

倍速充電可能な電気自動車用小型非接触給電トランス

学生員 高梨 浩也* 学生員 山中 智裕 学生員 千明 将人

正員 金子 裕良 正員 阿部 茂 (埼玉大学)

正員 保田 富夫 ((株)テクノバ) 非会員 鈴木 明 (アイシン・エイ・ダブリュ(株))

Compact Contactless Power Transformer for Electric Vehicle 3kW Charger

Hiroya Takanashi*, Tomohiro Yamanaka, Masato Chigira, 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 3kW transformer has been developed, that satisfies these criteria, and its characteristics are described. An efficiency of 95% was achieved across 70mm air gap. The results of temperature rise tests and leakage flux density measurements are also presented.

キーワード：電気自動車, 非接触給電, 倍速充電, 効率, コア, 温度上昇試験

Keywords : electric vehicle, contactless power transfer system, double speed charge, efficiency, core, temperature rise test

1. はじめに

電気自動車やプラグインハイブリッド自動車の充電は、現在は電気ケーブルとプラグを用いる接触給電方式であるが、将来は利便性・安全性・保守性に優れた非接触給電方式が有望であり、研究開発が進んでいる⁽¹⁾。

電気自動車用の非接触給電トランスは、小型軽量かつギャップ長や位置ずれ許容量が大きく、高効率であることが求められる。我々はこれらの要求を満たすには、従来の円形コア片側巻トランスよりも角形コア両側巻トランス構造が適していることを発表してきた⁽²⁾⁽³⁾。2011年1月には一般家庭での単相 AC100V1.5kW 普通充電を想定した 1.5kW H型コア両側巻トランスを発表した⁽³⁾。

最近では普通充電よりも充電時間を半減できる単相 AC200Vでの 3kW 倍速充電を望む声が多い。上記 1.5kW H型トランスは電流密度、磁束密度共に余裕があることから、1.5kW H型トランスと同一のコア・巻線を放熱を考慮したケースに入れ 3kW H型トランスを製作した。本論文では 3kW H型トランスの概要と特性を紹介する。

3kW 化では、1.5kW と 3kW 共に優れた給電特性（効率、ギャップ長と位置ずれ変動特性）、放熱特性の改善による長時間連続運転、漏れ磁束の安全性の達成を目標とした。

給電特性では、1.5kW と 3kW 給電時に共に給電効率が高くなる給電電圧を検討し、機械的ギャップ長 70mm の標準位置で 1.5kW で 93%、3kW で 95%、ギャップ長変動や位置ずれが生じて 3kW で平均 94%の給電効率を達成できた。

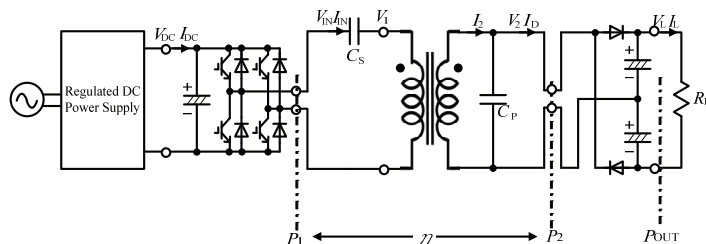


Fig.1. Contactless power transfer system.

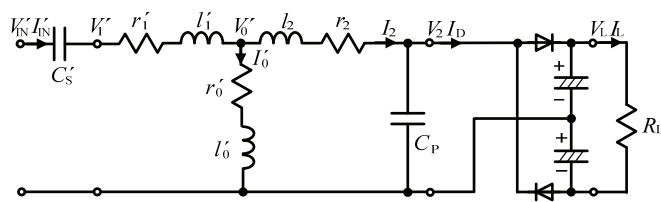
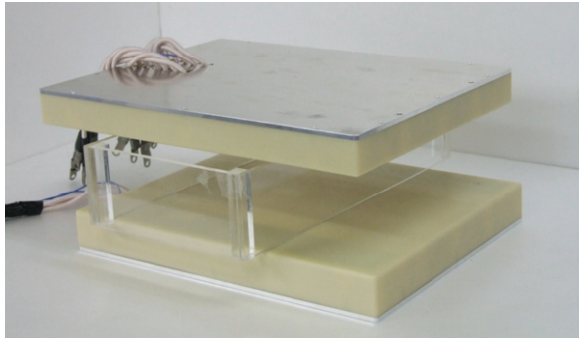


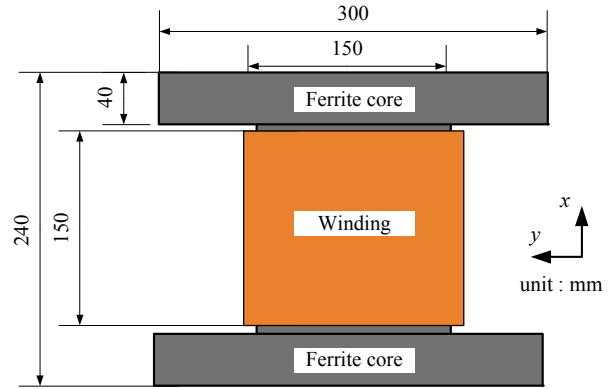
Fig.2. Detailed equivalent circuit.

放熱特性の改善のためには、漏れ磁束遮蔽アルミ板に接する部分のトランスケースをアルミ製とした。この結果、自然冷却で 3kW の連続運転が可能となった。

トランスケースの一部アルミ化は、周辺の漏れ磁束密度を低減する効果も認められ、トランス設置箇所を車底の中央付近にすれば、車の外周より外では漏れ磁束密度も人体への影響がないレベルまで低減できることが分かった。



(a) Photograph 3kW Transformer.



(b) 3kW Transformer's dimension.

Fig.3. Transformer's outline and it's dimension.

Table 1. Transformer specifications.

Type	H-shaped core	
Litz wire	0.1mmφ×1200	
Weight of the secondary	4.8kg	
Size	255×315×40mm	
Winding	Primary	2p×20T
	Secondary	6p×6T
Aluminum sheet	400×600×1mm	

Table 2. Parameters.

f_0 [kHz]	30		
r_0 [mΩ]	0	L_2 [μH]	14.4
r_1 [mΩ]	181.9	k	0.35
r_2 [mΩ]	19.13	b	0.35
l_0 [μH]	58.70	R_{Lmax} [Ω]	8.07
l_1 [μH]	110.2	η_{max} [%]	96.3
l_2 [μH]	9.84	C_S [μF]	0.189
L_1 [μH]	170.6	C_P [μF]	1.85

2. 電気自動車用非接触給電システム

〈2・1〉 一次直列二次並列コンデンサ方式 一次直列二次並列コンデンサ方式⁽²⁾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。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⁽⁴⁾。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。

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。

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

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。Fig.2 で倍電圧整流回路がない場合、(3)式よりトランス部の最大効率 η_{max} とそのときの抵抗負荷 R_{Lmax} は(4)式となる。

(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。

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

〈2・2〉 両側巻構造 非接触給電トランスの構造は、円形コア片側巻構造⁽¹⁾⁽⁵⁾と角形コア両側巻構造^{(2)(3)(6)~(8)}に大別できる。両側巻は、①磁気構造から長さで約 1/2、面積で約 1/4 に小型化可能、②磁極方向 (Fig.3 の左右方向) の位置ずれに強い、③漏れ磁束遮蔽のアルミ板を設置すれば結合係数も片側巻と同等になる、などの特長がある。

3. 3kW H 型トランス

〈3・1〉 3kW H 型トランス Fig. 3(a)に示す 3kW H 型トランスは Fig. 3(b) と Table 1 に示すように、既発表の 1.5kW H 型トランスとコアと巻線は同一仕様である⁽³⁾。放熱特性の改善のため Fig. 3(a) に示すように漏れ磁束遮蔽のアルミ板と接するトランスケースの面をアルミ製とした。トランス定数 (Table 2) はケース無しの 1.5kW トランスに比べ、巻線抵抗 r_1, r_2 の値が大きくなったが、インダクタンス l_0, l_1, l_2 と結合係数 k はほぼ同じ値である。

〈3・2〉 3kW 給電特性 3kW 給電時にも最大効率で給電するために、1.5kW 給電時に比べ二次電圧 V_2 を約 $\sqrt{2}$ 倍に上げて、ギャップ長変動、位置ずれ変動に対する特性を調べた。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。結果を Fig. 4、Fig.5 と Table 3 に示す。機械的ギャップ長 70mm で位置ずれのない標準状態でのトランス効率 は 94%で、1.5kW 給電時とほぼ同じ値となった。

ギャップ長を ±30mm、位置ずれ量を前後方向(x 方向)±

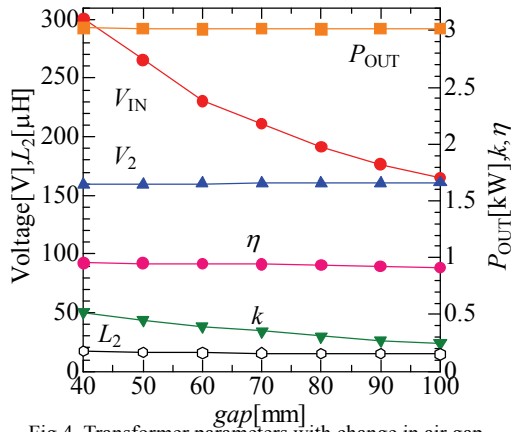


Fig. 4. Transformer parameters with change in air gap.

Table 3. Experimental results.

Type	H-shaped core			
f_0 [kHz]	30			
gap [mm]	70		100	
x [mm]	0	45	0	0
y [mm]	0	0	150	0
R_L [Ω]	60			
V_{IN} [V]	211	185	169	165
V_2 [V]	160	160	160	160
V_L [V]	426	426	426	426
P_{OUT} [W]	3016	3026	3011	3014
η [%]	94.2	92.9	91.7	90.7
B_2 [T]	0.27	0.27	0.27	0.27

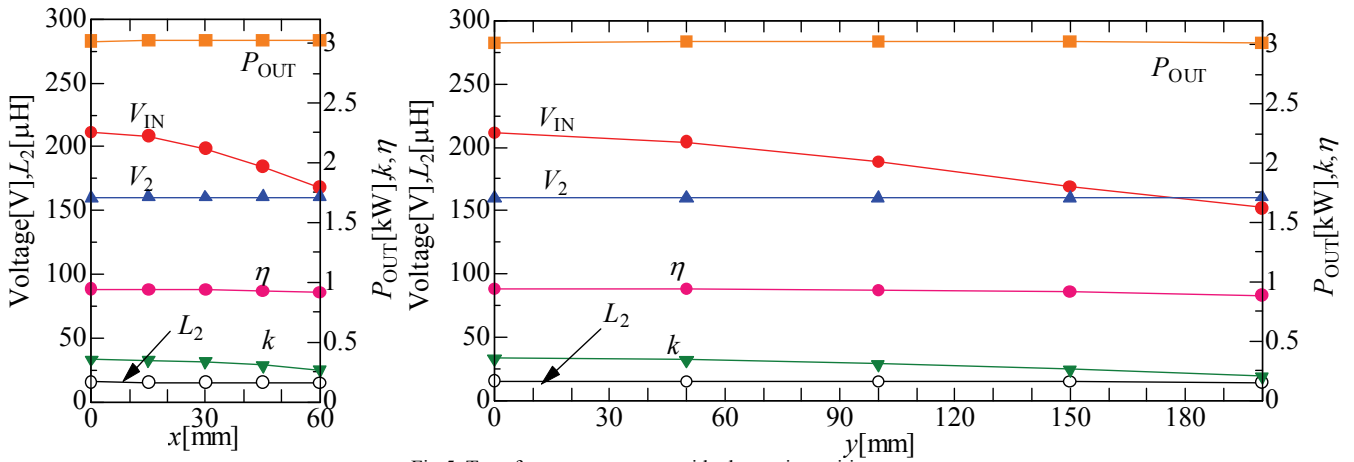


Fig. 5. Transformer parameters with change in position.

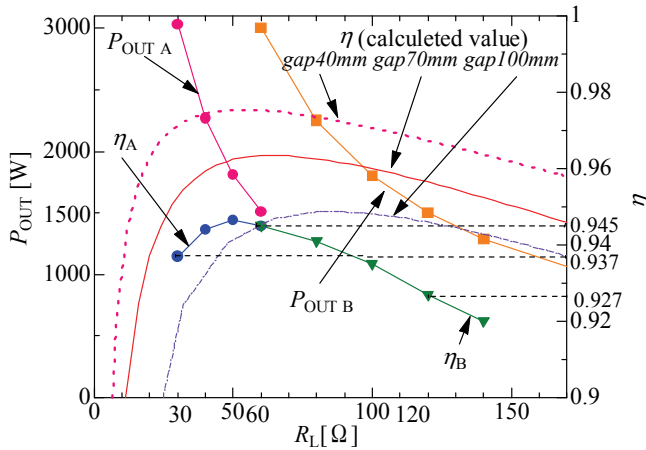


Fig. 6. Characteristics with resistance-load change.

Table 4. Characteristics with resistance-load

	Case A*		Case B**	
P_{out} [kW]	1.5	3.0	1.5	3.0
V_{IN} [V]	153	164	213	217
I_{IN} [A]	12.1	23.6	8.9	16.9
V_1 [V]	377	688	328	531
V_2 [V]	114	117	158	160
V_L [V]	300	300	426	426
η [%]	94.5	93.7	92.7	94.5
B_1	0.09	0.17	0.08	0.13
B_2	0.19	0.20	0.26	0.27
Δ_1	0.64	1.25	0.47	0.90
Δ_2	0.70	0.82	0.96	0.99

*1.5kW 給電を最大効率で行う給電方式

** 3kW 給電を最大効率で行う給電方式

45mm, 左右方向(y 方向)±150mm の範囲で変化させた時の効率も Fig. 4, Fig.5 のように 1.5kW 給電時と変わらなかった。位置ずれ量よりもギャップ長変動の方が効率への影響が大きいが、Table 3 より、ギャップ長 100mm でもトランス効率は 91% と高い値を得ることができた。

〈3・3〉1.5kW 普通充電と 3kW 倍速充電でのトランスの兼用
トランス効率は抵抗負荷の値が R_{Lmax} の時に最大となる。従って給電電力が変わる場合、トランス効率を常に最大にするには負荷電圧 V_L を変える必要がある。しかし普通充電と倍速充電でトランスを兼用する場合は、 V_L を変えない方が車載充電器の容量を小さくできる。

1.5kW と 3kW 給電時で V_L を変えない場合、どの程度トランス効率が変化するかを調べた。実験結果を Fig.6 と Table 4 に示す。Table 4 の Case A は 1.5kW 給電で効率が最大となる $V_L=300V$ で 3kW 給電も行う場合、Case B は逆に 3kW 給電で効率が最大となる $V_L=426V$ で 1.5kW 給電も行う場合を示している。Fig.6 には、 $V_L=300V$ (Case A) で抵抗負荷を 30 Ω ~60 Ω に変化させたときの出力電力 $P_{OUT A}$ と効率 η_A の変化と、 $V_L=426V$ (Case B) で抵抗負荷を 60 Ω ~120 Ω に変化させたときの出力電力 $P_{OUT B}$ と効率 η_B の変化を示した。また、参考までにギャップ長 70mm の理論効率曲線(鉄損無視)を実線で、40mm と 100mm の場合の理論効率曲線を点線で

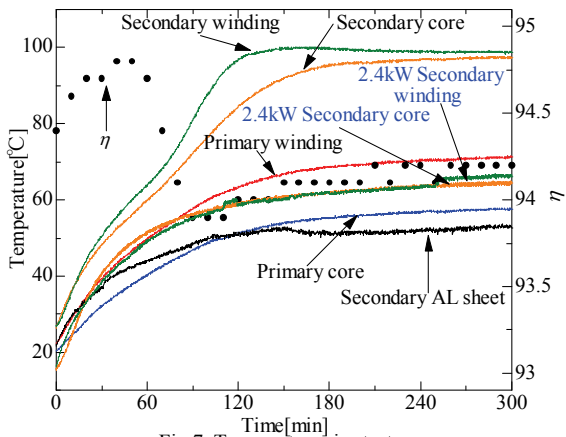


Fig. 7. Temperature rise test.

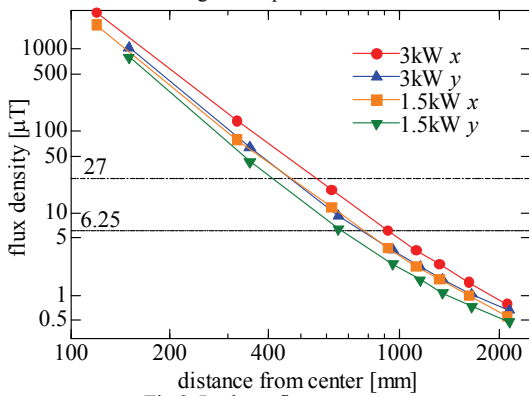


Fig. 8. Leakage flux measurement.

示した。

実用上は電源電流の制約から負荷電力は普通充電で1.2kW、倍速充電で2.4kW程度になると考えられるため、1.2kWから2.4kWの範囲で高い効率を得るにはCase Aの方が良いように思われる。しかしギャップ長が100mmに拡大すると、効率曲線の左傾斜部での運転になり負荷変動による効率変動が大きくなるので、Case Bの方が望ましい。

以上のように様々な充電状態を考慮して、負荷電圧 V_L を決める必要がある。

〈3・4〉 温度上昇試験 3kW給電では給電損失も1.5kW給電時の倍になるため、ケースの放熱特性が課題となる。トランスケースの一部アルミ化 (Fig. 3(a)参照) による放熱効果を長時間給電試験で調べた。温度の測定点は一次側のコアと巻線、二次側のコアと巻線、二次側アルミ板とした。結果をFig.7に示す。

最も温度が高くなったのは二次側のコアと巻線で、給電開始から3時間で約95°Cに達し、熱平衡状態となった。実用上の倍速充電の約2.4kW連続運転では、最大温度は約60°Cと大幅に下がった。なお室温は20°Cであった。ケースの一部アルミ化は十分な放熱特性があり、3kW連続給電は十分可能と思われる。

給電時間によって効率の値が変動しているが、これはフェライトの温度上昇による損失低下と、コイルの温度上昇による銅損の増加が同時に進行することに起因する。

〈3・5〉 漏れ磁束密度測定 非接触給電トランスは疎結

合であるため、トランス周辺には漏れ磁束が発生する。ギャップ70mm、位置ずれのない状態で1.5kW、3.0kW給電時の漏れ磁束密度を測定した。結果をFig.8に示す。トランスの電磁界暴露の目安として、ICNIRP1998とICNIRP2010の公衆暴露指針の30kHzの参考レベル値である6.25μTと27μTのラインも示した。トランス中心からの距離の約2.8乗に反比例して漏れ磁束密度が減少し、距離が2倍になると約18%に減少することがわかる。また、3kW給電時は1.5kW給電時に比べ漏れ磁束密度は約1.5倍になっている。Fig.8より、給電電力は漏れ磁束密度に大きく影響し、減少率には影響しないことがわかる。

Fig. 8より3kW給電でもトランスの中心から600mm離れれば27μT以下に、950mm離れれば6.25μT以下に下がることが分かる。トランスを車底中央部に取り付けられれば車の側面より外側では漏れ磁束密度は参考レベル値以下にできると思われる。

4. まとめ

本論文では倍速充電可能な電気自動車用非接触給電装置について紹介した。試作した3kW H型トランスは、車載可能かつ放熱特性を考慮したケース入りで、3kWでの長時間連続運転が可能である。漏れ磁束密度もトランスを車底中央部に取り付けられれば、車の側面より外側ではICNIRP基準値以下になることが分かった。また、同じトランスで普通充電と倍速充電を使い分ける場合のトランス効率の変動幅についても検討した。

最後に本研究は、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) 「自動車技術ハンドブック⑩設計 (EV・ハイブリッド) 編」, 自動車技術会, pp.322-336 (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」, 電学半導体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装置トランスの小型軽量化」, 電学半導体電力変換研究会資料, SPC-11-48, pp.139-144 (2011)
- (4) 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)
- (5) 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)
- (6) 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)
- (7) 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)
- (8) 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)