ギャップ特性」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2-6, (2010)
- (7) Y. Nagatsuka, N. Ehara, Y. Kaneko, S. Abe and T. Yasuda: “Compact Contactless Power Transfer System for Electric Vehicles”, IPEC2010-Sapporo, pp. 807-813 (2010)
- (8) Y. Nagatsuka, S. Noguchi, Y. Kaneko, S. Abe, T. Yasuda, K. Ida, A. Suzuki, and R. Yamanouchi: “Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle Battery Charger”, EVS-25 shenzhen China, (2010)
- (9) M. Budhia, G.A. Covic, and J.T. Boys “A New Magnetic Coupler for Inductive Power Transfer Electric Vehicle Charging Systems”, IEEE IECON 2010, pp. 2481-2486(2010)
- (10) G.A. Covic, J.T. Boys, M. Budhia and C.-Y. Huang: “Electric Vehicles-Personal transportation for the future”, EVS-25 shenzhen China, (2010)
- (11) 藤田敏博・金子裕良・阿部 茂 : 「直列および並列共振コンデンサを用いた非接触給電システム」, 電学論 D, Vol.127, No.2, pp.174-180(2007)
- (12) 金子裕良・松下真也・及川康史・阿部 茂 : 「直列および並列共振コンデンサを用いた移動型非接触給電と給電効率」, 電学論 D, Vol.128, No.7, pp.919-925 (2008)
- (13) 阿部 茂・金子裕良 : 「非接触給電技術」, 電学誌, Vol.128, No.12, pp.796-799 (2008)