

電気自動車用小型角形非接触給電トランス

学生員 江原 夏樹, 学生員 長塚 裕一, 正員 金子 裕良, 正員 阿部 茂 (埼玉大学)

正員 保田 富夫, 非会員 井田 和彦 ((株)テクノバ)

Compact and Rectangular Transformer of Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle

Natsuki Ehara, Yuichi Nagatsuka, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

Tomio Yasuda, Kazuhiko Ida, (Technova Inc.)

Characteristics of the contactless power transfer system for electric vehicles or plug-in hybrid vehicle is described. The weight of secondary core and winding located in car is needed to be light. At parking, the air-gap and displacement between primary core and secondary core become large. A novel transformer which satisfies these requirements has developed. It consists of a set of compact rectangular-shaped ferrite-core and double-sided winding. To reduce the cost of expensive ferrite-core the drain-board type core is also proposed. The performance of these proposed transformers is shown in test results.

キーワード: 電気自動車, プラグインハイブリッド自動車, 非接触給電, 巻線, コア

Keywords: electric vehicle, plug-in hybrid vehicle, contactless power transfer system, winding, core

1. はじめに

地球温暖化等の環境問題や原油価格の高騰により、家庭や充電スタンドでバッテリーに充電するプラグインハイブリッド自動車 (PHV) や電気自動車 (EV) が現実のものとなってきた。現在は電気ケーブルとプラグで車に給電する方式であるが、コードレス化による利便性や安全性の向上、プラグの抜き忘れ対策、急速充電による大電力化を考えると、今後は非接触給電方式⁽¹⁾が有望である。

非接触給電は接点の不良、磨耗、火花が無いなどの特徴からクリーンルームの搬送車や家電品で実用化されている。基本はギャップ長の大きいトランスで、漏れリアクタンスが大きく、結合係数が 0.5~0.1 と小さい。このため電源周波数を 10kHz 以上にとり二次誘起電圧を上げ、漏れリアクタンスの補償のため共振コンデンサを用いる^{(1)~(6)}。従来は一次側二次側共に並列コンデンサを用いる方式⁽¹⁾⁽³⁾⁽⁴⁾が多かった。筆者らは一次側を直列コンデンサとし二次側を並列コンデンサとして一次と二次のコンデンサの値を特定の値に選ぶと、巻線抵抗を無視した場合、電源周波数において両コンデンサを含むトランスの等価回路が理想変圧器と等価になることを示した⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

この理想変圧器特性を用いると、(1) 抵抗負荷であれば電源力率 1 とゼロ電圧スイッチングが可能で電源の小型化と高効率化ができる、(2) コンデンサの値は負荷 (給電電

力) に依らず一定でよい、(3) 電源を定電圧/定電流制御すれば負荷が変化しても、負荷も定電圧/定電流になる、(4) 効率の理論式⁽⁶⁾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である、などの利点がある。

自動車用では、(1) 1次2次間のギャップ長が大きい、(2) 1次2次間の位置ずれが発生する、(3) 車載装置は小型軽量が必要という制約があり、これら制約に対しても理想変圧器特性を維持することが重要になる⁽¹¹⁾。

給電トランスは巻線方式とコア形状によって分類することができる。巻線方式は、1:両側巻、2:片側巻に、コア形状は a:角形、b:円形、c:楕円形に、さらに磁極は足の有り無し、に分類される。従来は、コアは円形磁極無しで巻線は片側巻のものが一般的に用いられてきたが、岩田等の研究で角形両側巻が (1) ~ (3) の点で有利である⁽¹¹⁾ことがわかった。しかし岩田のコアには磁極があり、自動車用非接触給電トランスとしては大きさ・重量の点で改善の余地があった。

今回、給電トランスの小型軽量化のため磁極のない平板型コアを採用した装置を試作し、特性について検討を行った。なお一般家庭での利用を想定し、100V 電源から 1.5kW 給電可能なトランスを設計した。また平板型コアの位置ずれに対する頑健性を保ちつつ、給電トランスの構成要素の中では高価で重量のあるフェライトコアを間引いた、すのこ型コアの有効性についても検討を行った。

表 1 給電トランスの設計目標

Table 1. Design goal.

Power	1.5kW	
Weight	4.0kg	
Gap	70±20mm	
Tolerance for displacement	x	±125mm
	y	±45mm

表 2 両側巻角形トランスの仕様

Table 2. Specification.

Core	FDK 6H40 Bs=0.53T, μi=2400(at 0.1MHz)	
Litz wire	0.25mmφ×24×16	
Weight	Primary	4.4kg
	Secondary	4.6kg
Coil turns	Primary	1p×18T
	Secondary	2p×9T
Aluminum plate	600×400×1.0mm	

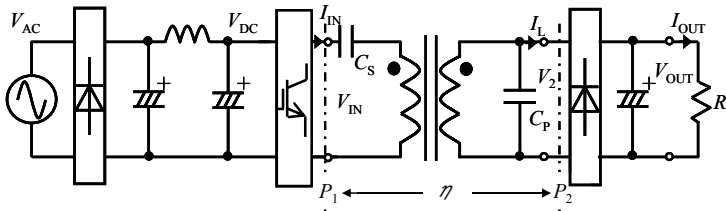


図 1 非接触給電システム

Fig.1. Contactless power transfer system.

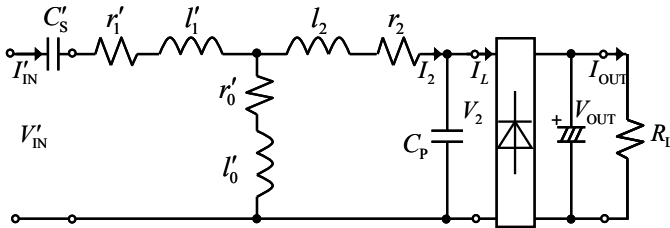


図 2 詳細等価回路

Fig.2. Detailed equivalent circuit.

2. 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の非接触給電システムの構成を図 1 に示す。フルブリッジインバータを用いて商用電源を $f_0=20\text{kHz}$ の高周波に変換し、給電トランスのコアにはフェライトを、巻線にはリッツ線を用いる。

〈2・2〉等価回路 給電トランスを T 形等価回路で表し、直列及び並列共振コンデンサ C_s , C_p と抵抗 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 に比べて十分小さい。従って r'_0 と r'_1 , r_2 を省略した回路で解析を進める。

〈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) に共振するように(1)式の値に決める。

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

次に一次側直列コンデンサの値を(2)式の値に決める。

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

〈2・4〉理想変圧器特性 ここで、 V_{IN} と V_2 , I_{IN} と I_L の関係を求めると、

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

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。

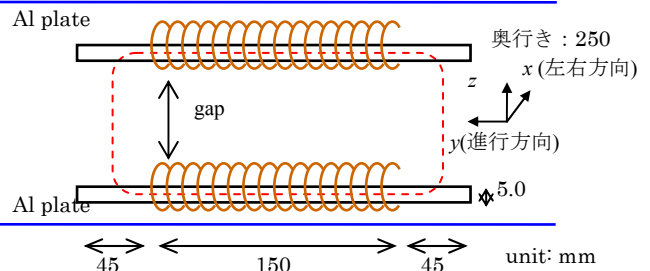


図 3 両側巻角形トランス

Fig.3. Transformer.

〈2・5〉片側巻と両側巻トランス 非接触給電トランスの巻線の巻き方には両側巻と片側巻⁽¹¹⁾がある。今まではトランス背面に漏れ磁束が存在せず結合係数の高い片側巻が用いられてきた⁽⁸⁾。自動車用では車両側設置スペースの問題から、小型化が可能な両側巻が有利である。片側巻ではコア幅は (コイル幅 + 磁極幅) の 2 倍程度必要なのに対し、両側巻はその半分で済む。両側巻の背面に磁束が漏れる問題も、磁束遮蔽のアルミ板を設置すれば解決可能で、結合係数も高まる⁽¹⁰⁾。片側巻には電流によってインダクタンスが変化する好ましくない特性が報告されている⁽¹¹⁾。

3. 平板型コア給電トランスの特性

電気自動車用非接触給電トランスの設計目標を表 1 のように設定し給電トランスを製作した。巻線には小型化に有利な両側巻方式を採用し、磁極のない平板型のコア (240×250×5mm) を使用した。両側巻で問題になるトランス背面

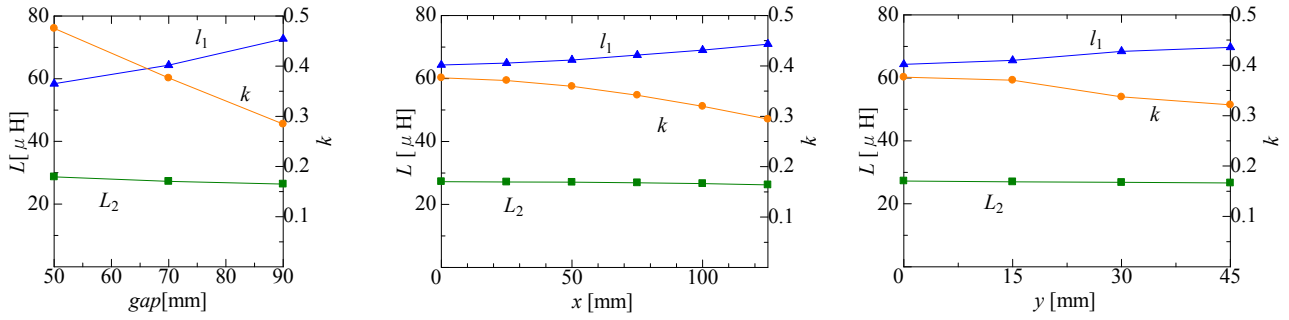


図4 トランス定数測定結果

Fig.4. Parameters.

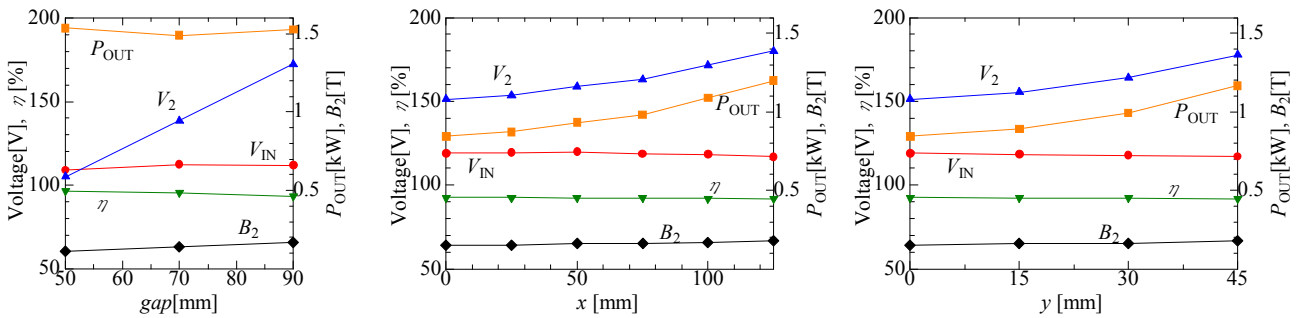


図5 給電実験結果

Fig.5. Experimental results.

の漏れ磁束対策として、一次側と二次側のトランス背面に漏れ磁束遮蔽用アルミ板（600×400×1mm）を設置した。製作した平板型コアの両側巻角形トランスの仕様を表2に、写真と寸法を図3に示す。

自動車用非接触給電では駐車位置の変動（トランスの位置ずれ）や、乗員・積荷による車高（トランスのギャップ長）の変動が避けられない。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±20mm、位置ずれは進行方向±45mm、左右方向±125mm の範囲で特性を測定した。

以下、給電実験では交流電源電圧 $V_{AC}=100V$ 、インバータ周波数 $f_0=20kHz$ 一定とし、給電トランス二次側には全波整流器と抵抗負荷を接続した。

〈3-1〉ギャップ長変動特性 ギャップ長変動及び位置ずれが生じたときのトランス定数を図4に、給電実験結果を図5と表3に示す。位置ずれの方向は図3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。二次巻線の自己インダクタンス L_2 はほぼ一定であり、(1)式より決まる C_p の値の変動は小さい。

共振コンデンサ C_s と C_p の値は一定とし実験を行った。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 も低下するため、(3)式より二次電圧 V_2 が増大する。ギャップ長変動特性では出力電力 $P_{OUT}=1.5kW$ となるように負荷抵抗 R_L の値を調節した。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

表3 給電実験結果

Table.3. Experimental results.

freq[kHz]	20	
gap[mm]	70	
x[mm]	0	125
y[mm]	0	45
$R_L[\Omega]$	23.1	50.0
$V_{IN}[V]^*$	112	110
$V_2[V]^*$	139	200
$V_{OUT}[V]$	186	281
$P_{OUT}[kW]$	1.49	1.57
$\eta[\%]$	95.3	90.2
$B_2[T]$	0.14	0.20

*rms value

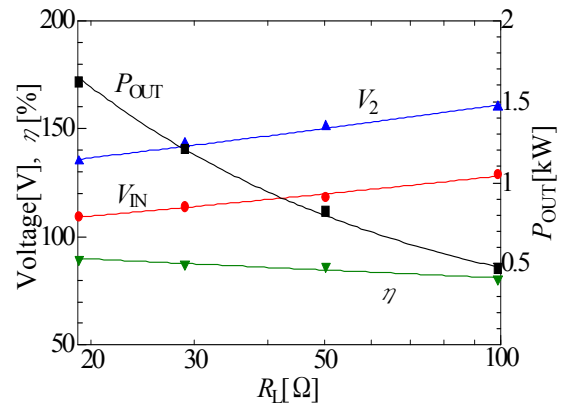


図6 負荷変動時の給電特性変化

Fig.6. Characteristics with resistance-load change.

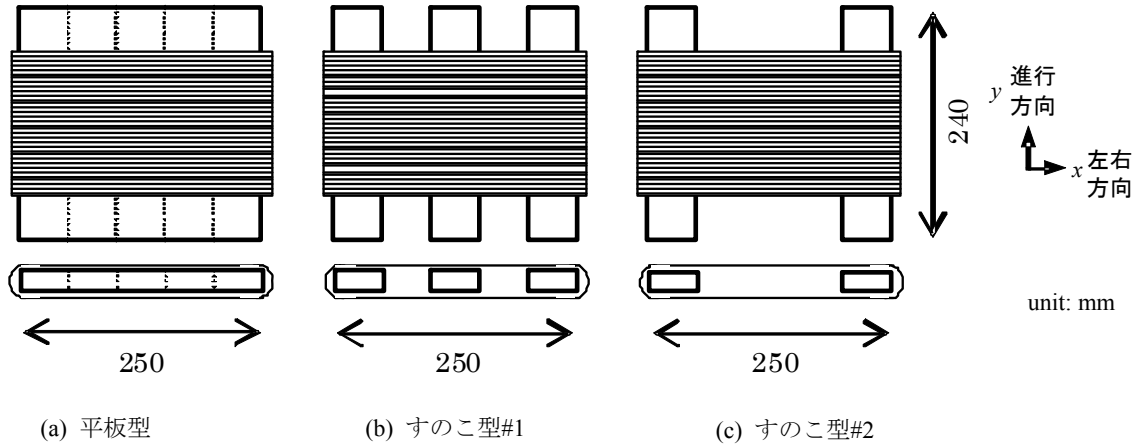


図7 給電トランスの軽量化
Fig.7. Lightweight transformer.

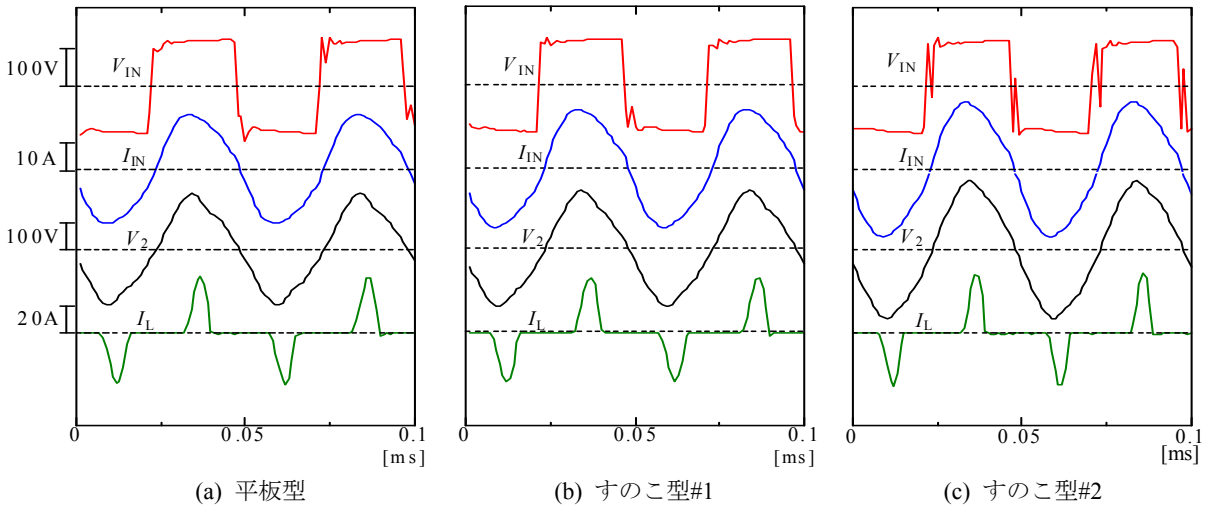


図8 各部電圧電流波形
Fig.8. Experimental results.

ンス部の給電効率 η はギャップ長が最大の90mmでも93.4%であった。

〈3・2〉位置ずれ特性 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_{IN}/V_2)が変化する。入力電圧 V_{IN} と負荷抵抗 R_L が一定の場合は、ずれが大きくなると二次電圧 V_2 が上がり、給電電力 P_{OUT} も大きくなる。

交流電源電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷抵抗 $R_L=50.0\Omega$ 一定とし、ギャップ長は70mm一定、左右方向ずれ x を125mmまで、進行方向ずれ y を45mmまでずらしたときの位置ずれ給電を行った。図5の給電結果より平板型コアを用いた場合、給電効率 η はいずれも90%以上である。位置ずれが最大の $x=125mm$ 、 $y=45mm$ の状態でも表3の結果より1.5kW給電が可能で、給電効率 η は90%以上を維持している。

このことから平板型コアを使用した角形トランスは位置ずれに強いことがわかる。

表4 実験結果

Table.4. Experimental results.

core type	平板型	すのこ型#1	すのこ型#2
freq[kHz]	20		
gap[mm]	70		
x [mm]	0		
y [mm]	0		
k	0.38	0.34	0.28
$R_L[\Omega]$	23.1	26.5	40.3
$V_{IN}[V]^*$	112	111	106
$V_2[V]^*$	139	147	178
$V_{OUT}[V]$	186	195	245
$P_{OUT}[kW]$	1.49	1.54	1.47
$\eta[\%]$	95.3	94.1	89.2
$B_2[T]$	0.14	0.24	0.45
$C_S[\mu F]$	0.696	0.751	0.897
$C_P[\mu F]$	2.30	2.46	3.04

*rms value

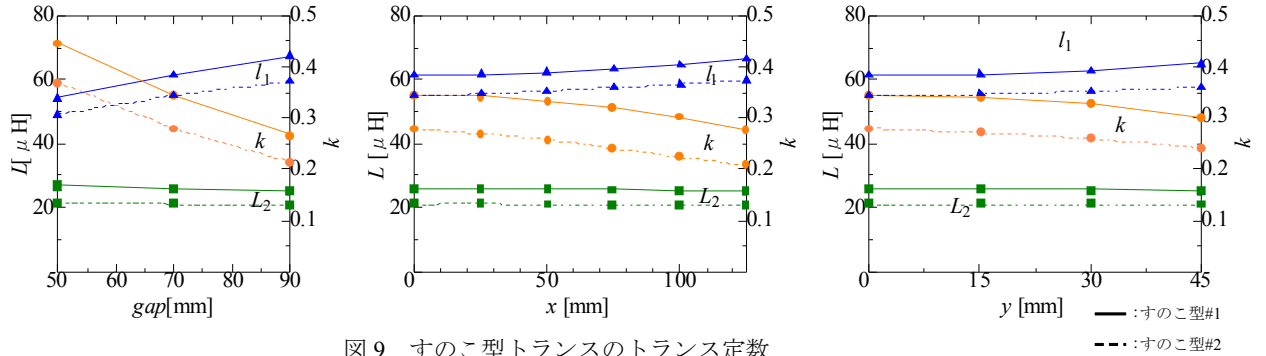


図9 すのこ型トランスのトランス定数
Fig.9. Parameters.

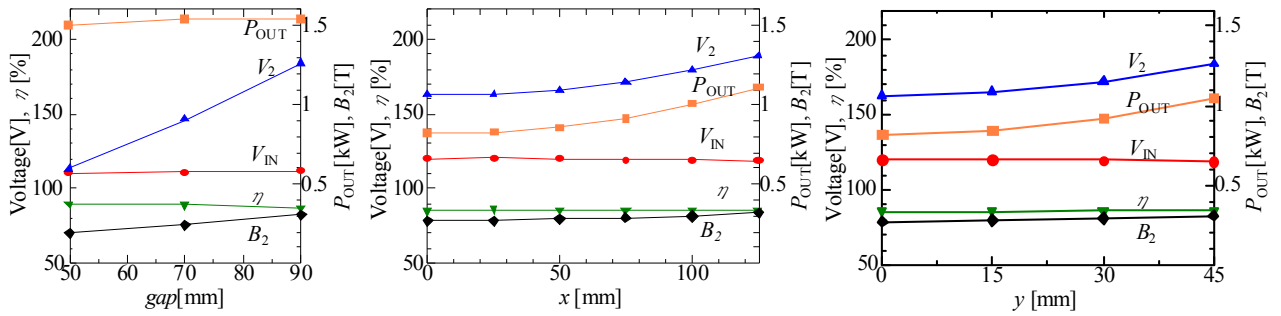


図10 すのこ型#1 トランスの給電実験結果
Fig.10. Experimental results.

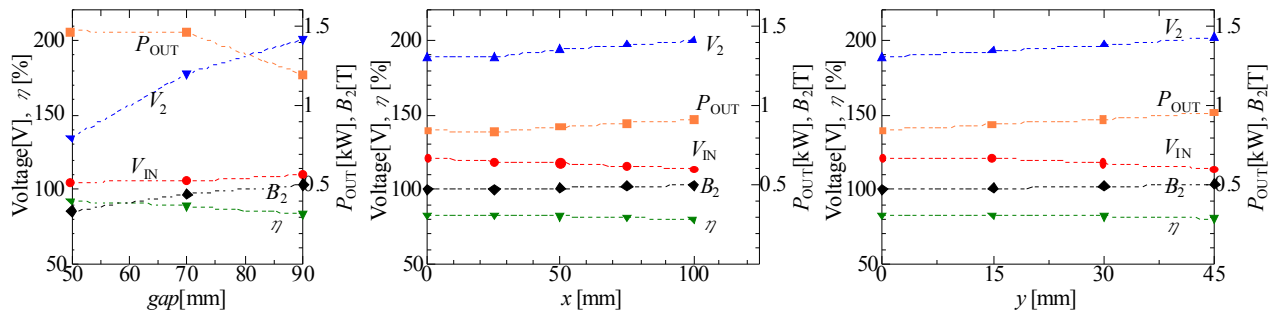


図11 すのこ型#2 トランスの給電実験結果
Fig.11. Experimental results.

〈3・3〉 負荷変動特性 ギャップ長 70mm, 位置ずれ $x=y=0$ mm の標準状態で負荷抵抗 R_L を 20 Ω , 30 Ω , 50 Ω , 100 Ω と変化させたときの給電実験結果を図6に示す。電源電圧を一定 ($V_{AC}=100$ V) にして負荷抵抗 R_L を大きくすると、電源電流が減少し電源フィルタ部の電圧降下も減少するため、入力電圧 V_{IN} と二次電圧 V_2 は少し高くなる、トランス部電圧比 (V_{IN}/V_2) はほぼ一定であり、理論通り負荷抵抗が変動しても理想変圧器特性を満たしている。

4. すのこ型コア給電トランスの特性

平板型コアを用いた角形トランスの重量は、一次側 4.4kg, 二次側 4.6kg と設計目標(表1)の 4.0kg を満たしていなかった。給電トランスのコアの磁束密度は一次側よりも二次側の方が大きくなるが、図5に示す給電実験結果の二次側コアの平均磁束密度 B_2 の値は飽和磁束密度 B_S ($=0.53$ T) と比べいずれも余裕がある。フェライトは高価で重いために使

用する量は少ないほうが望ましい。

〈4・1〉 すのこ型コア フェライトコアを軽量化する上で重要なことはギャップ長変動や位置ずれに対する給電トランスの性能を維持することである。これらの性能はトランスの外形寸法に依存するので外形寸法は変更しない。図7(b), (c)に示すようにフェライトコアを間引いてすのこ型コアのトランスを製作した。なお巻線は平板型コアの場合と同一である。すのこ型#1 は図7(a)の平板型コアと比較してフェライト使用量を 40% (0.6kg) 軽量化でき、すのこ型#2 では 60% (0.9kg) 軽量化できた。共に一次側と二次側トランスの重量は表1の設計目標以下となった。コアの断面積もそれぞれ 40%と 60%減少するから、コアの磁束密度は逆に平均 1.7倍と 2.5倍になる。

〈4・2〉 ギャップ長変動・位置ずれ特性 トランスの一次側と二次側共に製作したすのこ型コアを使用し、ギャップ長変動・位置ずれ時のトランス定数を測定した。結果を

図 9 に示す (すのこ型#1 は実線で、#2 は破線)。フェライト量が減少し主磁束磁路の磁気抵抗が増えるため、結合係数 k は平板型コアの場合に比べ低下した。すのこ型#1, #2 共にギャップ長変動・位置ずれによる二次の自己インダクタンス L_2 の変化は小さく、共振コンデンサ値は一定で良いことが分かる。

給電実験を平板型コアの場合と同様に行った。ギャップ長変動では交流電源電圧 $V_{AC}=100V$ 一定で出力電力 P_{OUT} が $1.5kW$ となるように負荷抵抗 R_L をその都度調整した。位置ずれ給電では、 $V_{AC}=100V$ 一定ですのこ型#1 は $R_L=59.8\Omega$ 一定、すのこ型#2 では $R_L=81.2\Omega$ 一定で給電した。なお、すのこ型#2 の左右方向ずれ $x=125mm$ の給電実験は過大な電流が流れるため電源の制約から実験は行わなかった。図 10 にすのこ型#1 の、図 11 にすのこ型#2 の給電実験結果を示す。また、すのこ型#1, #2 の、標準状態での各部の電圧値を表 4 に電圧・電流波形を図 8 に示す。

図 8 に示したとおり平板型コアとすのこ型コアでは電圧・電流波形はほとんど変わらない。図 10, 図 11 より二次側コア磁束密度 B_2 は、どちらのすのこ型コアも平板型に比べ高くなっている。すのこ型#1 の磁束密度はどの場合も飽和磁束密度以下であるが、#2 ではコアの飽和磁束密度に近い $0.5T$ 付近で推移しておりコアが飽和していると見られる。

〈4・3〉 平板型コア給電トランスとの特性比較 すのこ型コアは平板型コアに比べ結合係数 k が低下するため、トランス二次電圧 V_2 がすのこ形トランスのほうが高くなり、主に二次側の銅損が増えて給電効率 η は低下する。表 4 を見れば、すのこ型#1 では効率の低下は軽微であるが、すのこ型#2 では二次側コアの飽和によって η は 89%台と平板型コアに比べ大きく減少する結果となった。

標準状態での給電実験の結果からすのこ型#1 の磁束密度は平板型コアの 1.7 倍に、すのこ型#2 は 3.2 倍になった。#2 の磁束密度が予想値よりも大きくなっているが、給電時にコアが部分的に飽和し、より高い電圧が二次側にかかったためであると推測される。

以上よりフェライトを間引いたすのこ型コアは、コアが飽和しなければギャップ長変動・位置ずれが発生しても平板型コアと同等の性能を発揮できることがわかる。

5. まとめ

自動車用非接触給電装置では、ギャップ長が大きく、位置ずれも考慮する必要があり、小型軽量、低コスト化が不可欠である。これらの要求を満たす $1.5kW$ 小型角形コア両側巻トランスとその発展型であるすのこ型トランスを製作し、性能を評価した。

コア外形 $240mm \times 250mm$, ギャップ長 $70 \pm 20mm$, 位置ずれ許容値前後 $\pm 45mm$ 左右 $\pm 125mm$, 車両側トランス重量は平板型コア使用時 $4.6kg$ /すのこ型コア#1 使用時 $4.0kg$ で給電電力 $1.5kW$, 給電効率 $90 \sim 95\%$ の目標性能を確認した。

すのこ型は位置ずれ特性を損なうことなく、軽量化や低

コストが可能である。

今後は巻線の最適設計を行い更なる軽量化、高出力化、給電効率の向上を図りたい。

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) R.Laouamer, M. Brunello, J.P. Ferrieux, O. Normand, N. Buchheit : "A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling", *IECON 97. 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, Vol.2, pp.792 - 797 (1997)
- (3) A.W.Green and J.T.Boys : "10kHz inductively coupled power transfer - concept and control", *IEE Power electronics and variable speed drives conference, PEVD*, No.399, pp.694-699 (1994)
- (4) J.T.Boys, G.A.Covic and A.W.Green : "Stability and control of inductively coupled power transfer systems", *Proc. IEE - Elect. Power Applicat.*, Vol.147, No.1, pp.37-43 (2000)
- (5) 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)
- (6) 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) 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)
- (8) 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)
- (9) 岩田卓也・江原夏樹・金子裕良・阿部 茂・保田富夫 : 「直列及び並列共振コンデンサを用いた電気自動車用非接触給電装置」, *電気学会自動車研究会資料*, VT-07-11, pp.7-12 (2007)
- (10) 江原夏樹・岩田卓也・辻 俊明・金子裕良・阿部 茂・保田富夫 : 「漏れ磁束遮蔽アルミ板付き非接触給電の特性」, *平 20 電学全大*, No.4-196 (2008)
- (11) 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*, SP-09-39, pp.109-114 (2009)