

円形トランス及びH型トランスと給電可能な 新Hc型非接触給電トランス

清水 良太郎* 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

A New Hc Core Transmitter of Contactless Power Transfer System Interoperable with
Circular Core Receivers and H-shaped Core Receivers

Ryotaro Shimizu*, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe(Saitama University)

There are two types of the transformers in a contactless power transfer system for electric vehicles; a rectangular (H-shaped) core double-sided winding type and a circular core single-sided winding type. To establish the international standardization, there has been an important issue in incompatibility due to the difference of the magnetic field structure between rectangular core types and circular core types. This paper proposes a Hc core transmitter of contactless power transfer system interoperable with both type receivers which adds a central magnetic pole by dividing the coil of the H-shaped core double-sided winding transformer. The 3kW interoperability tests are carried out and test results are presented.

キーワード：電気自動車，非接触給電，トランス，互換性，効率

(Electric vehicle, Contactless power transfer, Transformer, Compatibility, Efficiency)

1. はじめに

現在，プラグインハイブリット自動車（PHV）や電気自動車（EV）の充電には，電気ケーブルとコネクタで車両に給電するコンダクティブ方式が採用されている。しかし将来は，コードレス化による利便性・安全性・保守性の向上から非接触給電方式⁽¹⁾⁽²⁾になると期待されており，研究開発が盛んである。2015年を目標に，欧米で世界標準化の協議が進められている⁽³⁾。

電気自動車用の非接触給電トランスには，磁界構造の違いから，角形コア両側巻⁽⁴⁾（H型⁽⁵⁾，Solenoid巻，Polarized type⁽⁶⁾とも呼ばれる）と円形コア片側巻⁽⁷⁾（Circular type⁽⁸⁾⁽⁹⁾とも呼ばれる）の2方式がある。角形は小型軽量化，長ギャップ化，左右方向の位置ずれ許容量の点で優れ，円形は漏洩磁界や漏洩電界のレベルが低い点で優れている。磁界構造の相違から両者には互換性がなく，研究開発中の大学や企業などでも2分されており，標準化の上で大きな課題⁽⁷⁾となっている。

この問題を解決するため，角形及び円形トランスと互換性のあるトランス構造が Auckland 大学から提案されている。DDQP⁽¹⁰⁾，BPP⁽¹¹⁾⁽¹²⁾と呼ばれるトランスを，受電側（一次側）に用いれば，送電側（二次側）に Polarized type あるいは Circular type のトランスを用いても給電可能となる。送電側と受電側を入れ替えることも可能である。発表されて

いる DDQP や BPP は乗用車に搭載するには寸法が幅 700mm 以上と大きく，それらのトランス内で用いられている複数のコイル間やコンデンサとの接続方法や給電実験結果についてはあまり述べられていない。

本論文では，DDQP や BPP とは異なるコア・巻線構造を持ち，角形及び円形トランスと互換性のある新 Hc 型トランス構造を提案する。Hc 型トランスは従来の H 型トランスのコイルを 2 分割し，中央部に磁極を追加し，円形トランスとの給電を可能にしている。H 型トランスと給電する場合は 2 分割したコイル間の接続を変更することで磁界構造を変更し，中央磁極は用いないで給電するのが特徴である。

Hc 型トランスは市中の駐車場の送電側トランスに適している。自宅の駐車場には，乗用車に設置された受電側トランスと同じタイプの角形（H 型）あるいは円形の送電側トランスの設置が考えられる。これに対し市中の充電ステーションでは角形及び円形トランスを備えた車に充電する必要がある。もちろん，送電側と受電側を入れ替え，受電側を Hc 型トランスにすることも可能である。

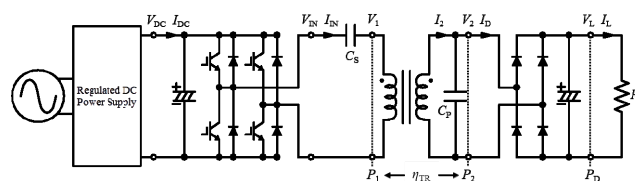


Fig. 1. Contactless power transfer system.

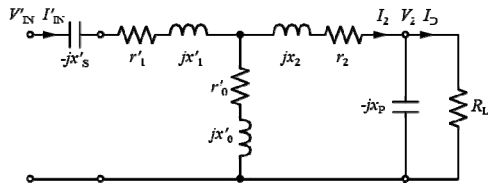
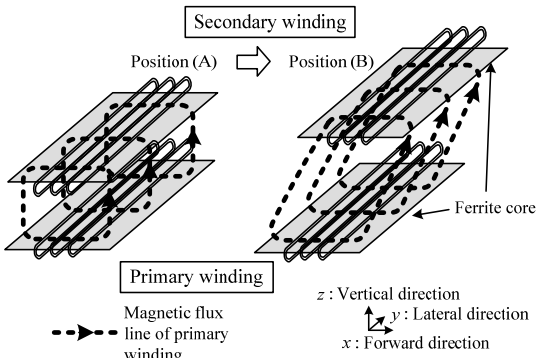
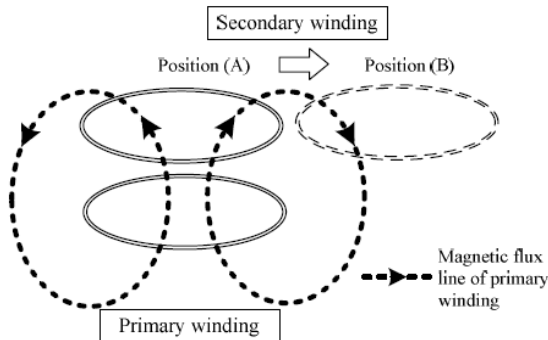


Fig. 2. Detailed equivalent circuit.



(a) Rectangular core.



(b) Circular core.

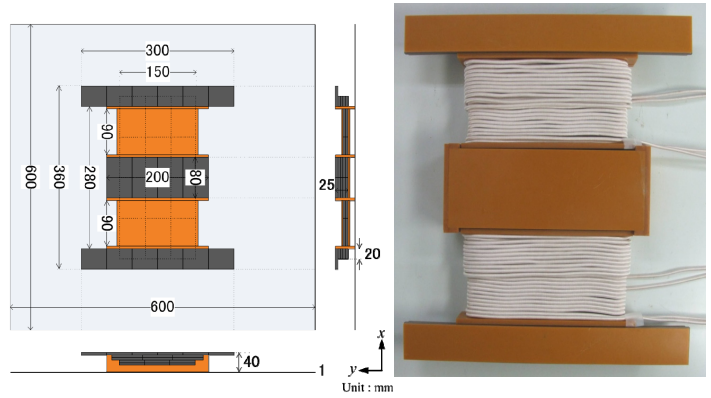
Fig. 3. Magnetic field.

以下、2章では角形トランスと円形トランスの磁界構造の相違について、3章ではHc型トランスの構造と角形及び円形トランスとの給電方法について、4章では給電実験結果について述べ、5章でまとめを述べる。

2. 電気自動車用非接触給電トランス

〈2・1〉電気自動車用非接触給電システム 一次直列二次並列コンデンサ方式⁽¹³⁾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 $f_0=50\text{kHz}$ のフルブリッジインバータを用い、二次側整流器は全波整流回路を用いる。給電トランスをT型等価回路で表し、直列及び並列共振コンデンサ C_s 、 C_p と抵抗負荷 R_L を加えた詳細等価回路をFig. 2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 r'_0 と巻線抵抗 r'_1 、 r_2 は、電源周波数 f_0 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 を省略して解析を進める。

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



(a) Dimensions.

(b) Photograph.

Fig. 4. Dimensions and photograph of Hc core transmitter.

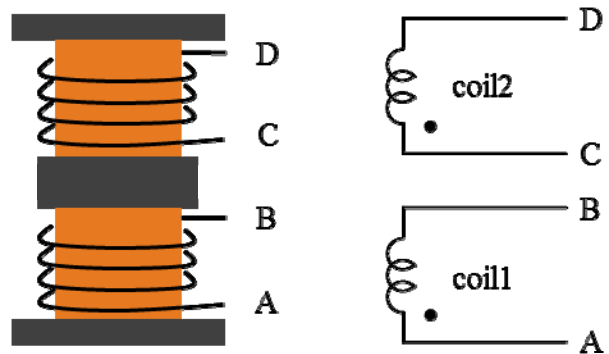


Fig. 5. Hc core transmitter winding.

Table 1. Hc core transmitter specifications.

Coil winding	90 mm × 2
Litz wire	0.1 mmφ × 800
Weight without Aluminum sheet	6.92 kg
Size	360 × 300 × 40 mm
Winding	16 T (2 parallel) × 2
Aluminum sheet (Weight)	600 × 600 × 1 mm (1.06 kg)

次巻線の自己インダクタンス $\omega_0 L_2$)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 の値を一次側電源力率が1になるように(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 との関係を求めると、

$$V'_{IN} = bV_2, I'_{IN} = I_D/b, b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \dots\dots\dots (3)$$

が成り立ち、巻数比 b の理想変圧器と等価となる。この時、 b は結合係数 k にほぼ等しくなる。

続いて、銅損のみを考慮したトランス部の最大効率 η_{max} とその時の抵抗負荷 R_{Lmax} の値は(4)式となる。

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1}}, R_{Lmax} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1} \dots\dots\dots (4)$$

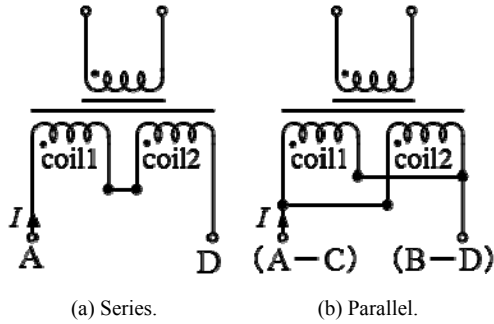


Fig. 8. Connection methods to H-shaped core.

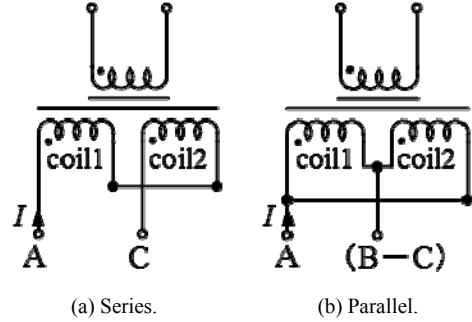


Fig. 9. Connection methods to Circular core.

Table 3. Relationship between winding numbers and connection methods.

Secondary	H-shaped core	Circular core
Series connection	$2N$	N
Parallel connection	N	$N/2$

互換性を確認するために、Fig. 7のH型⁽¹⁴⁾及び円形トランス⁽¹⁵⁾を用いた。Table 2にH型及び円形トランスの仕様を示す。Hc型トランスとの給電では、Hc型トランスを一次側にし、二次側にH型及び円形トランスを用いる。

〈3・3〉 Hc型トランスの磁界構造 H型トランスに給電する場合はFig. 6(a)に示したように、2分割されたそれぞれのコイル (coil1, coil2) に流れる電流の向きを揃え、同じ方向に磁束を発生させる。円形トランスに給電する場合は、Fig. 6(b)に示したように、coil2に流れる電流を逆向きにし、それぞれのコイルは逆向きの磁束を発生させる。

〈3・4〉 2分割されたコイル間の接続と巻数の関係 前述した磁界構造を作るために、2分割されたコイル間を適切に接続し、電流の流れる向きを調整する必要がある。H型トランスに給電する時の接続をFig. 8に、円形トランスに給電する時の接続をFig. 9に示す。2分割されたコイルはFig. 8, Fig. 9のように直列あるいは並列接続することで、一つのコイルとみなすことできる。重要なことは接続方法によってコイルの巻数が変わることである。

これは、電流 I と主磁束 Φ の磁束鎖交数 $\lambda (=N\Phi=LI)$ から説明できる。簡単のために、Fig. 6のcoil1とcoil2の巻数をどちらも N 、coil1, coil2に鎖交する磁束をそれぞれ ϕ_1, ϕ_2 とし、位置ずれのない状態で考える。インバータの出力電流を I とすると、coil1とcoil2に流れる電流は、直列接続の場合は I 、並列接続の場合は $I/2$ となる。

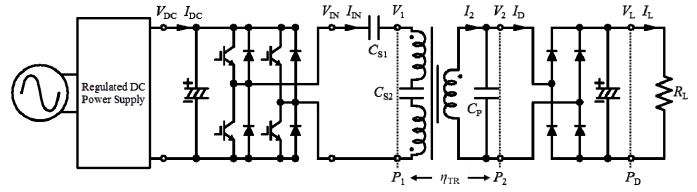


Fig. 10. Experimental circuit for the Circular core receiver.

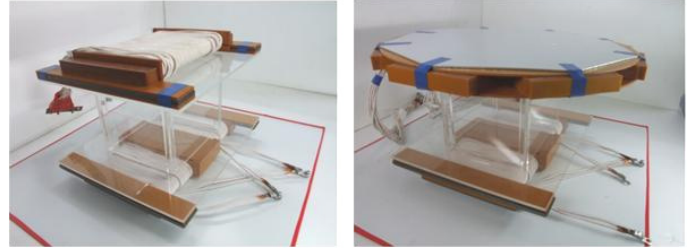


Fig. 11. Hc core transmitter and H-shaped or Circular core receiver.

Table 4. Transformer parameters.

Secondary	H-shaped core	Circular core
Primary	Hc core	
gap [mm]	150	100
f_0 [kHz]	50	
r_0 [mΩ]	0	14.6
r_1 [mΩ]	85.9	183
r_2 [mΩ]	5.99	12.3
l_0 [uH]	17.5	33.5
l_1 [uH]	73.6	125.
l_2 [uH]	4.67	9.54
C_s [uF]	0.115	0.064
C_p [uF]	1.758	0.871
k	0.191	0.195
b	0.189	0.180
$R_{l,max}$ [Ω]	9.22	20.0
η_{max} [%]	96.7	96.5
Q_1	333	275
Q_2	302	304

H型トランスに給電する場合は、直列接続のFig. 8(a)では電流 I と主磁束 Φ の磁束鎖交数は $\lambda=2N\Phi$ で、並列接続のFig. 8(b)では両コイルの電流が $I/2$ になるため、電流 I との磁束鎖交数は $\lambda=N\Phi$ となる。直列接続の場合は巻数が $2N$ で、並列接続の場合は巻数が N で巻線 (リッツ線) の並列数が2倍になる。直列接続でも並列接続でも $\phi_1=\phi_2=\Phi$ である。

円形トランスに給電する場合、Fig. 6(b)より主磁束 Φ の半分の磁束 $\Phi/2 (= \phi_1=\phi_2)$ がcoil1とcoil2と鎖交する。coil1, coil2がFig. 9(a)の直列接続の場合は電流 I と主磁束 Φ の磁束鎖交数は $\lambda=N\Phi$ となる。これに対し並列接続の場合は各コイルに流れる電流が $I/2$ になるため、電流 I との磁束鎖交数は $\lambda=N\Phi/2$ となる。直列接続の場合は巻数が N で、並列接続の場合は巻数が $N/2$ で巻線 (リッツ線) の並列数が2倍になる。

Hc型トランスのコイルの接続法とコイルを一つとみなした場合の巻数の関係をTable 3に示す。実用上は一次側を駆動するインバータの容量 (kVA) を最小にしたいので、インバータの出力電圧及び電流が、二次側トランスの種類 (H型か円形) によって大きく変化すると扱い難い。本論文のように、二次側トランスの巻数が等しく、結合係数 k や二次

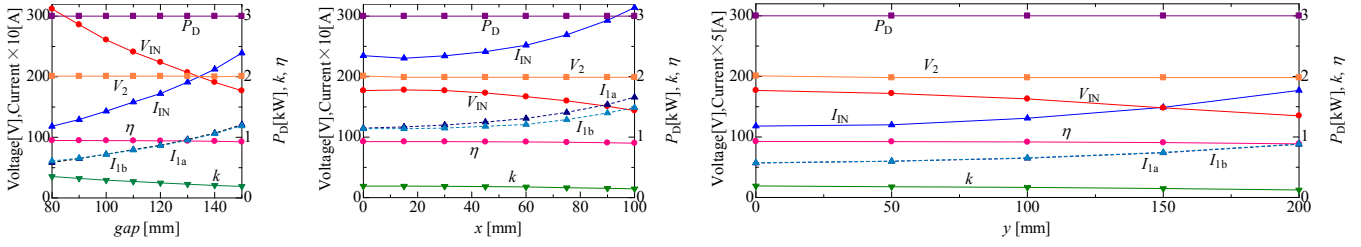


Fig. 12. Experimental results (primary: Hc core; secondary: H-shaped core).

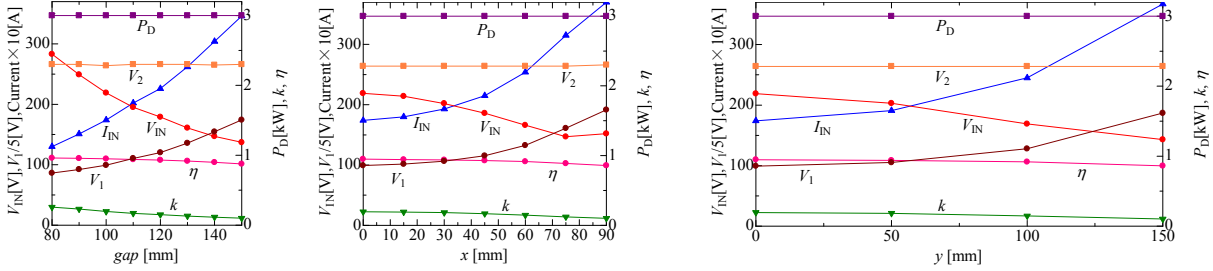


Fig. 13. Experimental results (primary: Hc core; secondary: Circular core).

Table 5. Values of resonant capacitors and a resistance load.

Secondary	H-shaped core	Circular core
Primary	Hc core	
C_s [uF] (corresponding gap)	0.116 (100mm)	0.0664, 0.0659 (100mm)
C_p [uF] (corresponding gap)	1.734 (150mm)	0.847 (100mm)
R_L [Ω] (corresponding gap)	20 (150mm)	40 (100mm)

Table 6. Parameters of experiments.

Secondary	H-shaped core				Circular core					
Primary	Hc core									
f_0 [kHz]	50									
gap [mm]	150				100		130			
x [mm]	0	100	0	0	0	60	90	0	0	0
y [mm]	0	0	150	200	0	0	0	100	150	0
V_{IN} [V]	177	149	148	135	219	166	152	169	143	161
I_{IN} [A]	23.5	31.4	29.7	35.3	17.4	25.4	37.0	24.5	36.7	26.2
V_1 [V]	686	908	864	1010	496	663	958	640	934	679
V_2 [V]	201	199	198	198	264	264	264	264	264	266
I_{1a} [A]	12.1	14.9	14.8	17.6						
I_{1b} [A]	11.9	16.6	14.9	17.7						
P_D [kW]	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00
η [%]	92.7	90.2	90.6	88.8	95.0	91.6	85.7	92.0	86.2	91.7
k	0.191	0.147	0.149	0.126	0.195	0.146	0.101	0.147	0.103	0.131

側直流出力電圧も近い値の場合は、一次側トランスの巻数が二次側トランスによって変わらないことが重要である。

従って H 型トランスへの給電では並列接続に、円形トランスへの給電では直列接続に地上側の Hc 型トランスのコイル接続を切り換える。

4. 給電実験結果

〈4・1〉 3kW 給電実験概要 一次側に Hc 型トランスを、二次側に H 型トランス及び円形トランス用いて、3kW 給電実験を行った。二次側が H 型トランスの場合は Fig. 1 の回路で、円形トランスの場合は Fig. 10 の回路で実験を行った。Fig. 10 は一次巻線及び一次側直列コンデンサ C_s を 2 分割した回路⁽¹⁶⁾となっている。これは、二次側が円形トランスの場合はギャップ長や位置ずれが大きくなると結合係数 k 著しく低下し、一次巻線端子電圧 V_1 が過大となり一次側直列コンデンサ C_s の耐圧や一次巻線の絶縁が問題になるためである。ギャップ長変動は一般的な電気自動車の車高に積載量による変化を考慮して 80~150mm、位置ずれ特性は位置ずれなしの状態から前後方向を ± 100 mm、左右方向を ± 200 mm の範囲で測定した。前後方向はタイヤ止めの利用を想定し、位置ずれ誤差は小さいとした。Hc 型トランスのコイル間の接続は、H 型トランスへの給電では並列接続、円

形トランスへの給電では直列接続とした。

二次側トランスが円形トランスの場合は H 型トランスの場合に比べて結合係数 k が少し下がる。そこで、位置ずれなしで結合係数 $k \approx 0.2$ となるギャップ長 (H 型トランスは 150mm、円形トランスは 100mm) をそれぞれ標準状態とした。Fig. 11 に標準状態でのトランス写真を、Table 4 に標準状態での LCR メータによる定数測定結果を示す。

Table 5 に実験で用いた直列及び並列共振コンデンサ C_s 、 C_p と抵抗負荷 R_L の値を示す。Table 5 の () 内の数値は、値を定めたときの最適なギャップ長である。 C_s を標準状態のギャップ長ではなく 100mm での最適値に設定したのは、ギャップ長が小さい時のインバータの進相運転を防ぐためである。

電気自動車の充電は、市中の駐車場より自宅で行う回数の方が多くと考えられる。従って C_p の値は自宅での給電効率が高くなるよう、車載側と同タイプのトランスとの給電効率が最大となるように定めるのが適切である。幸い C_p の値は、(1)式に示されるように二次巻線の自己インダクタンス $\omega_0 L_2$ と電源周波数 f_0 で決まり、 L_2 は一次側トランスによって変わらない。市中の駐車場の送電側トランスに Hc 型トランスのような互換性のあるトランスを用いる場合、車載側の C_p の値は送電側トランスによって変更する必要はな

い。今回は、Table 5 に示した標準状態において H 型及び円形トランス同士で定数測定を行った時の最適な C_p の値を用い、給電実験を行った。

(4・2) H 型トランスへの給電実験結果 Table 6 と Fig. 12 にギャップ変動特性と位置ずれ特性をそれぞれ示す。ギャップ長 150mm の標準状態でのトランス効率 η_{TR} は 92.7% で、 $x \leq 100\text{mm}$, $y \leq 150\text{mm}$ の位置ずれであればトランス効率 η_{TR} が 90% 以上であった。Fig. 7(a) に示す H 型トランス同士での標準状態 (ギャップ長 150mm, 位置ずれなし) における結合係数 k は 0.197 であり、一次側を Hc 型トランスとした場合の結合係数 k の値 0.191 に比べ、差は約 3% と小さかった。これより Hc 型トランスの中央磁極による漏れ磁束の増加は無視できると思われる。また、今回の実験では Fig. 7 に示した coil1, coil2 を並列接続としたため、 x 方向の位置ずれによってそれぞれのコイルに流れる電流にアンバランス⁽¹⁷⁾が生じる。Table 6 より、 x 方向の最大位置ずれ $\pm 100\text{mm}$ においても、 $I_{1a}=14.9\text{A}$ (coil1 に流れる電流)、 $I_{1b}=16.6\text{A}$ (coil2 に流れる電流) と、電流のアンバランスは $\pm 11.4\%$ であった。電流のアンバランスもコイルの電流密度やコアの磁束密度に余裕があれば、実用上の問題はないと考えられる。

(4・3) 円形トランスへの給電実験結果 Table 6 と Fig. 13 にギャップ変動特性と位置ずれ特性をそれぞれ示す。一次巻線端子電圧 V_1 が過大となることから、位置ずれ特性は $x=90\text{mm}$, $y=150\text{mm}$ まで測定した。ギャップ長 100mm の標準状態でのトランス効率 η_{TR} は 95.0% と高いが、位置ずれによってトランス効率 η_{TR} が急激に低下し、90.0% 以上となる範囲はギャップ長 $\leq 130\text{mm}$, 位置ずれは $x \leq 60\text{mm}$, $y \leq 100\text{mm}$ であった。Hc 型トランスを一次側に用いると、二次側が円形トランスでも y 方向の位置ずれ許容量が大きくなるが、二次側が H 型トランスの場合に比べると 50mm 程度小さくなる。Hc 型トランスから円形トランスへの給電は可能であるが、H 型トランスへの給電に比べ結合係数 k が小さくなるため、標準ギャップ長を小さくするなど、結合係数 k の低下を防ぐ対策が必要となる。

(4・4) 給電実験結果まとめ 車載トランスのコンデンサ C_p は、H 型あるいは円形トランス間同士の給電時に最適な値としておけば、一次側が Hc 型トランスになっても C_p の値を変更せずに給電可能であることが確認できた。ただし、一次側の Hc 型トランスの 2 分割されたコイルは、二次側トランスに応じてコイル間の接続方法と一次直列コンデンサ C_s の値を切り替える必要がある。

Hc 型トランスは円形及び H 型トランスと給電可能であることは確認できたが、円形トランスとの給電では結合係数 k の低下により、ギャップ長や位置ずれ許容量の性能が低下することは避けられない。結合係数 k を高める方法を考える必要がある。

5. むすび

本論文では、従来の H 型トランスのコイルを 2 分割し中

央磁極を加えることで、角形トランス及び円形トランスとの給電を可能にした Hc 型トランスを提案した。

Hc 型トランスは 2 分割したコイルを、H 型トランスとの給電では並列接続に、円形トランスとの給電では直列接続にすることで接続後の巻数を揃えることができ、インバータ容量を増すことなく両トランスに給電可能である。また、車載側トランスの共振コンデンサの値も変更する必要がない。しかし、円形トランスとの給電では結合係数 k の低下が避けられず、ギャップ長を小さくする対策が必要となる。

本論文で提案した角形及び円形トランスと互換性のあるトランス構造が電気自動車用非接触給電方式の標準化の参考になれば幸いである。

文 献

- (1) 自動車技術会：「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) 電気学会・移動体用エネルギーストレージシステム技術調査専門委員会編：「電池システム技術」, オーム社, pp.236-264 (2012)
- (3) 阿部 茂：「EV・PHEV 用非接触給電の技術動向」, 電学誌, Vol.133, No.1 pp.25-27 (2013)
- (4) 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資, SPC-09-39, pp.109-114 (2009)
- (5) 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資, SPC-11-48, pp.139-144 (2011)
- (6) 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)
- (7) 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)
- (8) C.-S.Wang, O.H.Stielau, and G.A.Covic : "Design consideration for a contactless electric vehicle battery charger", IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol.52, No.5, pp.1308-1314 (2005)
- (9) R.Kluth and J.Ziegner : "Inductive charging – simplifying the charge to enable mass adoption", EVS26 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, Los Angeles (2012)
- (10) M.Budhia, G.A.Covic, J.T.Boys and C.Y.Huang : "Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging", IEEE ECCE 2011, pp. 614-621 (2011)
- (11) G. A. Covic, M. L. G. Kissin, D. Kacprzak, N. Clausen and H. Hao : "A Bipolar Primary Pad Topology for EV Stationary Charging and Highway Power by Inductive Coupling", IEEE ECCE 2011, pp. 1832-1838 (2011)
- (12) A. Zaheer, D. Kacprzak and G. A. Covic : "A Bipolar Receiver Pad in a lumped IPT System for Electric Vehicle Charging Applications", IEEE ECCE 2012, pp. 283-290 (2012)
- (13) 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)
- (14) 佐藤亨耶・高梨浩也・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・鈴木 明：「電気自動車用非接触給電トランスの長ギャップ化」, 電学全大, 4-205 (2012)
- (15) 三田祐輔・金子裕良・阿部 茂：「電気自動車用非接触給電の H 型トランスと円形トランスの給電可能範囲の比較」, 電学自動車研資, VT-13-005, pp. 25-30(2013)
- (16) T. Yamanaka, Y. Kaneko, S. Abe and T. Yasuda : "10kW Contactless Power Transfer System for Rapid Charger of Electric Vehicle", EVS26 Los Angeles, California (2012)
- (17) 藤田 到・山中智裕・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・鈴木 明：「電気自動車用非接触給電トランスの複数モジュール構成による大容量化」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会論文集, No.4-9, pp.IV111-IV114 (2012)