

# 直列およ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

岩田 卓也\* 江原 夏樹 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)  
保田 富夫 ((株) テクノバ)

## Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle using Series and Parallel Resonant Capacitors

Takuya Iwata\*, Natsuki Ehara, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)  
Tomio Yasuda (Technova Company)

A novel contactless power transfer system for electric vehicle is described. If the primary series capacitor and the secondary parallel capacitor are chosen specific values, the equivalent circuit of transformer with these capacitors becomes the same as an ideal transformer at the resonant frequency. The efficiency equation is also derived. Using these characteristics, the transformer design and its performance analysis become easy. We have made a rectangular transformer. This paper presents the various characteristics of the transformer and the 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，電磁誘導給電，共振，給電効率

(Electric vehicle, Plug-in hybrid vehicle, Contactless power transfer, Inductive power transfer, resonance, transfer efficiency)

### 1. はじめに

地球環境問題や石油価格の高騰により、家庭や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、利便性、プラグの抜き忘れ、急速充電による大電力化を考えると、将来は図1に示す非接触給電方式<sup>(1)(2)</sup>が有望である。

非接触給電は接点の不良、磨耗、火花が無く、クリーンルームなどの工場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なトランスで、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<sup>(1)~(11)</sup>。一次側二次側共に並列コンデンサを用いる方式<sup>(1)(3)(4)</sup>が一般的であるが、筆者らは一次側は直列コンデンサとし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<sup>(8)(9)</sup>。

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とゼロ電流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の値（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、

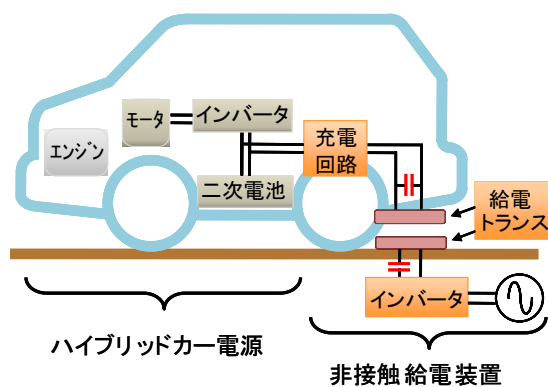


図1 電気自動車用非接触給電装置

Fig.1. Contactless Power Transfer System for electric vehicle.

(4) 効率の理論式<sup>(10)</sup>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。

自動車用非接触給電装置では、給電電力やギャップ長などの基本仕様が決まると、給電トランスと電源の小型軽量化を目標に、給電トランスのコアとコイルの形状・寸法・巻線（径と巻数）、電源周波数などを最適な値に決める必要があるが、設計に必要な情報はまだまだ不足している。

我々は給電トランスの方式検討と提案方式の性能確認のため、角形と円形の二種類のトランスを試作し、等価回路と回路計算による特性評価と実験による性能確認を行っている。今回は角形トランスの検討結果について報告する。

## 2. 非接触給電の基本特性

〈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 2 に示す。高周波電源にはフルブリッジインバータを用い、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、直列および並列共振コンデンサ  $C_s$ 、 $C_p$  と抵抗負荷  $R_L$  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、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。従って巻線抵抗  $r_1, r_2$  と鉄損の  $r_0$  を省略し、図 4 (a) の簡略等価回路で解析を進める。

〈2・3〉 直列および並列共振コンデンサ<sup>(8)</sup> 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  $L_2$ ) に共振するように(1)式の値に決める。

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

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  $V_L$ 、 $I'_{IN}$  と  $I_L$  の関係を求めると、

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

となり、図 4 (a) の回路は図 4 (b) の巻数比  $b$  の理想変圧器と等価であることが分かる。

以上をまとめると、一次側に(2)式で決まる直列コンデンサを、二次側に(1)式で決まる並列コンデンサを付加すれば、巻線抵抗と鉄損を無視した場合、電源周波数において、

- (1) 給電トランス部の等価回路は理想トランスとなる、
- (2) 抵抗負荷であれば電源力率 1 とゼロ電流スイッチングが可能で電源の小型化と効率向上が実現できる。
- (3) 直列および並列コンデンサの値はトランスのリアクタンス値  $x_0, x_1, x_2$  と巻数比  $a$  だけで決まり負荷に依らない。
- (4) 電源を定電圧 (あるいは定電流) 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。

〈2・5〉 給電効率の理論式 給電効率  $\eta$  は、

$$\eta = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r_1 I_1^2 + r_2 I_2^2} \quad \dots\dots\dots(4)$$

で表され、一般に  $R_L \gg x_p$  となるので(5)式で近似できる。

$$\eta \cong \frac{1}{1 + \frac{r'_1}{R_L} \left( \frac{x'_0 + x_2}{x'_0} \right)^2 + \frac{r_2 R_L}{(x'_0 + x_2)^2}} \quad \dots\dots\dots(5)$$

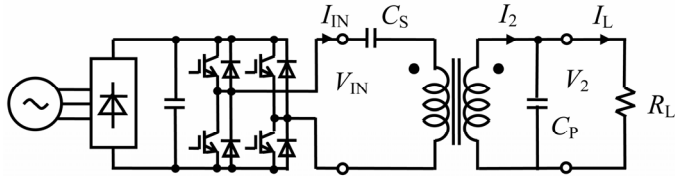


図 2 非接触給電システム

Fig. 2. Contactless power transfer system.

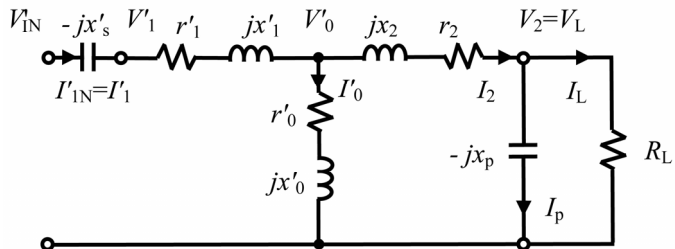
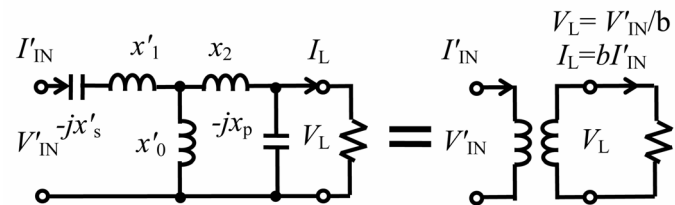


図 3 詳細等価回路

Fig. 3. Detailed equivalent circuit.



(a) Simplified equivalent circuit. (b) Ideal transformer.

図 4 簡略等価回路と理想変圧器特性

Fig. 4. Simplified equivalent circuit and ideal transformer.

また、(5)式から給電効率  $\eta$  が最大となる抵抗  $R_{Lmax}$  の値と、そのときの最大効率  $\eta_{max}$  を求めると(6)式となる。

$$R_{Lmax} = \frac{x'_0}{b^2} \sqrt{\frac{r'_1}{r_2}} \quad \eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{x'_0} \sqrt{r'_1 r_2}} \quad \dots\dots\dots(6)$$

従って、(5)(6)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。

## 3. 角形トランスの基本特性

〈3・1〉 角形トランス 小型自動車用非接触給電装置として、家庭では 1kW で 4 時間程度、スタンドでは 10kW で 20 分程度の充電を考える。そこで 1/2 モデルとして最大 5kW、ギャップ長 30mm の給電を目標に、図 5 の角形トランスを製作した。仕様を表 1 に示す。

理想変圧器特性から一次二次の電圧比  $V_L = V_{IN} / ab$  となるため、一次と二次の電圧を揃えるには、 $a=1/b$  に選ぶと良い。また二次コイルには負荷電流  $I_L$  と並列共振コンデンサの電流  $I_p$  が流れるため、巻線を太くする必要がある。さらに給電電力が最大になる時は一次電流  $I_{IN}$  も最大となり、直列コンデンサの電圧  $V_1$  が高くなるので注意する必要がある。

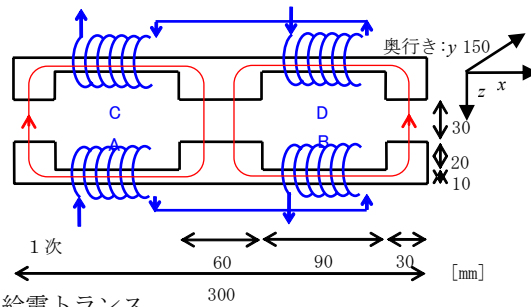


図5 給電トランス

Fig. 5. Transformer.

表1 給電トランスの仕様

Table 1. Specification.

|           |   |
|-----------|---|
| Weight    | 7.3kg×2                                       |
| Core      | FDK 6H40 Bs=0.53T, $\mu_i=2400$ (at 0.1MHz)   |
| Primary   | 1p×22T (Imax=38A)                             |
| Secondary | 2p×11T (Imax=75A)                             |
| Litz wire | 0.25 $\phi$ ×24×16 (Imax=2A/mm <sup>2</sup> ) |

〈3・2〉電源周波数によるトランス定数変化 表2に電源周波数を変えた場合のトランス定数の変化を示す。なおトランス定数はLCRメータで測定した。一次側から二次開放時と短絡時、および二次側から一次開放時と短絡時の $R$ と $L$ を測定し、計算で導出した。一次側の直列コンデンサ $C_s$ と二次側の並列コンデンサ $C_p$ の値はそれぞれ(2)式と(1)式から計算した値である。

周波数が上がると巻線抵抗 $r_1, r_2$ が表皮効果により急上昇するので、より細かいリッツ線を使う必要がある。インダクタンス $l_1, l_2, l_0$ は変化しないがリアクタンスは大きくなる。

図3の詳細等価回路を用いて、入力電圧 $V_{IN}=200V$ と負荷抵抗 $R_L=10\Omega$ を一定とし、電源周波数を変化させた場合の特性を計算した。結果を表3に示す。理想変圧器特性のため、入力電流 $I_{IN}$ 、負荷電圧 $V_L$ 、負荷電流 $I_L$ 、入力電力 $P_{IN}$ 、出力電力 $P_L$ はほぼ一定となる。しかし表3のように直列コンデンサ電圧 $V_1$ が上昇し、二次側の共振電流が減少する。大きな $V_1$ は好ましくないため、角形トランスは10kHzが限界である。 $B_{1max}$ は一次フェライトコアの最大磁束密度である。

〈3・3〉ギャップ長によるトランス定数変化 表4はギャップ長が変化した場合のトランス定数変化を示す。ギャップ長が増すと励磁インダクタンス $l_0$ と結合係数 $k$ は下がるが、最適なコンデンサ値 $C_s, C_p$ の変化は小さく、ギャップ長が変化しても $C_s, C_p$ の値は一定にできそうである。

ギャップ長が大きくなると理想変圧器特性の $b$ が小さくなり、電源(一次)電圧 $V_{IN}$ 一定の場合は負荷(二次)電圧 $V_L$ が大きくなる。抵抗負荷 $R_L$ が一定の場合は給電電力が非常に大きくなり、電源電圧一定は現実的でない。電源を定電流制御すれば、ギャップが大きくなると逆に給電電力が大幅に下がる。負荷電圧 $V_L$ を一定にすれば、給電電力は変化しないから、 $b$ の減少に比例して電源電圧を減少させれば良い。なお、表4の $R_{Lmax}, \eta_{max}$ は(6)式で計算した値である。

〈3・4〉給電実験 小電力で給電実験を行い、実験と回路計算との比較を行った。負荷電圧 $V_L$ を一定にして、抵抗負荷 $R_L$ の値を10 $\Omega$ 、50 $\Omega$ と変えた場合とギャップ長を30mm、70mmと変えた場合の実験結果を図6と表5に示す。

図6を見ると、電源電圧 $V_{IN}$ は方形波であるが負荷電圧 $V_L$ と電流 $I_L$ は正弦波であるため、実験値と計算値の比較は基本波成分で行った。表5の( )内に正弦波入力電圧 $V_{IN}$

表2 電源周波数によるトランス定数の変化

Table 2. Parameters with frequency change.

| Gap[mm]             | 30   |      |      |       |
|---------------------|------|------|------|-------|
| $f_0$ [kHz]         | 10   | 20   | 50   | 100   |
| $r_1$ [m $\Omega$ ] | 35.8 | 68.9 | 303. | 1408. |
| $r_2$               | 15.9 | 23.7 | 78.2 | 342.  |
| $r_0$               | 8.25 | 21.1 | 87.2 | 231.  |
| $l_1$ [μH]          | 186. | 185. | 187. | 189.  |
| $l_2$               | 44.8 | 46.4 | 44.5 | 43.5  |
| $l_0$ [μH]          | 127. | 128. | 127. | 129.  |
| $k$                 | 0.41 | 0.41 | 0.41 | 0.42  |
| $C_s$ [μF]          | 0.97 | 0.24 | 0.04 | 0.01  |
| $C_p$               | 3.31 | 0.81 | 0.13 | 0.03  |

表3 電源周波数による電圧電流変化

Table 3. Voltage and current with frequency change.

| Gap[mm]        | 30   |      |      |      |
|----------------|------|------|------|------|
| $f_0$ [kHz]    | 10   | 20   | 50   | 100  |
| $V_1$ [V]      | 518  | 991  | 2252 | 3654 |
| $I_2$ [A]      | 55   | 34   | 25   | 19   |
| $\eta$ [%]     | 99   | 98   | 95   | 81   |
| $B_{1max}$ [T] | 0.18 | 0.17 | 0.15 | 0.13 |

表4 トランス定数のギャップ長特性

Table 4. Parameters with gap change.

| $f_0$ [kHz]         | 10   |      |      |
|---------------------|------|------|------|
| Gap[mm]             | 30   | 50   | 70   |
| $r_1$ [m $\Omega$ ] | 35.8 | 35.4 | 35.1 |
| $r_2$               | 15.9 | 14.1 | 16.8 |
| $r_0$               | 8.25 | 3.60 | 4.88 |
| $l_1$ [μH]          | 186. | 207. | 223. |
| $l_2$               | 44.8 | 52.4 | 56.3 |
| $l_0$               | 127. | 73.7 | 47.1 |
| $k$                 | 0.41 | 0.26 | 0.17 |
| $C_s$ [μF]          | 0.97 | 0.97 | 0.97 |
| $C_p$               | 3.31 | 3.58 | 3.72 |
| $R_{Lmax}$ [Ω]      | 9.1  | 13.7 | 18.2 |
| $\eta_{max}$ [%]    | 98.6 | 98.0 | 96.6 |

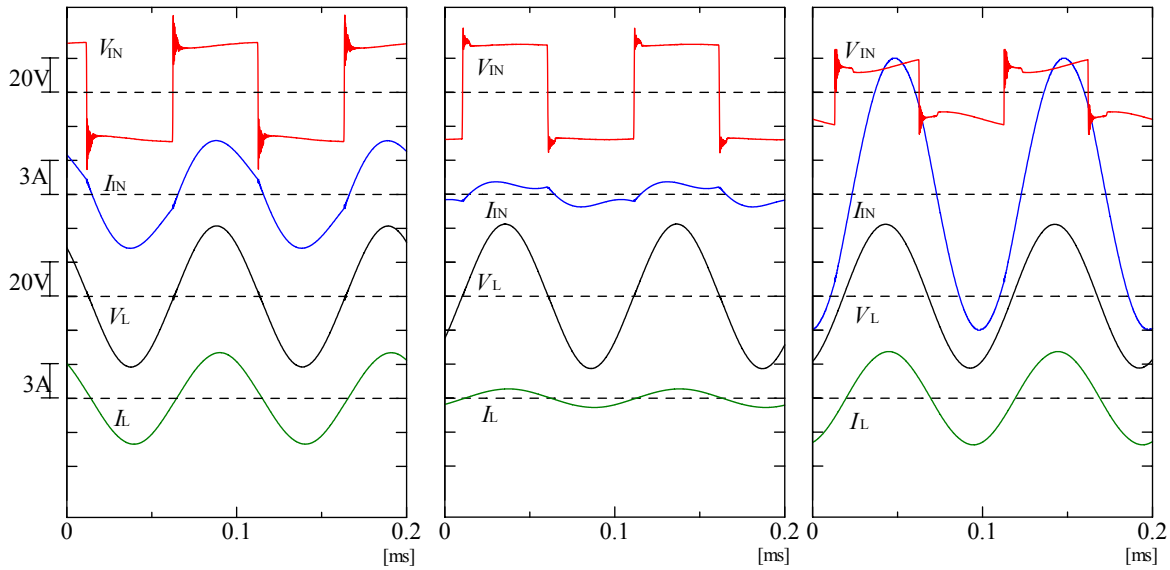
(a) 30mm  $R_L=10\Omega$ (b) 30mm  $R_L=50\Omega$ (c) 70mm  $R_L=10\Omega$ 

図 6 抵抗負荷とギャップ長を変化させたときの特性

Fig. 6. Characteristics with resistance-load change and gap-length change.

表 5. 実験結果

Table 5. Experiment results.

| Case               | (a)        | (b)        | (c)        |
|--------------------|------------|------------|------------|
| $R_L[\Omega]$      | 10         | 50.4       | 10         |
| $L_L[\mu\text{H}]$ | 14.4       | 74.5       | 14.4       |
| Gap[mm]            | 30         | 30         | 70         |
| $V_{IN}[\text{V}]$ | 24.2(24.2) | 24.8(24.8) | 12.3(12.3) |
| $I_{IN}[\text{A}]$ | 3.34(3.48) | 0.72(0.74) | 8.50(9.29) |
| $V_L[\text{V}]$    | 28.5(28.9) | 29.5(29.9) | 29.6(30.7) |
| $I_L[\text{A}]$    | 2.78(2.87) | 0.57(0.59) | 2.88(3.05) |
| $P_{IN}[\text{W}]$ | 80.2(83.6) | 17.8(18.3) | 89.7(97.4) |
| $P_L[\text{W}]$    | 79.0(82.4) | 16.8(17.5) | 85.2(93.1) |
| $\eta[\%]$         | 98.5(98.6) | 94.1(96.1) | 95.0(95.6) |
| pf[%]              | 99.4(99.4) | 99.7(99.9) | 85.6(85.2) |
| $C_s[\mu\text{F}]$ | 0.99       |            |            |
| $C_p[\mu\text{F}]$ | 3.35       |            |            |

( ) : calculated value.

 $V_{IN}, I_{IN}, V_L, I_L$  : Fundamental component rms value.

を印加した時の各部の計算値を示す。なお計算値は図 3 の詳細等価回路で、抵抗負荷  $R_L$  のインダクタンス分  $L_L$  も入れて計算した。

抵抗負荷  $R_L$  の値を変化させた場合は、図 6 (a),(b) と表 5 Case(a)(b) に示すように、電源電圧  $V_{IN}$  一定で負荷電圧  $V_L$  も一定となり、理論どおりの定電圧特性を示すことが分かる。また一次、二次の電圧と電流の位相もほぼ一致しており、力率もほぼ 1 である。

ギャップ長を変えた場合は、図 6 (a)(c) と表 5 Case(a),(c) に示すように、負荷電圧  $V_L$  が一定となるよう電源電圧  $V_{IN}$  を調整する必要がある。ギャップ長が変わると結合係数  $k$

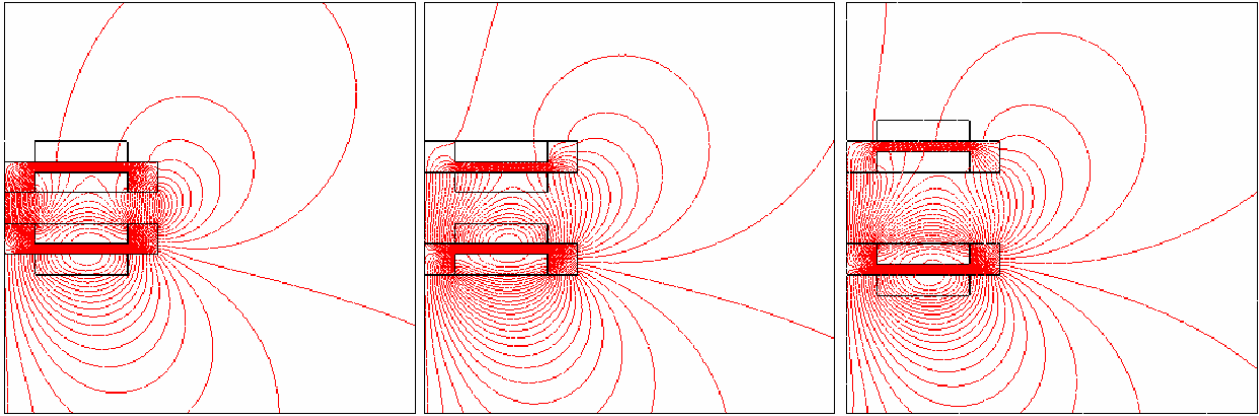
表 6 5kW 給電特性

Table 6. 5kW transfer characteristics.

| $R_L$                       | 20   |      |      |
|-----------------------------|------|------|------|
| Gap[mm]                     | 30   | 50   | 70   |
| $V_{IN}[\text{V}]$          | 261  | 164  | 111  |
| $I_{IN}[\text{A}]$          | 19.2 | 32.2 | 51.3 |
| $V_1[\text{V}]$             | 409  | 600  | 897  |
| $I_2[\text{A}]$             | 67   | 66.9 | 66.4 |
| $V_L[\text{V}]$             | 313  | 313  | 310  |
| $I_L[\text{A}]$             | 15.7 | 15.6 | 15.5 |
| $P_{IN}[\text{W}]$          | 5000 | 5000 | 5000 |
| $P_L[\text{W}]$             | 4905 | 4891 | 4812 |
| $\eta[\%]$                  | 98.1 | 97.8 | 96.2 |
| pf[%]                       | 100  | 94.5 | 88   |
| $C_s[\mu\text{F}]$          | 0.97 |      |      |
| $C_p[\mu\text{F}]$          | 3.31 |      |      |
| $B_{1\text{max}}[\text{T}]$ | 0.14 | 0.21 | 0.31 |
| $B_{2\text{max}}[\text{T}]$ | 0.21 | 0.21 | 0.21 |

が変化し、理想変圧器特性の  $b$  も変わるため、一次二次の電圧比  $V_{IN}/V_2$  が変化するが、コンデンサ  $C_s, C_p$  の値は一定でも運転可能である。給電効率  $\eta$  は 98.5% から 95.0% に力率 pf も 99.4% から 85.6% に低下する。 $C_s, C_p$  を表 4 の 70mm の値に合わせれば力率を改善できることは言うまでもない。

設計目標の 5kW 給電の場合の特性を回路計算で求めた。計算結果を表 6 に示す。今回も負荷電圧  $V_L$  が一定となるよう電源電圧  $V_{IN}$  を調整している。ギャップ長が大きくなると電源電圧を下げる必要があり、 $I_{IN}$  が大きくなるため、直列コンデンサの電圧  $V_1$  が増加することが分かる。巻数比  $a$  を上げれば、 $V_{IN}$  が大きく、 $I_{IN}$  が小さくなり、 $V_1$  は下がる。



(a) Pole faces pole, 30mm

(b) Plate faces plate, 30mm

(c) Pole faces pole, 70mm

図7 磁界解析結果

Fig. 7. Magnetic field analysis

#### 4. 磁極の有無による特性の相違

フェライトは高価で重いため、コアを磁極無しの場合にすることが考えられる。磁極は磁気回路上のギャップ長を短くする長所があるが、位置ずれによる特性変化が大きくなる短所もある。角形トランスの背面を利用して磁極を無くした場合の特性を調べた。

図7のように磁極対抗配置と平面（背面）対抗配置による特性の相違を調べた。図7(a)は3章で標準としている磁極対抗配置でギャップ長が30mmの場合、(c)は同じ配置でギャップ長が70mmの場合、(b)は平面对抗配置でギャップ長が30mm（コア面の距離は70mm）の場合の磁界解析結果を示している。左右対称であるので右半分の計算結果を示している。磁界解析は一次側に20kHz、10Aの正弦波電流を流し、二次側には抵抗負荷20Ωだけを接続して行った。

表2から分かるように周波数10kHzと20kHzでインダクタンス $l_1, l_2, l_0$ や結合係数 $k$ の値はほぼ同じである。図8に周波数20kHzでの $l_1, l_2, l_0$ の実測値と図7の磁界解析から求めた $l_1, l_2, l_0$ との比較を示す。少し誤差はあるが傾向は一致している。誤差の原因として実物の巻線が図7のようにきれいな巻線ではないこと、磁界解析では巻線端部が考慮されていないことなどが考えられる。

図8より30mmの平面对抗は、70mmの磁極対抗と特性がほぼ一致している。これは両者の磁気回路上のギャップ長が70mmで等しいことから分かる。図5の角形コイルでは磁極による性能向上効果はかなり大きいことが分かる。

磁極は位置ずれには弱いので次章で詳しく調べる。

#### 5. 位置ずれによる特性変化

乗用車では停車時に位置ずれが避けられない。タイヤ止めを利用すれば前後±30mm以下、最新の自動パーキング装置を付ければ左右±50mm以下の精度で停車させることは可能と思われる。そこで角形コイルの位置ずれによる特性変化を調べた。位置ずれによるトランス定数の変化を図9

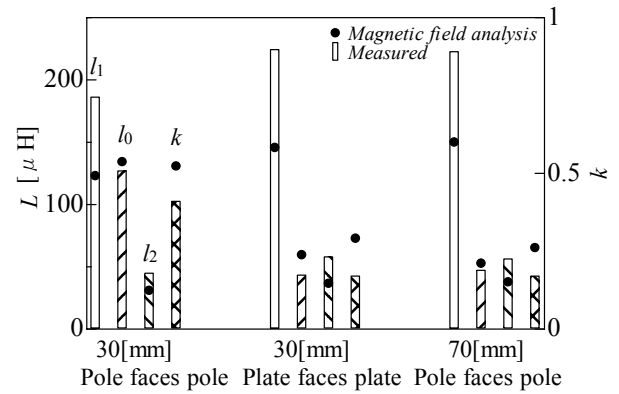


図8 磁極の有無によるトランス定数の変化

Fig.8. Parameters with and without poles.

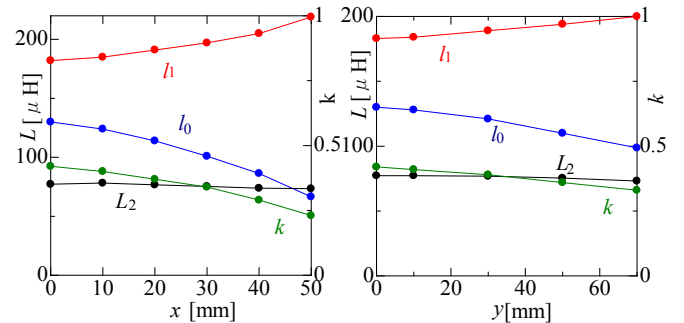


図9 位置ずれによるトランス定数の変化

Fig.9. Parameters with horizontal gap change.

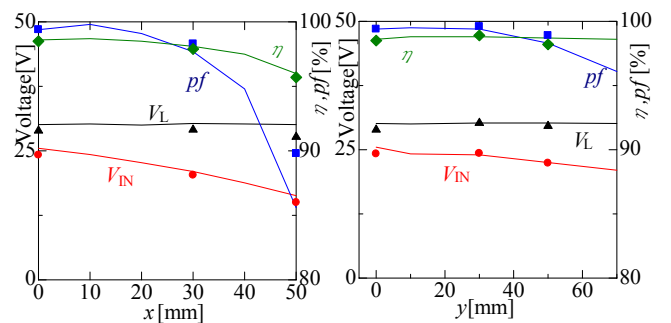


図10 位置ずれによる給電特性変化

Fig.10. Characteristics with horizontal gap change.

に、給電特性変化の計算値と実験値を図 10 に示す。また図 5 にずれの方向  $x, y$  を示す。

$x$  方向に 30mm ずれると、図 5 で磁極は完全にずれるが結合係数  $k$  の低下は約 20% と小さい。 $y$  方向に 50mm ずれると磁極の約 1/3 のずれになるが結合係数  $k$  の低下は約 20% とこれも小さい。図 10 の給電特性を見ても、角形コイルは予想以上に位置ずれに強く、ギャップ長が 30mm であれば、前後 ±30mm、左右 ±50mm 程度の位置ずれがあっても十分給電可能である。

## 6. むすび

本論文では自動車用非接触給電装置として製作した角形トランスの特性を紹介した。小電力の給電実験では理想変圧器特性が成り立ち、実験値は計算値と良く一致する。またトランス定数に変化しないと仮定した場合、設計値のギャップ長 30mm で 5kW の給電は十分可能であることが分かった。また磁極付きでも位置ずれに強いことも分かった。

今後は、角形トランスについて、大電力給電実験を行い、背面漏れ磁束対策を検討したいと考えている。また円形トランスについても特性の検討を進める予定である。

## 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) H.Irie, N.Minami, H.Minami, and H.Kitayoshi : "Non-contact energy transfer system using immittance converter", *T. IEE Japan*, Vol.120-D, No.6, pp.789-794 (2000) (in Japanese)  
入江寿一・南 信之・南 秀明・北吉晴芳 : 「イミタンス変換器を用いた非接触給電装置」, 電学論 D, Vol.120, No.6, pp.789-794 (2000)
- (6) H.Abe, H.Sakamoto, K.Harada : "A novel of output voltage stabilization with respect to load current variation in the non-contact energy transfer", *IEEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.11, pp.1285-1294 (2003) (in Japanese)  
安部秀明・坂本 浩・原田耕介 : 「負荷電流変化に対応した非接触給電出力電圧の安定化法」, 電学論 D, Vol.123, No.11, pp.1285-1294 (2003)
- (7) Myunghyo Ryu, Honnyong Cha, Yonghwan Park, Juwon Baek : "Analysis of the Contactless Power Transfer System using Modelling and Analysis of the Contactless Transformer", *IEEE IECON 2005*, pp.1036-1042 (2005)
- (8) T.Fujita, Y.Kaneko, S.Abe : "Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors", *IEEEJ Trans. IA*, Vol.127, No.2, pp.174-180 (2007) (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)

- (9) S.Matsushita, Y.Oikawa, T.Iwata, Y.Kaneko, S.Abe : "Moving Pick-up Type Contactless Power Transfer System using Series and Parallel Resonant Capacitors", *IEEE, SPC-07-29*, pp49-54 (2007) (in Japanese)  
松下真也・及川康史・岩田卓也・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移動型非接触給電システム」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-07-29, pp49-54 (2007)
- (10) Y.Oikawa, S.Matsushita, Y.Kaneko, S.Abe : "Efficiency of Contactless Power Transfer System using Series and Parallel Resonant Capacitors", *The 2006 National Conversion Record, IEE Japan*, No.4-220 (2006) (in Japanese)  
及川康史・松下真也・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の効率」, 平 19 電学全大, No.4-220 (2006)
- (11) T.Iwata, S.Matsushita, Y.Kaneko, S.Abe : "Characteristics Change of Contactless Power Transfer System by Pick-up Parameters", *The 2006 National Conversion Record, IEE Japan*, No.4-219 (2006) (in Japanese)  
岩田卓也・松下真也・金子裕良・阿部 茂 : 「移動型非接触給電の受電部定数における特性変化」, 平 19 電学全大, No.4-219 (2006)