

電気自動車用非接触給電トランスの新コア構造と鉄損のモデル化

学生員 千明 将人* 非会員 長塚 裕一* 正員 金子 裕良*
正員 阿部 茂* 正員 保田 富夫** 非会員 鈴木 明***

Novel Core Structure and Iron-loss Modeling for Contactless Power Transfer System of Electric Vehicle

Masato Chigira*, Student Member, Yuichi Nagatsuka*, Non-member, Yasuyoshi Kaneko*, Member, Shigeru Abe*, Member, Tomio Yasuda**, Member, Akira Suzuki***, Non-member

(2011年3月25日受付, 2011年10月3日再受付)

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 1.5 kW 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 70 mm mechanical gap. The modeling of iron-loss in the equivalent circuit is also presented. The calculated efficiency using this model shows good agreement with experimental results.

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, 鉄損

Keywords: electric vehicle, contactless power transfer system, efficiency, core, temperature rise test, iron-loss

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⁽¹⁾⁻⁽³⁾, 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⁽⁴⁾⁻⁽⁸⁾。

電磁誘導方式の非接触給電で著名な Auckland 大の Boys らも, 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⁽⁹⁾, 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⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。今後, 自動車用は両側巻構造が主流になるとと思われる。

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 H 型コア構造の両側巻トランスについて紹介する。試作した 1.5 kW トランスは, 外寸 240 × 300 × 40 mm, 車載重量 3.9 kg, ギャップ長 70 mm で左右位置ずれ ±150 mm の平均効率が 94% である。各種実験結果について述べる。

また従来は, 鉄損を省略した等価回路で理論効率を求めている。非接触給電トランスは結合係数 k が小さく, 従来の無負荷試験で鉄損を表す r_0 を決めることが困難であった。本論文では r_0 の値の決定法を提案し, 提案法で求めた r_0 を用いると, 理論効率が実験効率とよく一致することを示す。

2. 自動車用非接触給電システム

(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⁽¹¹⁾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, 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 Fig. 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 ($>$ 数 10 kHz)

* 埼玉大学
〒338-8570 さいたま市桜区下大久保 255
Saitama University
255, Shimo-Okubo, Sakura-ku, Saitama 338-8570, Japan

** (株) テクノバ
〒100-0011 東京都千代田区内幸町 1-1-1
Technova Inc.
1-1-1, Uchisaiwai-cho, Chiyoda-ku, Tokyo 100-0011, Japan

*** アイシン・エイ・ダブリュ (株)
〒444-1192 安城市桜藤井町高根 10
AISIN AW CO., LTD.
10, Takane, Fujii-cho, Anjo 444-1192, Japan

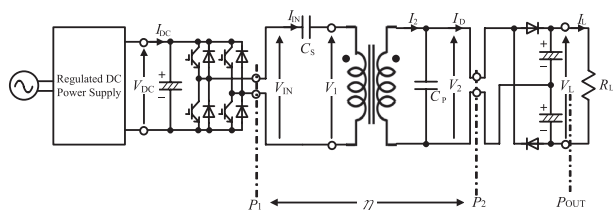


Fig. 1. Contactless power transfer system.

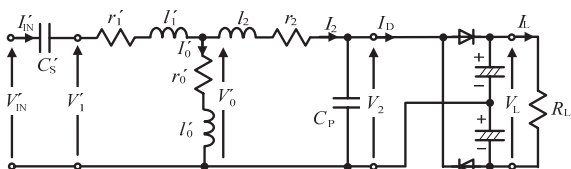


Fig. 2. Detailed equivalent circuit.

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 $f_0 (= \omega_0/2\pi)$ 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) 式を満たす値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_p} = x_p = x'_0 + x_2 = \omega_0 L_2 \dots \dots \dots (1)$$

次に一次側直列コンデンサ C'_s の値を (2) 式を満たす値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C'_s} = x'_s = \frac{x'_0 x_2}{x'_0 + x_2} + x'_1 \dots \dots \dots (2)$$

〈2・4〉 理想変圧器特性⁽¹²⁾ ここで、文献(11)(12)に記載のように C'_s, C_p を (1), (2) 式により値を決め、 V'_{IN} と V_2, I'_{IN} と I_D の関係を求めると、

$$V'_{IN} = b V_2, \quad I'_{IN} = I_D/b, \quad b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \dots \dots \dots (3)$$

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⁽¹²⁾⁽¹³⁾ 詳細等価回路 Fig. 2 で整流回路がない場合、鉄損を表わす r'_0 のみを無視すると、(3) 式よりトランス部の給電効率 η は (4) 式で表され、最大効率 η_{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。

$$\eta = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r'_1 I_{IN}^2 + r'_2 I_2^2} = \frac{R_L}{R_L + \frac{r'_1}{b^2} + r_2 \left\{ 1 + \left(\frac{R_L}{x_p} \right)^2 \right\}} \dots \dots \dots (4)$$

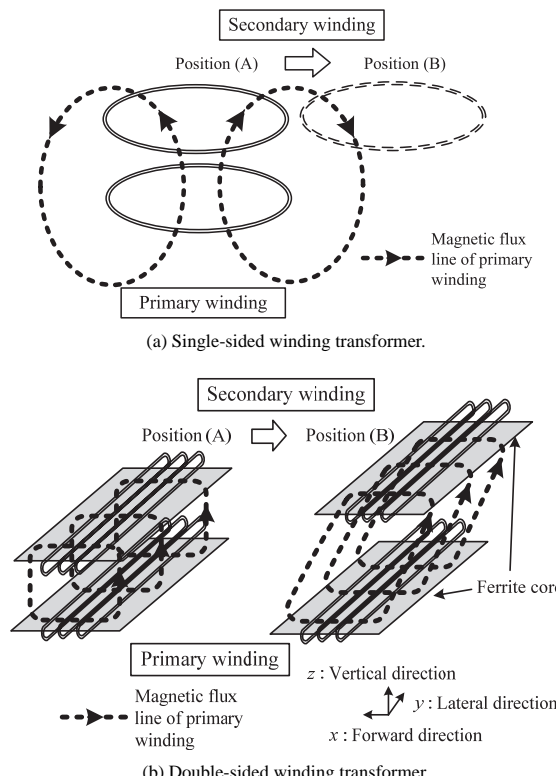


Fig. 3. Single and double-sided winding transformers.

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1}}, \quad R_{Lmax} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1} \dots \dots \dots (5)$$

〈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^{(1)~(3)}と角形コア両側巻構造^{(4)~(8)}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程度で済むため、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40%の時に給電電力が零になる問題が指摘されている⁽⁹⁾。Fig. 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、位置 (A) では車載二次コイルを上方向に貫くが、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零となる位置があり、結合係数 k が零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た。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 筆者らは、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、Fig.4(a)に示す平板型トランスやす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⁹⁾。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(Fig.4ではx方向の長さ)で決まり、コイルは幅さえあれば結合係数 k は大きく変わらない。従ってコアをFig.4(b)に示す新コア構造(H型コア)に変えれば、巻線長が短くなり、様々な性能の向上が期待できる。

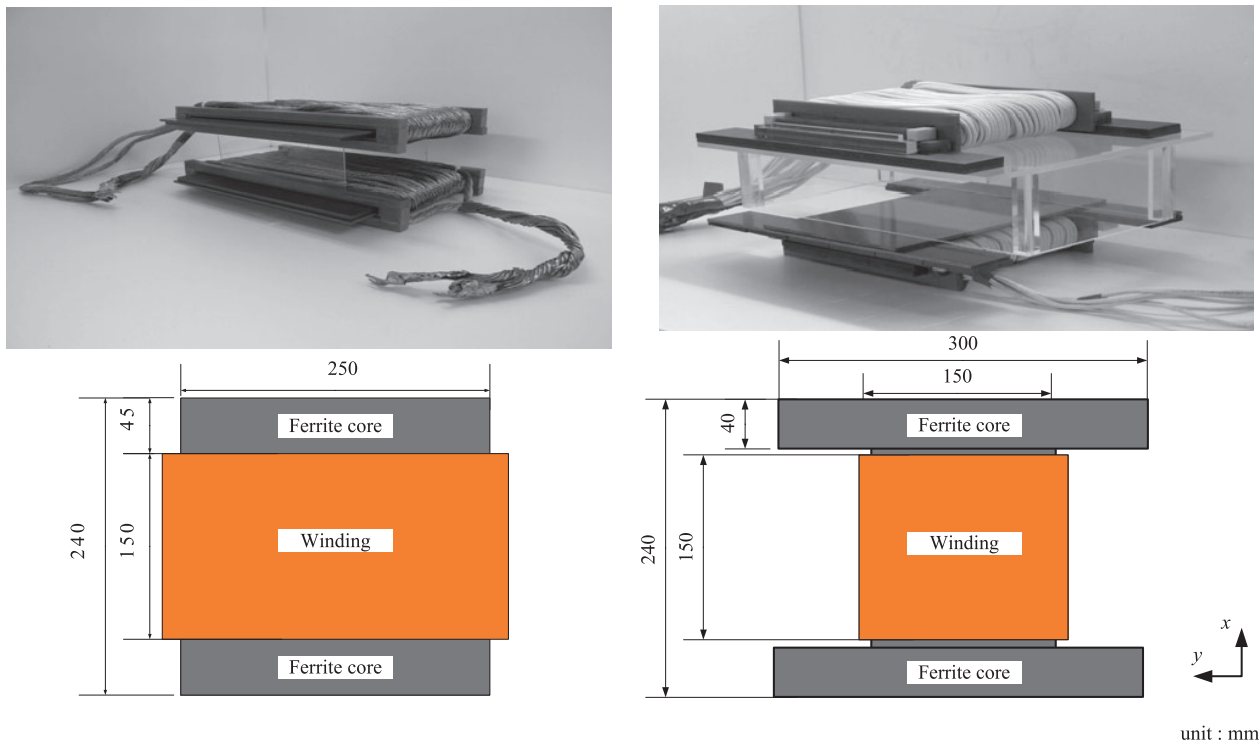
H型トランスは、(1)巻線長短縮とフェライト量削減による軽量化、(2)巻線長短縮(巻線抵抗低減)による高効率化、(3)磁極長延長による左右位置ずれ許容範囲の拡大、更には、(4)より高い電源周波数の採用による高効率化などを

狙いとして開発した。

H型トランスの設計目標をTable 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Table 2に、写真と寸法をFig.4に比較して示す。Table 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 ± 30 mm、位置ずれは前後方向(x方向) ± 45 mm、左右方向(y方向) ± 150 mmの範囲で特性を測定した。

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



(a) Transformer with rectangular core.

(b) Transformer with H-shaped core.

Fig. 4. Transformer's photographs and their dimensions.

Table 1. Design goal.

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

Table 2. Specification.

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

ンスと比較して示す。本論文中のギャップ長は、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Fig.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

Table 3. Parameters of standard position (gap = 70mm).

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

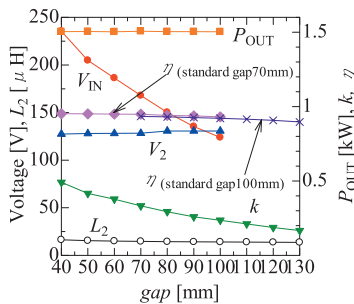
Table 4. Experimental results (gap = 70mm).

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 [Ω]	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
η [%]	95.3	91.9	93.1	94.9	93.7	93.0	94.7
B_1 [T]	0.11	0.10	0.13	0.09	0.01	0.12	0.13
B_2 [T]	0.14	0.18	0.14	0.21	0.21	0.22	0.29
C_S [μ F]	0.696			0.189			
C_P [μ F]	2.30			1.91			

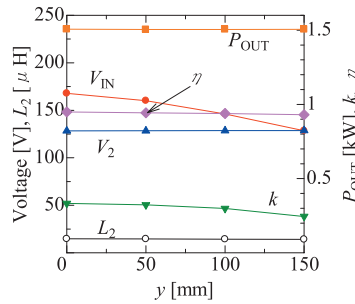
* If the transformer case is put up to Rectangular core, the gap length becomes 60mm.

** V_L is the output voltage value of either full-wave rectifier for Rectangular core or double-voltage rectifier for H-shaped core.

*** Values when 3kW feeding power.



(a) With change in gap length.



(b) With change in positions.

Fig. 6. Experimental results for transformer with H-shaped core.

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Table3に示す。H型は平板型に比べ結合係数 k は低いが理論最大効率 η_{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Table4に電圧電流波形をFig.5に示す。トランス効率 $\eta (= P_2/P_1)$ は、ケース付きで機械的ギャップ長70mmの同じ条件で比較すると、平板型は95.3%から94.6%に低下し、H型は94.9%であった。Fig.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 とほぼ同位相になり、理想変圧器特性が成り立つことが分かる。 V_{IN} は方形波であるが I_{IN} や二次電流 I_2 はほぼ正弦波である。これは二次側が L_2 と C_P の共振回路になっているからである。

(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あるときのH型トランスの給電実験結果をFig.6

に示す。位置ずれの方向 x , y はFig.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 l_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Fig.2の回路で V_2 と V_L の電圧比

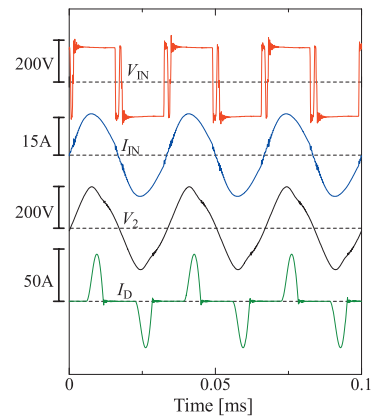


Fig. 5. Wave forms of transformer with H-shaped core.

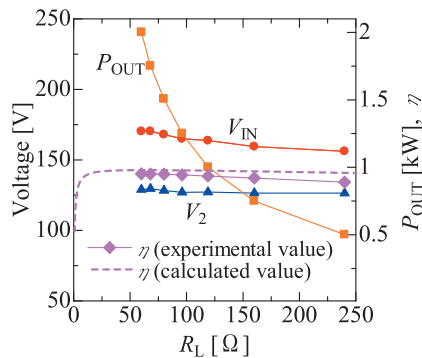


Fig. 7. Characteristics with resistance-load change.

(V_L/V_2) を換算し $80\ \Omega$ で行った。

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 $P_{OUT} = 1.5\ \text{kW}$ 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 η はギャップ長が $40\ \text{mm}$, $70\ \text{mm}$, $100\ \text{mm}$ 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 $70\ \text{mm}$ 一定, 前後方向ずれ x を $45\ \text{mm}$ まで, 左右方向ずれ y を $150\ \text{mm}$ 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 Table 4 と Fig. 6(b) 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 η 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。また, H 型の y 方向位置ずれの平均効率は 94% 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。左右方向ずれ y が最大時の一次側と二次側のコアの平均磁束密度はそれぞれ $0.12\ \text{T}$, $0.22\ \text{T}$ (飽和磁束密度 $0.51\ \text{T}$) となり, $1.5\ \text{kW}$ 給電に支障はなかった。

〈3・5〉 負荷変動特性 ギャップ長 $70\ \text{mm}$, 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 $60 \sim 240\ \Omega$ まで変化させたときの給電実験結果を Fig. 7 に示す。Fig. 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⁶⁾。トランス効率 η の実験値は計算値より低くなる。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 型トランスのその他の特性

〈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変化する。今回は標準ギャップ長 $70\ \text{mm}$ 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 $40\ \text{mm}$ 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 $140\ \text{mm}$ と

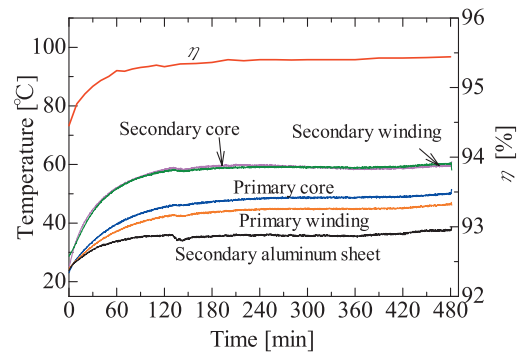


Fig. 8. Temperature rise test.

すると, ギャップ長は $100\ \text{mm}$ となるため, 標準ギャップ長を $100\ \text{mm}$ 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, (1), (2) 式を用いてギャップ長 $100\ \text{mm}$ で最適な値に再調整した。出力電力 $P_{OUT} = 1.5\ \text{kW}$ となるように入力電圧 V_{IN} を調節した。この結果, ギャップ長 $100\ \text{mm}$ では結合係数 k は 0.24 , b も 0.24 と $70\ \text{mm}$ の時に比べ大きく減少するため, V_{IN} はかなり低くなる。ギャップ長変動に対するトランス効率 η の変化を Fig. 6(a) に示す。ギャップ長が $70\ \text{mm}$, $100\ \text{mm}$, $130\ \text{mm}$ と増すにつれ, 効率は 93.5% , 92.1% , 89.7% と減少した。標準ギャップ長 $\pm 30\ \text{mm}$ のトランス部の平均効率は 91.9% で, 標準ギャップ長 $70\ \text{mm}$ での平均効率 94.5% に比べ, 2.5% 低下した。二次側コアの平均磁束密度 B_2 は $0.24\ \text{T}$ (飽和磁束密度 $0.51\ \text{T}$) となり, 効率は低下するがギャップ長 $100\ \text{mm} \pm 30\ \text{mm}$ でも $1.5\ \text{kW}$ 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 $1.5\ \text{kW}$ 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, 二次側アルミ板である。給電実験結果を Fig. 8 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 η 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多い。H 型トランスでは, 巻線の電流密度やコアの磁束密度に余裕があるため $3\ \text{kW}$ の給電実験を行った。ギャップ長 $70\ \text{mm}$, 位置ずれ $x = y = 0$ の標準状態での給電実験結果を Table 4 の最右列に示す。トランス効率 η は 94.7% で, 二次側の平均磁束密度 B_2 は $0.29\ \text{T}$ であった。3kW 給電時

も電源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。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. 鉄損のモデル化 (等価回路定数の決定法)

〈2・5〉の給電効率の計算では (4) 式に示すように鉄損を示す r'_0 を無視していた。非接触給電トランスは結合係数 k が小さいため, 一般の変圧器で用いられてきた方法では r_0 を決めることができない。本章ではこのような場合でも, 無負荷試験から r_0 を同定可能な方法を提案し, その値が妥当か評価する。

〈5・1〉 無負荷試験 鉄損はコアの磁束密度で決まるため, 端子電圧 V_1, V_2 によって変化する。商用周波数のトランスは運転時の V_1, V_2 がほぼ一定であるが, 非接触給電トランスはギャップ長変動や位置ずれで V_1, V_2 の比が大きく変化する。ギャップ長変動や位置ずれがない場合は, (3) 式の b が一定で理想変圧器特性により V_1, V_2 の比もほぼ一定となるため, 定電圧 (= 定格電圧) 給電するのであれば, 給電電力 (抵抗負荷 R_L の値) が変化しても r_0 は一定と考えて良い。

上記の条件下で Fig.9 の回路を用い, 以下①~⑤の手順で無負荷試験を行い, r_0 を決定する。

① Fig. 9(a) の回路で V_2 が定格電圧 V_{20} になるよう V_{IN} を調整し, (6) 式より鉄損 P_A を求め $V_1 = V_{11}$ を記録する。 I_{IN} が小さいため, V_{11} は V_1 の定格電圧 V_{10} よりかなり低い。ここで $P_{C1}(V_{11})$ は一次側コアの端子電圧 V_{11} での鉄損を示し, $P_{C2}(V_{20})$ は二次側コアの端子電圧 V_{20} での鉄損を示す。

$$P_A = P_{C1}(V_{11}) + P_{C2}(V_{20}) = P_1 - r_1 I_{IN}^2 - r_2 I_2^2 \dots \dots \dots (6)$$

② Fig. 9(b) の回路で $V_1 = V_{11} (< V_{10})$ になるように V_{IN} を調整し, (7) 式より鉄損 P_B を求める。 $V_{21} \ll V_{20}$

$$P_B = P_{C1}(V_{11}) + P_{C2}(V_{21}) = P_1 - r_1 I_{IN}^2 \dots \dots \dots (7)$$

③ Fig. 9(b) の回路で V_1 が定格電圧 V_{10} になるよう V_{IN} を少し上げ, (8) 式より鉄損 P_C を求める。 $V_{22} \ll V_{20}$

$$P_C = P_{C1}(V_{10}) + P_{C2}(V_{22}) = P_1 - r_1 I_{IN}^2 \dots \dots \dots (8)$$

④ $P_{C2}(V_{21}) \approx P_{C2}(V_{22}) \approx 0$ と仮定すると,

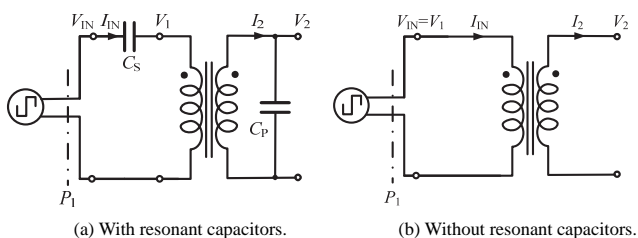


Fig. 9. Circuit for no-load test.

$$P_{C1}(V_{10}) + P_{C2}(V_{20}) = P_A + P_C - P_B = P_D \dots \dots \dots (9)$$

⑤ r_0 を省略し抵抗負荷 R_L を接続した Fig.2 の回路で励磁電流 I_0 を計算し, (10) 式より r_0 を求める。

$$r_0 = \frac{P_D}{I_0^2} = \frac{P_{C1}(V_{10}) + P_{C2}(V_{20})}{I_0^2} \dots \dots \dots (10)$$

H 型トランスを用いて 1.5kW と 3kW 給電時の鉄損を求めるため無負荷試験を行った。結果を Table 5 に示す。Table 5 で V_{21}, V_{22} は V_{20} に比べ十分小さく, (9) 式での仮定は妥当と思われる。また P_C は十分小さいため, P_A と P_B はそれぞれ二次側コアと一次側コアの鉄損に近いと考えられる。 r_0 の値は給電電力に依らずほぼ同じ値となった。Table 6 は H 型トランスの 1.5kW と 3kW 給電時の損失の実測値である。Table 5 の鉄損 P_D の値は Table 6 のその他の損失 (Other loss) と良く一致する。

〈5・2〉 鉄損を考慮した効率の理論式 Fig.2 の詳細等価回路で鉄損 r_0 を考慮し, 〈2・5〉と同様に給電効率 η , 効率が最大となる抵抗負荷 R_L の値とそのときの η_{max} を求めると (11), (12), (13) 式となる。

$$\eta = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r'_1 I_{IN}^2 + r_2 I_2^2 + r'_0 I_0^2} = \frac{R_L}{R_L + \frac{r'_1}{b^2} + r_2 \left\{ 1 + \left(\frac{R_L}{x_p} \right)^2 \right\} + r'_0 \left\{ \frac{(1-b)^2}{b^2} + \left(\frac{R_L}{x_p} \right)^2 \right\}} \dots \dots \dots (11)$$

$$R_{Lmax} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1 + r_2 + r'_0(1-b)^2}{r_2 + r'_0}} \dots \dots \dots (12)$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2 + r'_0}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1 + r_2 + r'_0(1-b)^2}{r_2 + r'_0}}} \dots \dots \dots (13)$$

Fig. 7 の計算値は (4) 式で計算した。これを (11) 式で計

Table 5. No-load test results.

P_{OUT}	1.5kW	3kW
V_{20} [V]	129	185
V_{10} [V]	361	519
V_{11} [V]	142	211
V_{21} [V]	14.7	20.7
V_{22} [V]	35.7	51.4
P_A [W]	47.1	88.2
P_B [W]	2.6	4.3
P_C [W]	12.5	35.6
P_D [W]	57.0	119
I_0 [A]	18	26
r_0 [mΩ]	177	177

Table 6. Breakdown of transformer loss.

P_{OUT}	1.5kW	3kW
Total loss [W]	83	175
Loss r_1 [W]	13	26
Loss r_2 [W]	20	41
Copper loss [W]	33	67
Other loss [W]	50	108

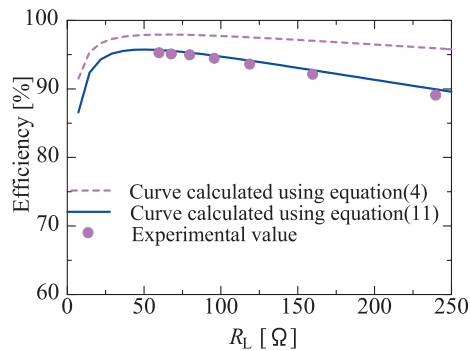


Fig. 10. Efficiency as a function of resistance load.

算すると Fig. 10 の計算値となり、実験値と良く一致することが分かる。また、この鉄損の値は銅損の約 1.5 倍程度であることが分かる。

以上より、LCR メータによりトランス定数を測定し、上述した鉄損のモデル化の方法を用いれば、定格電力を供給できる容量のインバータ電源がなくても、定格電力給電時のトランス効率を計算できる。また、給電実験での総損失と、鉄損を無視した等価回路で計算した総損失との差は、ほぼ鉄損に等しいと考えられる。

6. まとめ

電気自動車用非接触給電トランスには、角形コア両側巻構造が小型軽量化、位置ずれ許容範囲の点で適している。

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) を提案し、従来の角形コアに比べ更なる小型軽量化と位置ずれ性能の向上が可能であることを示した。試作した 1.5 kW 用、標準ギャップ長 70 mm の H 型トランスは、外寸 240 × 300 × 40 mm、車載側重量 3.9 kg で、左右方向位置ずれ ±150 mm の平均効率が 94% であった。

また、今まで定数の決定法が明らかでなかった鉄損を表す等価回路定数 r_0 について定数決定法を提案した。提案法で求めた r_0 を用いた理論効率は、実験効率とよく一致した。

上記成果は電気自動車用非接触給電の性能向上や特性解析に役立つものとする。

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) 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)
- (2) Y. Kamiya, Y. Daisho, and H. Matsuki: "Inductive Power Supply System for Electric-driven Vehicles", *IEEJ Journal*, Vol.128, No.12, pp.804–807 (2008) (in Japanese)
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) T. Iwata, N. Ehara, Y. Kaneko, S. Abe, T. Yasuda, and K. Ida: "Comparison of characteristic by Transformer Winding Method of Contactless Power Transfer Systems for Electric Vehicle", *The Paper of Technical Meeting on Semiconductor Power Converter (SPC)*, IEE Japan, SPC-09-39, pp.109–114 (2009) (in Japanese)
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資, SPC-09-39, pp.109–114 (2009)
- (5) N. Ehara, Y. Nagatsuka, Y. Kaneko, S. Abe, T. Yasuda, and K. Ida: "Compact and Rectangular Transformer of Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle", *Proc. of 2009 Japan Industry Applications Society Conference*, IEE Japan, No.2-25 (2009) (in Japanese)
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型非接触給電トランス」, 平 21 電学産業応用部門全大講演論文集, No.2-25 (2009)
- (6) S. Noguchi, Y. Nagatsuka, Y. Kaneko, S. Abe, T. Yasuda, and A. Suzuki: "Compact and Rectangular Transformer of Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle", *Proc. of 2010 Japan Industry Applications Society Conference IEE Japan*, No.2-6, pp.II-259-262 (2010) (in Japanese)
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」, 平 22 電学産業応用部門全大講演論文集, No.2-6, pp.II-259–262 (2010)
- (7) Y. Nagatsuka, N. Ehara, Y. Kaneko, S. Abe, and T. Yasuda: "Compact Contactless Power Transfer System for Electric Vehicles", *Proc. of 2010 International Power Electronics Conference (IPEC2010-Sapporo)*, IEE Japan, 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", *Proc. of 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (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", *Proc. of 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS-25)*, shenzhen China (2010)
- (11) T. Fujita, Y. Kaneko, and S. Abe: "Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors", *IEEJ Trans. IA*, Vol.127, No.2, pp.174–180 (2007-2) (in Japanese)
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 (2007-2)
- (12) Y. Kaneko, S. Matsushita, Y. Oikawa, and S. Abe: "Moving Pick-up Type Contactless Power Transfer Systems and their Efficiency using Series and Parallel Resonant Capacitors", *IEEJ Trans. IA*, Vol.128, No.7, pp.919–925 (2008-7) (in Japanese)
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 (2008-7)
- (13) Y. Kaneko and S. Abe: "Contactless Power Transfer Systems", *IEEJ Journal*, Vol.128, No.12, pp.796–799 (2008) (in Japanese)
金子裕良・阿部 茂:「非接触給電技術」, 電学誌, Vol.128, No.12, pp.796–799 (2008)

千 明 将 人 (学生員) 1987 年 10 月 15 日生。2010 年 3 月 埼



玉大学工学部電気電子システム工学科卒業。同年 4 月同大学大学院理工学研究科博士前期課程数理電子情報系専攻に進学。主に非接触給電システムの研究に従事。

長塚 裕一 (非会員) 1987年1月19日生。2009年3月埼玉大学工学部電気電子システム工学科卒業。2011年3月同大学大学院修士課程修了。在学中は非接触給電システムの研究に従事。



保田 富夫 (正員) 1952年2月1日生。1974年3月東京電機大学卒業。アイシン精機(株)入社後、カーエレクトロニクス技術及びITSシステム技術の開発に従事。1999年(株)テクノバに転向。現在、自動車用パワーエレクトロニクス技術及びシステム技術の調査研究に従事。2007~2009年の間「自動車用パワーエレクトロニクスの現状調査専門委員会」委員。自動車技術会会員。



金子 裕良 (正員) 1965年6月22日生。1987年3月埼玉大学工学部電気科卒業。1989年3月同大学大学院修士課程卒業。同年新日本製鐵(株)入社。1990年4月埼玉大学工学部助手。1995年2月同大学総合情報処理センター講師。2000年4月工学部講師。2008年4月同大学大学院理工学研究科准教授。現在電気機器の制御および産業用ロボットの知的情報処理・制御の研究に従事。工学博士。計測自動制御学会, 溶接学会各会員。



鈴木 明 (非会員) 1958年7月31日生。1981年3月岐阜大学工学部電子工学科卒業。同年アイシン・エイ・ダブリュ(株)入社。技術本部にて自動変速機制御システム, 電気自動車駆動システム開発などに従事。自動車技術会会員。



阿部 茂 (正員) 1949年3月29日生。1971年6月東京大学工学部電子工学科卒業。1976年同大学院博士課程修了。工学博士。同年三菱電機(株)入社。中央研究所, 産業システム研究所で研究開発に従事。1997年同社稲沢製作所エレベータ開発部長。2001年ビルシステム事業本部技師長。2004年4月埼玉大学大学院理工学研究科教授。現在パワーエレクトロニクス応用とシステム技術の研究に従事。1985年電気学会論文賞受賞。IEEE, 電子情報通信学会, 情報処理学会各会員。

