

## 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

学生員 野口 真伍, 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((株)テクノバ), 非会員 鈴木 明 (アイシン・エイ・ダブリュ(株))

### Characteristics of Compact Transformer of Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle in a Large Air Gap

Shingo Noguchi, 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 large air gap and good tolerance to misalignment. Its transformer must be compact and lightweight. The double-sided winding 1.5kW transformer which satisfies these requirements at 70mm air gap was developed. In this paper, its experimental results at 140mm air gap are described.

Although the efficiency decreases with air gap length, it allows 1.5 kW transmission at 140mm. The reason of the efficiency decrease, the losses in primary and secondary windings and the resistance load value at maximum efficiency are discussed.

キーワード：電気自動車，非接触給電，効率，無負荷試験

Keywords : electric vehicle, contactless power transfer system, efficiency, no load 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量を大きく、寸法と重量を小さくする必要がある。小型軽量化と高効率化のためには、ギャップ長は必要最小限の値にする事が望ましい。停車時に給電することと地上トランスの設置容易性（駐車場の床に地上トランスを置くだけで設置可能）を考慮し、著者らは標準ギャップ長を 70mm とした 1.5kW 給電用両側巻トランスの特性を昨年発表した<sup>(1)</sup>。

給電トランス一次側を路面に埋め込んだ形態での設置を想定すると、乗用車の最低地上高程度のギャップ長での給電特性が重要となる。標準ギャップ長 70mm で設計したトランスを用いて、ギャップ長 140mm の給電実験を行った結果について報告する。ギャップ長が大きくなるため、効率は 95.3% から 89.5% に低下するが定格出力を安定的に給電できることを確認した。

ギャップ長が大きくなると効率が下がる原因、効率が最大となる時の一次と二次の銅損の関係、二次側に整流器を接続した時の抵抗負荷の値の換算方法等について述べる。

#### 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

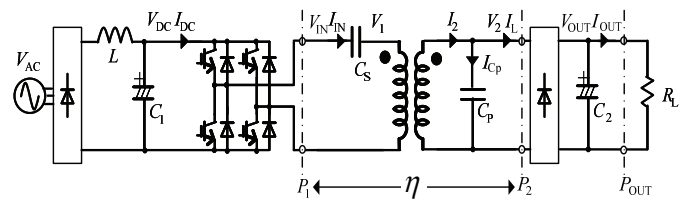


図1 非接触給電システム

Fig.1. Contactless power transfer system.

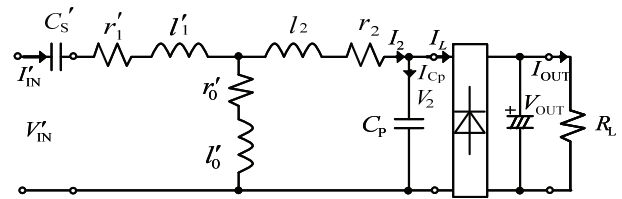


図2 詳細等価回路

Fig.2. Detailed equivalent circuit.

ンサ方式<sup>(2)</sup>の非接触給電システムの構成を図1に示す。電源にはフルブリッジインバータを用いる。

〈2・2〉等価回路 直列及び並列共振コンデンサ  $C_s$ ,  $C_p$  と整流器, 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

クタンズ  $x_0', x_1', x_2$  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、整流器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）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<sup>(3)</sup> 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。

〈2・5〉給電効率<sup>(3)(4)</sup> 図2で整流器が無い場合、トランスの最大効率  $\eta_{max}$  とそのときの抵抗負荷  $R_{Lmax}$  は(4)式となる。

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

一次銅損は(5)式で表される。

$$r_1 I_{IN}'^2 = \frac{r_1}{a^2} I_{IN}'^2 \quad \dots\dots\dots(5)$$

トランスが最大効率になる時は

$$|I_2| = b I_{IN}' \sqrt{1 + \left(\frac{R_L}{x_p}\right)^2} \quad \dots\dots\dots(6)$$

であるので、(6)、(4)式より、二次銅損は(7)式で表される。

$$r_2 I_2^2 = 2r_2 b^2 a^2 I_{IN}'^2 + \frac{r_1}{a^2} I_{IN}'^2 \quad \dots\dots\dots(7)$$

(7)式右辺第一項 ( $2r_2 b^2 a^2 I_{IN}'^2$ ) は、一般に一次銅損と二次銅損の和に比べ十分小さいので（通常 10%以下）、最大効率になる時に一次と二次の銅損がほぼ等しくなることが分かる。

### 3. 小型非接触給電トランスの長ギャップ特性

〈3・1〉小型非接触給電トランス 小型化に有利な両側巻方式を採用し、平板型のコア（240×250×5mm）を使用した。トランス背面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を設置した。トランスの仕様を表1に、写真と寸法を図3に示す。

表1 両側巻角形トランスの仕様

Table 1. Specification.

Core		FDK 6H40 Bs=0.53T, $\mu_i=2400$ (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

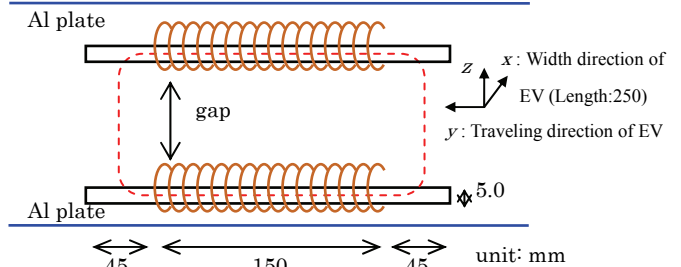
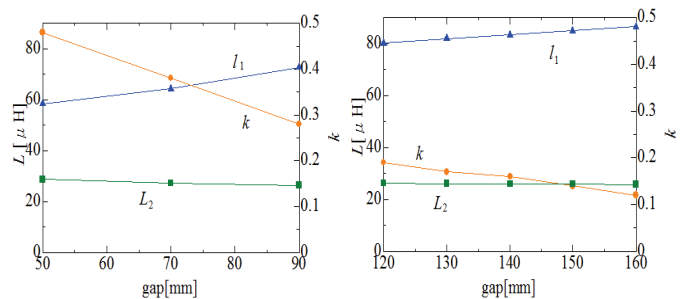


図3 両側巻角形トランスの外形と寸法

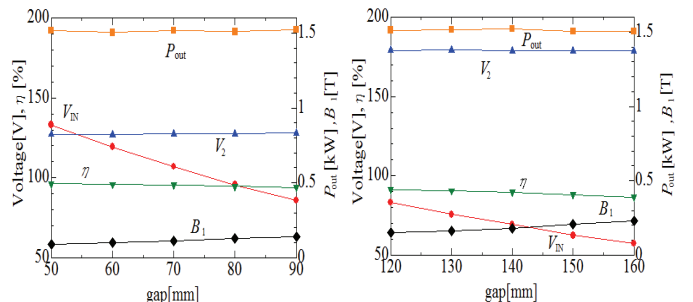
Fig.3. Transformer's outline and its dimension.



(a)Normal gap length:70mm (b)Normal gap length:140mm

図4 トランス定数のギャップ長特性

Fig.4. Parameters for different gap length.



(a)Normal gap length:70mm (b)Normal gap length:140mm

図5 ギャップ長変化時の給電特性変化

Fig.5.Characteristics for different gap length.

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とギャップ長 140mm で位置ずれがない状態を標準状態とし、±20mm の範囲で特性を測定した。

共振コンデンサ  $C_S$  と  $C_P$  の値は標準ギャップ長 70mm の時と 140mm の時にそれぞれ(1), (2)式を用いて決定した。

インバータの周波数は  $f_0=20\text{kHz}$  一定とし、二次側には全波整流器と抵抗負荷を接続した。

**〈3・2〉標準ギャップ長 70mm での特性** ギャップ長変動が生じたときのトランス定数を図 4 (a) に示す。ギャップ長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。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。

給電実験結果を図 5 (a) に示す。抵抗負荷  $R_L$  は標準状態で最も給電効率  $\eta$  が高くなる値 (19.8 $\Omega$ ) に設定し、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  $b$  が低下し、(3)式より入力電圧  $V_{IN}$  が減少する。ギャップ長変動特性では出力電力  $P_{OUT}=1.5\text{kW}$  となるように交流電源電圧  $V_{AC}$  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。トランス部の給電効率  $\eta$  はギャップ長が 70mm で 95.3%、90mm でも 93.8%であった。

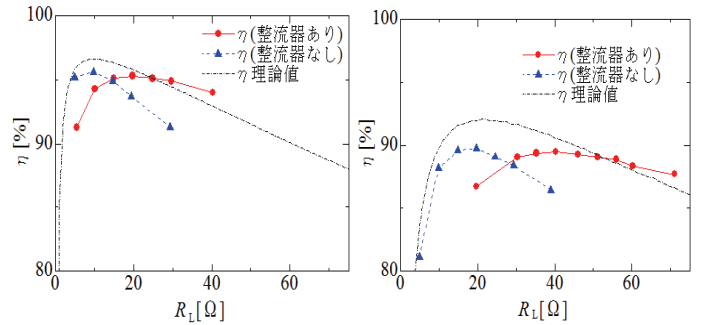
**〈3・3〉標準ギャップ長 140mm での特性** 図 4 (b) に示すように、ギャップ長が 140mm になると結合係数  $k$  と理想変圧器の巻数比  $b$  が図 4(a)に比べて低下し、一次二次の電圧比 ( $V_2/V_{IN}$ ) が大きくなる。

ギャップ長 70mm の時と同様に、抵抗負荷  $R_L$  は標準状態で最も給電効率  $\eta$  が高くなる値 (40.3 $\Omega$ ) に設定し、出力電力  $P_{OUT}=1.5\text{kW}$  となるように交流電源電圧  $V_{AC}$  の値を調節した。図 5 (b) の給電結果より、給電効率  $\eta$  はギャップ長 140mm で 89.5%、160mm で 86.5%であった。効率は低下するが、ギャップ長 140±20mm でも 1.5kW 給電に支障はなかった。

**〈3・4〉給電トランスの抵抗負荷変動特性** ギャップ長 70mm, 140mm の標準状態で抵抗負荷  $R_L$  を変化させたときの給電実験結果を図 6, 7 に示す。出力電力  $P_{OUT}=1.5\text{kW}$  となるように交流電源電圧  $V_{AC}$  の値を調節した。二次側整流器の影響を調べるため、整流器を接続した場合と接続しない場合について実験を行った。図 6 より、ギャップ長 70mm, 140mm とともに整流器を接続しない場合は、効率が最大となる抵抗負荷の値は実験値と理論値でほぼ同じになったが、整流器を接続した場合は最大値は右にずれ、実験値と理論値が合わなくなることが分かる。

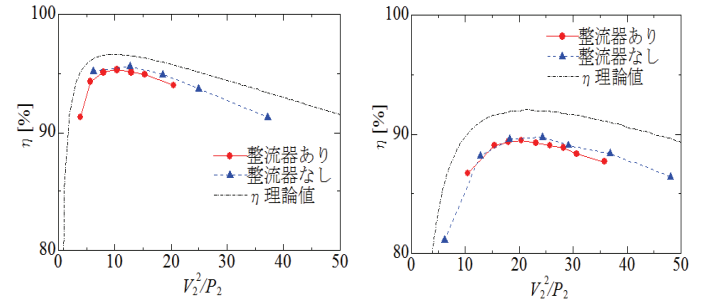
4. 考察

**〈4・1〉最大効率となる抵抗負荷の値** 〈3・4〉で述べた最大効率となる抵抗負荷の値が、整流器の有無でずれる



(a)Gap length:70mm (b)Gap length:140mm  
図 6 抵抗負荷変動の効率変化

Fig.6. Efficiency when resistance-load is changed.



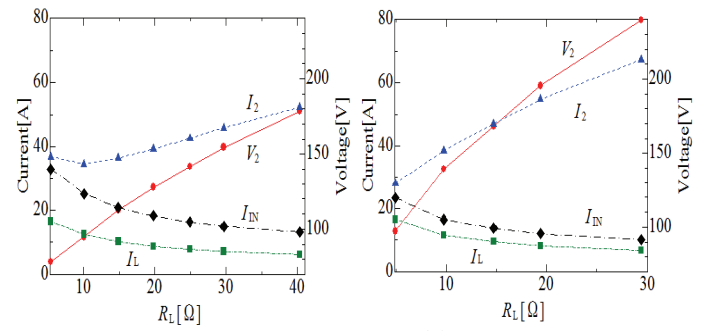
(a)Gap length:70mm (b)Gap length:140mm  
図 7  $V_2^2/P_2$  と効率  $\eta$  の関係 ( $P_2=P_{OUT}$ )

Fig.7. Efficiency when  $V_2^2/P_2$  is changed.

表 2 最大効率の時の  $I_{IN}$ ,  $I_2$

Table.2.  $I_{IN}$  and  $I_2$  in case of maximum efficiency.

ギャップ長[mm]	整流器	$I_{IN}$ [A]	$I_2$ [A]
70	あり	18.2	39.3
	なし	16.5	38.6
140	あり	30.2	55.4
	なし	27.6	57.7



(a)With rectifier (b)Without rectifier  
図 8 抵抗負荷変動の  $I_{IN}$ ,  $I_2$  の変化(ギャップ長 70mm)

Fig.8.  $I_{IN}$  and  $I_2$  when resistance-load is changed.

理由は、(4)式の効率は整流器を接続しない回路で計算しているためである。整流器を接続した図 2 の場合、抵抗負荷  $R_L$  の値は( $R_L=V_{OUT}^2/P_{OUT}$ )ではなく、整流器入力( $V_2$ ,  $I_1$ )部分に置いた値 ( $R_L^*=V_2^2/P_2$ ) に換算する必要がある。換算を行えば図 7 のように実験値と理論値はよく一致することが分かる。表 2 のように、最大効率となる時の入力電流  $I_{IN}$  と二次電流  $I_2$  は、整流器の有無によらずほぼ同じ値となる。

〈4・2〉 抵抗負荷の値による損失の変化 ギャップ長 70mm において図 6 のように出力電力  $P_{OUT}$  ( $\equiv$  二次電力  $P_2$ ) 一定で抵抗負荷の値を変動させた場合、トランス各部の電流と損失がどのように変化するかを調べた。結果を図 8 と図 9 に示す。

図 9 のその他損失とは、総損失 ( $=P_1-P_2$ ) から一次銅損と二次銅損を除いた値で、これは主に鉄損と考えられる。

図 9 において一次銅損と二次銅損がほぼ等しい時に最大効率となっており、〈2・5〉の理論と一致することが分かる。

出力電力  $P_{OUT}$  一定のため、抵抗負荷の値  $R_L$  が大きくなると  $V_{OUT}$ ,  $V_2$  が大きくなり、 $C_p$  の電流  $I_{Cp}$  および  $I_2$  も増大し二次銅損が増加する。 $V_2$  が大きくなると  $V_{IN}$  も大きくなり、 $P_1$  もほぼ一定のため  $I_{IN}$  と一次銅損が小さくなる。

〈4・3〉 長ギャップ時の効率低下について ギャップ長 70mm とギャップ長 140mm の給電実験結果を比較したのが表 3 である。ギャップ長 70mm から 140mm にすることによって結合係数  $k$  と  $b$  は半分以下に低下する。表 3 を見れば銅損が 2 倍以上に増え、効率が 5.8% も下がることが分かる。

提案した非接触給電トランスが商用周波数のトランスと大きく異なるのは、結合係数  $k$  が小さいことと、二次側に並列共振コンデンサ  $C_p$  が存在することである。 $C_p$  の影響を調べるために、図 1 から整流回路と抵抗負荷  $R_L$  を取り除き、二次側は  $C_p$  だけの回路で無負荷試験を行った。無負荷試験では入力電圧  $V_{IN}$  を 1.5kW 給電時と同じ電圧とした。結果を表 4 に示す。

表 3 と表 4 を比べれば、

(1) 無負荷時でも  $C_p$  の共振電流により 1.5kW 給電時の約 70% の損失が生じており、その大部分が銅損である。

(2) 主に鉄損とみられるその他の損失は表 3 と表 4 で大きな差はない。

(3) 無負荷時でも、ギャップ長が 70mm から 140mm になると銅損が 2 倍以上に増加している。

従ってギャップ長の増大による効率の低下は、無負荷時にギャップ長と共に銅損が増大することに起因している。

今回の実験で注意すべき点は、最大効率で給電するため、ギャップ長 140mm では抵抗負荷  $R_L$  の値がギャップ長 70mm の時に比べて約 2 倍となっており、二次電圧  $V_2$  も大きくなっていることである。このため、 $I_{Cp}$ ,  $I_2$  が増大し銅損が増えたと考えられる。

このため、ギャップ長が大きくなると  $I_{Cp}$  を減らすようトランス定数や電源周波数を再設計する必要がある。例えば電源周波数を上げて  $I_{Cp}$  を下げることが重要である。

### 5. まとめ

標準ギャップ長 70mm, 1.5kW 両側巻トランスを用い、ギャップ長 140mm で共振コンデンサ  $C_s$ ,  $C_p$  を再調整して、長ギャップでの給電試験を行った。効率は 95.3% から 89.5% に低下するが 1.5kW 給電に支障はなかった。ギャップ長が大きくなると効率が低下する原因、効率が最大となるとき

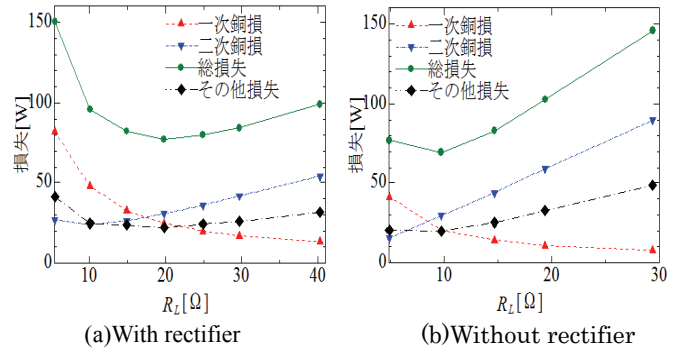


図 9 抵抗負荷変動の損失変化(ギャップ長 70mm)

Fig.9. Power loss as a function of resistance-load is changed.

表 3 給電実験結果

Table.3. Experimental results.

gap[mm]	70	140
結合係数 $k$	0.376	0.158
$b$	0.369	0.154
抵抗負荷 $R_L$ [ $\Omega$ ]	19.8	40.3
入力電圧 $V_{IN}$ [V]	107	69.2
二次電圧 $V_2$ [V]	128	179
トランス効率[%]	95.3	89.5
トランス理論効率と 実験効率の差[%]	1.3	2.6
総損失( $P_1-P_2$ )[W]	77.4	184
一次銅損[W]	24.9	79.3
二次銅損[W]	30.6	65.0
その他損失 (総損失-銅損)[W]	21.9	39.4
一次コア磁束密度[T]	0.11	0.18
二次コア磁束密度[T]	0.13	0.18

表 4 無負荷試験結果

Table.4. No load test results.

gap[mm]	70	140
総損失( $P_1-P_2$ )[W]	56.6	132
一次銅損[W]	0.239	3.21
二次銅損[W]	35.0	89.5
その他損失[W]	21.4	39.3

は一次と二次の銅損がほぼ等しくなること、二次側に整流器を接続した場合は抵抗負荷の値の換算が必要であること、などについて考察した。今後は、長ギャップ時の効率改善について検討を行う。

### 文 献

- (1) 江原夏樹・長塚裕一・金子裕良・阿部茂・保田富夫・井田和彦：「電気自動車小型角型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)
- (2) 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)
- (3) 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)
- (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)