

## 81-20115730 非接触充電システム (第4報) \*

保田 富夫<sup>1)</sup> 井田 和彦<sup>2)</sup> 阿部 茂<sup>3)</sup> 金子 裕良<sup>4)</sup> 鈴木 明<sup>5)</sup> 山之内 良一<sup>6)</sup>

## Contactless Charging System (Fourth Report)

Tomio Yasuda Kazuhiko Ida Shigeru Abe Yasuyoshi Kaneko Akira Suzuki Ryoichi Yamanouchi

It is shown that it proposes the method for the accuracy improvement of the theoretical efficiency, and the experiment value is corresponding to the theory value well. It introduces the outline and the characteristics of 3kW contactless transformer for the double speed charge achieved by improving the cooling capability of 1.5kW contactless transformer. It proposes the high-frequency power by new circuits. The proposed high-frequency power has high efficiency, high power factor and small size. 10kW contactless transformer that was able to be used by combining with 1.5kW transformer was developed.

Key Words: EV and HV systems, system technology / Contactless power transfer (A3)

## 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電気ケーブルとプラグを用いる接触給電方式が実用化されているが、利便性・保守性に優れた非接触給電方式の研究開発が活発化している。

筆者らはスイッチング周波数が数十 kHz と低く、十センチ程度の距離でも高効率で電力伝送可能な電磁誘導方式による非接触充電システムを開発している (図 1)。

車両用非接触給電トランスはギャップ長及び左右方向の位置ずれ許容範囲が大きく、小型軽量で高効率求められる。これら要求を満たすトランスとして、従来多く採用されてきた円形コア片側巻構造<sup>(1)</sup>より、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>(2)(3)</sup>。2011 年自動車技術会春季大会では更なる軽量化及び左右方向位置ずれ許容範囲拡大を狙いに、普通充電を想定した単相 AC100V 1.5kW 仕様の H 型コア両側巻トランスを発表した<sup>(3)</sup>。

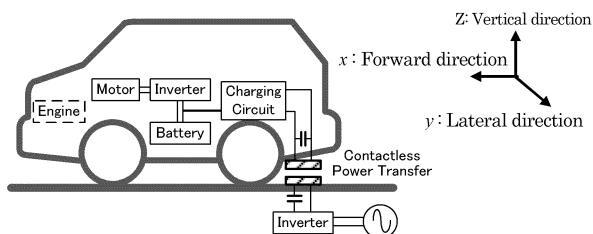


Fig.1 Contactless Charging System for electric vehicle.

本論文では、①従来無視していた鉄損を考慮し精度向上を図った効率理論式、②倍速充電に対応可能な 1.5/3kWH 型コア両側巻トランス及び高周波電源、③急速充電を想定した 10kWH 型コア両側巻トランスの概要と特性について述べる。

## 2. 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<sup>(4)</sup>の非接触給電システム例を図 2 に示す。一次側は直流電源及びフルブリッジインバータからなる高周波電源、二次側は効率向上を図るために倍電圧整流回路から構成されている。

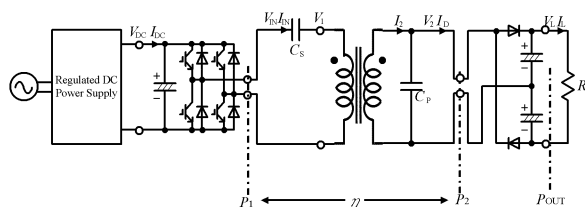


Fig.2 Contactless power transfer system.

## 2.2 非接触給電部の等価回路

給電トランス二次側の負荷を等価抵抗  $R_L$  とし、直列及び並列共振コンデンサ  $C_S$ ,  $C_P$  を加えた詳細等価回路を図 3 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、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。従って巻線抵抗  $r_1$ ,  $r_2$  と鉄損  $r_0$  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

\*2011 年 10 月 12 日 自動車技術会秋季学術講演会において発表。

1)・2) 榊テクノバ(100-0001 東京都千代田区内幸町 1-1-1)

3)・4) 埼玉大学(338-8570 さいたま市桜区下大久保 255)

5)・6) アイシ・エイ・ダブリュ(株)(444-1192 安城市藤井町高根 10)

に抵抗負荷  $R_L$  だけを接続した回路で考える。

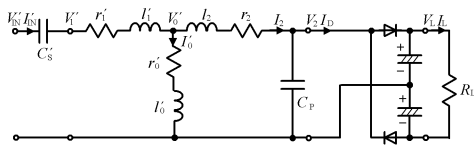


Fig.3 Detailed equivalent circuit.

### 2.3 直列及び並列コンデンサ<sup>(2)(3)</sup>

二次側並列コンデンサ  $C_p$ 、一次側直列コンデンサ  $C_s$  を (1)、(2)式から算出する値にすると、 $V_{IN}$  と  $V_L$ 、 $I_{IN}$  と  $I_L$  の関係は(3)式ようになり、理想変圧器と等価となる。

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

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

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

### 2.4 鉄損を考慮した給電効率<sup>(6)</sup>

無負荷試験から同定した鉄損を示す  $r_0$  は(4)式のように表される。

$$r_0 = (P_A + P_C - P_B) / I_0^2 \quad \dots\dots (4)$$

ここで、 $P_A$  は図 4 (a)の回路で  $V_2$  が二次定格電圧  $V_{20}$  になるよう  $V_{IN}$  を調整した時の鉄損(この時の一次電圧  $V_1$  を  $V_{11}$  とする)、 $P_B$  は 図 4 (b)の回路で  $V_1 = V_{11} (< \text{一次定格電圧 } V_{10})$  になるように  $V_{IN}$  を調整した時の鉄損、 $P_C$  は 図 4 (b)の回路で  $V_1$  が定格電圧  $V_{10}$  になるよう  $V_{IN}$  を調整した時の鉄損で (5)式、(6)式、(7)式で求められる。

$$P_A = P_I - r_l I_{IN}^2 - r_2 I_2^2 \quad \dots\dots (5)$$

$$P_B = P_I - r_l I_{IN}^2 \quad \dots\dots (6)$$

$$P_C = P_I - r_l I_{IN}^2 \quad \dots\dots (7)$$

(4)式で算出した鉄損を示す  $r_0$  を考慮した給電効率  $\eta$  は(8)式、効率が最大となる抵抗負荷  $R_{Lmax}$  は(9)式、その時の効率  $\eta_{max}$  は(10)式となる。

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + \frac{r'_1}{b^2} + r_2 \left\{ 1 + \left( \frac{R_L}{x_p} \right)^2 \right\} + r'_0 \left\{ \frac{(1-b)^2}{b^2} + \left( \frac{R_L}{x_p} \right)^2 \right\}} \quad \dots\dots (8)$$

$$R_{Lmax} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1 + r_2 + r'_0(1-b)^2}{r_2 + r'_0}} \quad \dots\dots (9)$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2 + r'_0}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1 + r_2 + r'_0(1-b)^2}{r_2 + r'_0}}} \quad \dots\dots (10)$$

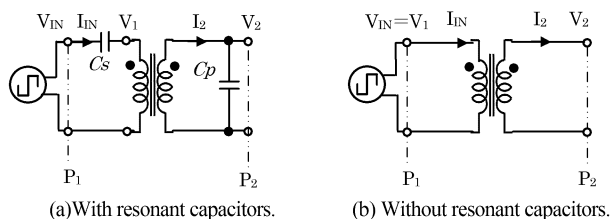


Fig.4 No-load test.

## 3. 1.5/3kW 非接触充電システム

### 3.1 3kWH 型コア両側巻トランス

普通充電よりも充電時間を半減できる単相 AC200V での 3kW 倍速充電への対応として、図 5 及び表 1 に示すように既発表 1.5kWH 型コア両側巻トランス<sup>(3)</sup>と同一のコア・巻線を使用した 3kWH 型コア両側巻トランスを開発した。図 5(a) に示すように磁極背面側をアルミ化する筐体構造への変更等により放熱特性の改善を図っている。

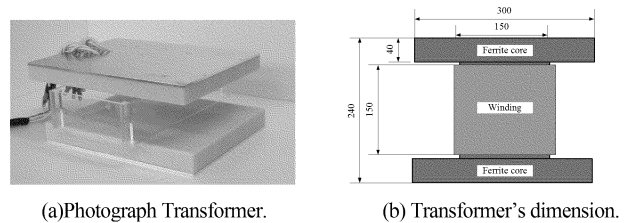


Fig.5 3kW Transformer's outline and its dimension.

Table1. Specifications of transformer.

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

### 3.2 負荷抵抗変更時の給電効率特性<sup>(4)</sup>

H型コア両側巻トランスを用いて 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。表 2 に示すように  $r_0$  の値は給電電力によらずほぼ同じ値となった。鉄損を考慮しない理論値及び無負荷試験で算出した  $r_0$  を考慮した理論値と実験値を図 6 に示す。鉄損を考慮した(8)式で算出した理論値と実験値は良く一致しており、鉄損を表す  $r_0$  の決定法の妥当性を検証することが出来た。

Table2. No-load test results.

Pout[kW]	1.5	3
$V_{20}$ [V]	129	185
$V_{10}$ [V]	361	519
$V_{11}$ [V]	142	211
$P_A$ [W]	47.1	88.2
$P_B$ [W]	2.6	4.3
$P_C$ [W]	12.5	35.6
$I_0$ [A]	18	26
$r_0$ [mΩ]	177	177

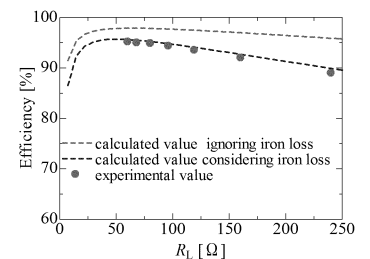


Fig.6 Characteristics with load-resistance.

### 3.3 3kW 給電特性

3kW 給電時二次電圧  $V_2$  は 1.5kW 給電時の約  $\sqrt{2}$  倍の条件で、ギャップ長変動、位置ずれ変動に対する特性を調べた結果を図 7～図 9 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 1.5kW 給電時とほぼ同じ値である 94%であった。

ギャップ長を  $\pm 30$ mm、位置ずれ量を  $x$  方向  $\pm 45$ mm、 $y$  方向  $\pm 150$ mm の範囲で変化させた時の効率も図 7～図 9 の

ように 1.5kW 給電時と変わらなかった。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。

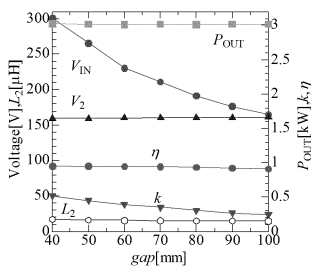


Fig.7 Characteristics with air gap.

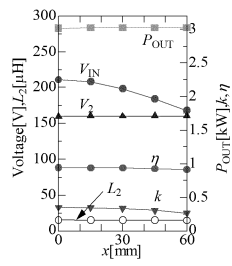


Fig.8 Characteristics with x change.

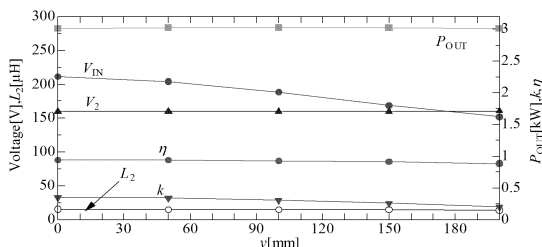


Fig.9 Characteristics with y change.

### 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、温度上昇が課題となる。トランスケースの一部アルミ化(図 5(a)参照)による放熱効果を 3kW 連続給電試験で調べた結果を図 10 に示す。温度測定点は一次側のコアと巻線、二次側のコアと巻線、一次側と二次側アルミ板とした。3kW 給電時に最も温度が高くなったのは二次側巻線で、給電開始 3 時間後に熱平衡状態となり温度上昇は 39℃であった。倍速充電に相当する 2.4kW 連続給電時の最高温度上昇は約 30℃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であることが確認できた。

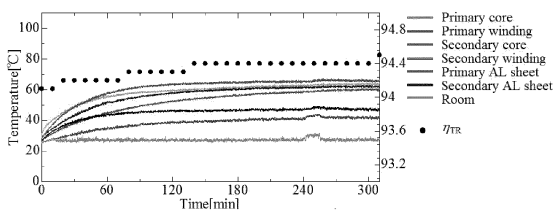


Fig.10 Temperature rise test at 3kW.

### 3.5 高周波電源

非接触充電システムではトランス同様に高周波電源の高効率化が重要となる。今回開発した高周波電源は高力率化も必要なことから昇圧型ブリッジレス PFC 回路及びトランス一次側に接続された直列共振コンデンサを利用して交流化するハーフブリッジインバー

Table3. Spec. of high frequency power.

Input voltage	90~110V
Output power	0~1.5kW
Efficiency	>90%
Power factor	>0.95
PFC Output voltage	160~360V
Inverter frequency	20~30kHz
Communication	CAN

回路から構成されている。

高周波電源仕様を表 3、開発品外観を図 11 に示す。出力は 1.5kW、電源入力側力率は 0.95 以上、効率は 90%以上とした。二次側に整流回路及び抵抗負荷を接続した給電トランスに給電時の波形を図 12 に示す。(a)図に示す電源の電圧、電流波形は同相となっており、高力率動作していることがわかる。(b)図にハーフブリッジインバータ出力電圧、給電トランス入力電圧、入力電流及び二次側抵抗負荷電流の各波形を示す。出力に対する効率、力率は図 13 に示すように、目標仕様を満足するものであった。

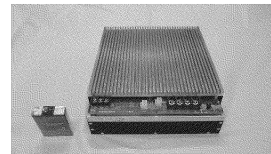
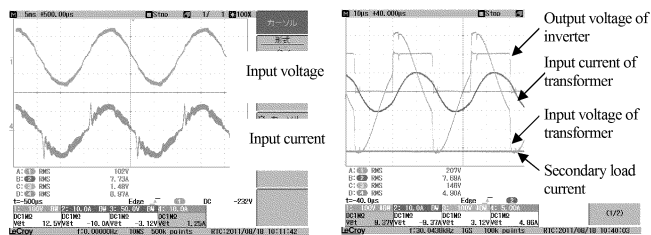


Fig.11 High frequency power. (size ; 232mm×336mm×105mm)



(a)AC power source.

(b)Inverter, Transformer and Load.

Fig.12 Waveforms of high frequency power.

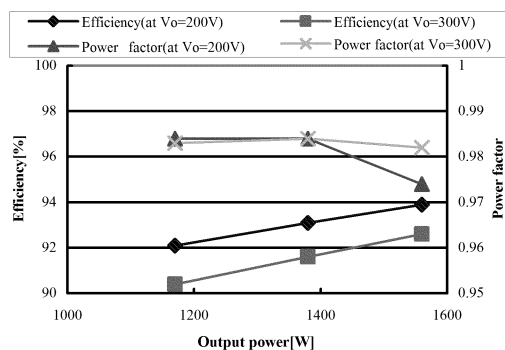


Fig.13 Characteristics of high frequency power.(Vo ; PFC output voltage)

## 4. 10kW 非接触充電システム用給電トランス

### 4.1 10kW 給電トランス

3相 200V を電源とする 10kW 非接触充電システム用給電トランス開発に当たっては 1.5kW トランスとの共用化を考慮した。すなわち、普通充電用(急速充電用)の一次トランスから急速充電用(普通充電用)の二次トランスへ給電できるようにした。具体的には、一次、二次コイル巻数と磁極寸法を同一とし、磁極間距離(=コイル幅)も近い値とした。また、トランス定数と最大給電効率となる抵抗負荷値を等しくするため、10kW トランスでは 1.5kW トランスに比インバータ電圧  $V_{IN}$  と負荷電圧  $V_L$  を電力比の平方根倍(=2.6 倍)に設定した。開発したトランスの仕様を表 4、形状と外形図を図 14 に示す。

Table 4. Specifications of transformer.

Transformer	1.5kW	10kW	
Voltage	1φAC 100V	3φAC 200V	
Litz wire	0.1mmφ×800		
Winding	Primary	3p×20T	4p×20T
	Secondary	9p×6T	12p×6T
Weight of secondary	3.9kg	5.74kg	
Shielding Al sheet	600×400×1mm		

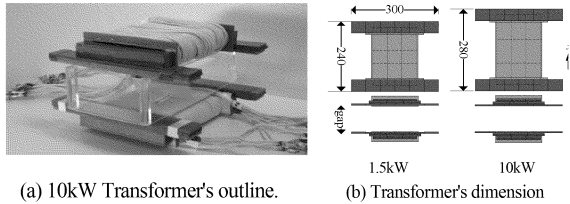


Fig.14 Transformer's outline and dimension.

#### 4.2 10kW 給電特性

3kW 給電特性実験と同様に、標準状態における共振コンデンサ  $C_s$  と  $C_p$  の値、インバータ周波数  $f_0=30\text{kHz}$  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  $R_L=15.0\Omega$  を接続して実施した。ギャップ長変動及び位置ずれが生じた時の給電実験結果を図 15 に示す。トランス部の給電効率  $\eta$  は標準状態で 94.7%、ギャップ長が最大の 100mm でも 92.6%であった。前後方向及び左右方向位置ずれ時のいずれの場合も給電効率  $\eta$  は 92%以上であった。

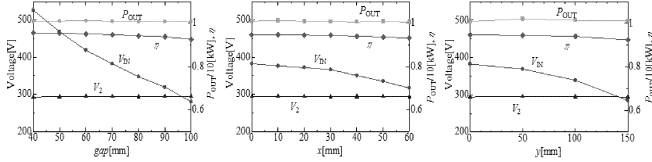


Fig.15 Characteristics with air gap change and position change.

#### 4.3 漏れ磁束密度評価

ギャップ 70mm、位置ずれのない状態で 1.5kW トランスと 10kW トランスの定格電力給電時の漏れ磁束密度を測定した結果を図 16 に示す。トランス中心からの距離の約 2.7 乗に反比例して漏れ磁束密度が減少し、給電電力は漏れ磁束密度に大きく影響するが減少率には影響しないことがわかる。10kW トランスでも、車底中央部に取り付けることにより車の側面より外では ICNIRP2010 の公衆暴露指針をクリアできるレベルにある。

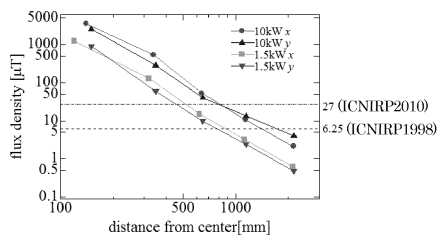


Fig.16 Leakage flux measurement(30kHz).

#### 4.4 共用化実験

1.5kW 及び 10kW トランスの一次二次組み合わせを変更しての給電効率特性実験を行った。共振コンデンサ  $C_s$ 、 $C_p$

は本来の 1.5kW および 10kW トランスで設定した値のままでの一次側コイルと二次側コイルにそれぞれ固定されており、一次二次組み合わせによって値を変更していない。

給電効率実験結果を表 5 に示す。一次側に 1.5kW 用、二次側に 10kW 用を置いた場合は標準状態では 94.8%、ギャップ長変動では 93.0%以上、位置ずれの場合では 93.4%以上の効率が得られた。一次側に 10kW 用、二次側に 1.5kW 用を置いた場合は標準状態では 94.7%、ギャップ長変動では 93.0%以上、位置ずれの場合では 93.9%以上の効率が得られた。1.5kW 給電と比較しても、ほぼ同じ効率であることが分かる。

Table 5. Experimental results.

Transformer		$\eta$ [%]			
		1.5kW	1.5kW	10kW	10kW
	Primary	1.5kW	10kW	1.5kW	10kW
	Secondary	1.5kW	10kW	1.5kW	10kW
Rated power		1.5kW			
Standard position		94.9	94.8	94.8	94.8
Gap alteration	Average(30~100mm)	94.5	94.8	94.3	94.3
	100mm	93.1	93.0	93.0	93.0
Tolerance to Misalignment	x	Average(0~40mm)	94.3	94.6	94.3
		40mm	93.8	94.1	93.9
	y	Average(0~150mm)	94.0	94.4	94.3
		150mm	93.0	93.4	94.1

## 6. むすび

本論文では、理論効率の精度向上のための手法を提案し、理論値と実験値がよく一致することを示した。倍速充電対応技術開発として、既開発 1.5kW トランスの放熱性能改良による 1.5/3kW 給電トランス及び高力率高効率の高周波電源を開発した。更には、既開発 1.5kW トランスとの共用化を考慮した 10kW トランスを開発し、94%以上の効率で給電出来ることを確認した。また、1.5kW トランスの一次側あるいは二次側を取り換えた場合でも、効率 94%以上で 1.5kW 給電が可能であることを示した。普通充電と急速充電の共用化は、ケーブル給電にはない非接触給電の特長であり世界初と思われる。

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。

## 参考文献

- (1)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)
- (2) 江原夏樹・岩田卓也・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トランス巻線方式による特性比較", 電学誌,D130, No.6,pp734-741, 2010.
- (3) 保田富夫・井田和彦・阿部 茂・金子裕良・鈴木 明・山之内良一: 「非接触充電システム (第 3 報)」自動車技術会春季学術講演会 146-20115323(2011)
- (4) 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」, 電学半導体電力変換研究会資料,SPC-11-48, pp.139-144 (2011)