

# 磁界構造の異なる非接触給電トランスの共用化に関する研究

学生員 山本 達哉\* 学生員 山田 潤 正員 金子 裕良(埼玉大学)

## A Study of the Common Use of Wireless Power Transfer System Which Has a Difference in the Magnetic Field Structure

Tatsuya Yamamoto\*, Student Member, Jun Yamada, Student Member, Yasuyoshi Kaneko, Member (Saitama University)

There are two types of the transformers in a wireless power transfer system for electric vehicles which has a difference in the magnetic field structure; a H-shaped core and a circular core. So far a transmitter usable in both these two types of the cores has been proposed. However, the efficiency for a circular core receiver is too low when a gap length between a transmitter and a receiver is long. In this study, I propose a new method to add two coils on the outside of the conventional coils in order to improve the efficiency for a circular core receiver. I made an experiment to transfer 1.5kW power to a load and the efficiency is kept up to or is improved more than conventional methods.

キーワード：電気自動車，非接触給電，トランス，コイル，磁界構造，互換性，効率

Keywords : Electric vehicle, Wireless power transfer, Transformer, Coil, Magnetic field structure, Compatibility, Efficiency

### 1. はじめに

近年，地球環境問題やエネルギー問題を受け，プラグインハイブリット自動車(PHV)や電気自動車(EV)の普及が進められている。これらの充電には，電気ケーブルとコネクタを用いて給電するコンダクティブ方式が採用されている。しかし，コードレス化による利便性や安全性，保守性の向上といった観点から，非接触給電方式<sup>(1)(2)</sup>での充電方法の確立が期待されている。

電気自動車用の非接触給電トランスには，形状の違いから，両側巻(H型<sup>(3)</sup>，角形<sup>(4)</sup>，Solenoid巻，Polarized type<sup>(5)</sup>とも呼ばれる)と片側巻(円形<sup>(6)</sup>，Circular type<sup>(7)(8)</sup>とも呼ばれる)の2方式がある。円形は漏洩電磁界のレベルが低い点で優れており，駐車中給電において実用化されつつある。H型は小型軽量化，長ギャップ化，水平方向の位置ずれ許容量の点で優れ，走行中給電への利用など今後の展望に期待されている。しかし，トランス形状に起因する磁界構造の相違から両者には互換性がなく，標準化の妨げ<sup>(6)</sup>となっている。

この問題を解決するため，H型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<sup>(9)</sup>，BPP<sup>(10)(11)</sup>と呼ばれるトランスを受電側に用いれば，送電側に 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。一方，埼玉大学ではH型をベースにコイルを2分割することで，H型と円形の2種類のトランスと給電を行えるようにした Hc型<sup>(12)</sup>と呼ばれるトランスを提案した。このトランスを送電側に用いることで，受電側がH型と円形のどちらのトランスであっても，

高効率で給電を行うことが可能である。送電側と受電側を入れ替えることも可能である。

しかし，Hc型トランスを円形トランスと組み合わせた場合，ギャップ長が長くなるにつれ効率が大幅に低下してしまうという問題点が指摘されている<sup>(12)</sup>。

本論文では，円形トランスへの給電効率の向上を目的として，従来のHc型トランスの外側にコイルを追加した構造のトランスを新たに提案する。本提案トランスでは，円形トランスとの給電時に従来のHc型トランスのコイルと追加したコイルを接続する。これにより，実質的なコイルの巻幅が長くなり，送電側と受電側のコイルの結合係数が向上することで，長ギャップ時の高効率給電を可能にしている。また，H型トランスと給電する場合は，追加コイルを開放することで従来のHc型トランスと同等の効率で給電を行うことができる。

以下，2章では非接触給電装置の概要やH型トランスと円形トランスの磁界構造の相違，コイル長と給電効率の関係について，3章では本提案トランスの構造とH型及び円形トランスとの給電方法について，4章では給電実験の概要と結果について述べ，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〉 非接触給電トランスの等価回路 一次直列二次並列コンデンサ方式<sup>(13)</sup>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  $f_0=85\text{kHz}$  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

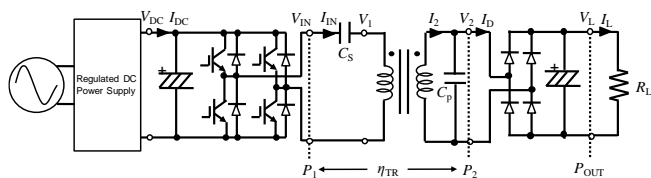


Fig. 1. Wireless power transfer system.

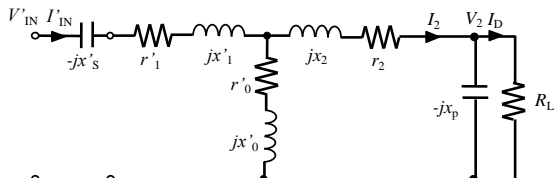


Fig. 2. Detailed equivalent circuit.

Table 1. A new Hc core transmitter specifications.

Coil winding	90 mm × 2, 120 mm × 2
Litz wire	0.1 mm, φ × 800
Size	700 × 300 × 40 mm
Winding	14 T (2 parallel) × 4
Aluminum sheet	700 × 600 × 1 mm

Table 2. Transformer specifications.

Type	H-shaped core	Circular core
Size	360 × 300 × 35 mm	360 × 360 × 25 mm
Winding	4 T (15 parallel)	4 T (8 parallel)

ンサ  $C_s$ ,  $C_p$  と抵抗負荷  $R_L$  を加えた詳細等価回路<sup>(12)</sup>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。

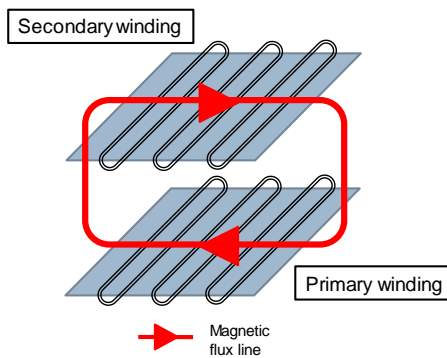
$$\frac{1}{\omega_0 C'_s} = x'_s = x'_1 + \frac{x'_0 x_2}{x'_0 + x_2} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $V'_{IN}$  と  $V_2$ ,  $I'_{IN}$  と  $I_D$  との関係の求めると、

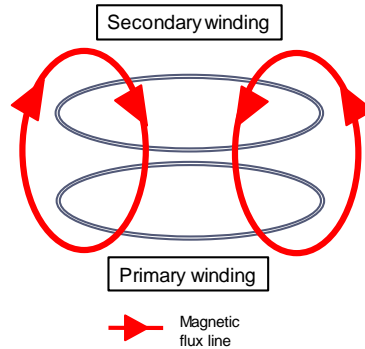
$$V'_{IN} = bV_2, I'_{IN} = I_D/b, b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \dots\dots\dots (3)$$

が成り立ち、巻数比  $b$  の理想変圧器と等価となる。

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



(a) H-shaped core.



(b) Circular core.

Fig. 3. Magnetic field.

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

〈2・2〉 H 型及び円形トランスの磁界構造の相違

電気自動車用非接触給電トランスには、H 型と円形の 2 方式があるが、コアや巻線形状が違うことから磁界構造が Fig. 3 のように異なる<sup>(12)</sup>。そのため、H 型トランスと円形トランスには互換性がなく、これらを組み合わせて高効率で給電を行うことができない。そこで、両者を共用することが可能な Hc 型と呼ばれるトランスが提唱されている。ところが、ギャップ長が拡大したときの円形トランス同士の給電効率は H 型同士の場合よりも低いうえ<sup>(14)</sup>、一次側が二次側に Hc 型トランスを使用するとさらに低下してしまう<sup>(12)</sup>という問題点がある。乗用車よりも車高が高い大型バスやトラックに給電することを想定すると、積載量の変化を考慮してギャップ長が 150mm 程度まで広がったとしても<sup>(1)</sup>高効率で給電できることが必要となる。また、現状 Hc 型トランスから H 型トランスへの給電は 92%以上の高効率であることから、これを維持することも考慮する必要がある。

〈2・3〉 コイル長と給電効率の関係

ギャップ長に対するコイル長の比をある程度大きくすることで結合係数を上昇できる<sup>(15)</sup>ことから、円形トランスに給電する場合にコイル長を長くすれば最大効率を向上させることができると考えられる<sup>(16)</sup>。一方、H 型トランスへの給電時はコイルを長くすると、一次側と二次側の磁極間の距離が長くなるために結合係数が低下してしまう恐れがある。これを防ぐため、

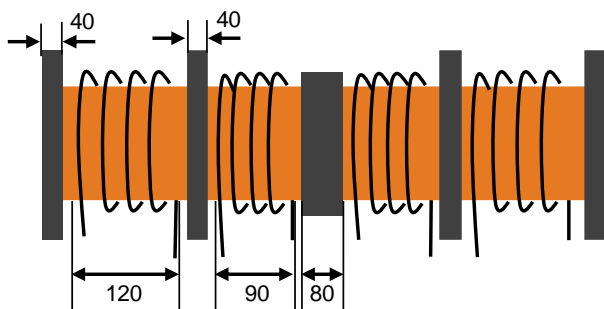


Fig. 4. Dimensions of a new Hc core transmitter.



Fig. 5. Photograph of a new Hc core transmitter.

H 型トランスに給電する際の一次側のコイルの長さは従来通りのままが望ましい。そこで、円形トランスへの給電時と H 型トランスへの給電時で実質的なコイルの長さを変えられるトランスを提案した。

### 3. 外側コイルを追加した新 Hc 型トランス

〈3・1〉 新 Hc 型トランスの構造と仕様 〈2・3〉で提案した、外側コイルを追加した新 Hc 型トランスを作製した。Fig. 4 に寸法、Fig. 5 に写真、Table 1 に主な仕様を示す。

円形トランスに給電する際は、新たに設置した外側コイルに電流を印加して磁束を発生させることで、実質的なコイル長を大きくする。一方、H 型トランスに給電する際は、外側コイルには電流を印加せず、従来の Hc 型トランスとコイル長を同じ長さにする。

内側の 2 つのコイルは、全長 360mm の H 型、円形トランスと高い互換性を持つ、従来の Hc 型トランスで使用していたものである。

〈3・2〉 H 型、円形トランスの仕様 本提案トランスを用いてギャップ長拡大時に高効率での給電が可能であることを確かめるため、Fig. 6 の H 型及び円形トランス<sup>(14)</sup>を用いた。Table 2 に H 型及び円形トランスの仕様を示す。給電時には二次側にこれらの H 型及び円形トランスを配置する。

〈3・3〉 新 Hc 型トランスの磁界構造 H 型トランス

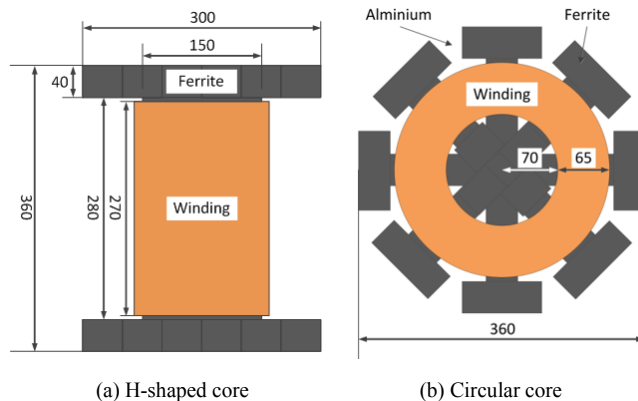


Fig. 6. Transformer dimensions.

に給電する場合は Fig. 7(a)に示すように、coil1b, coil1c 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. 7(b)に示すように、coil1b, coil1c に加え coil1a, coil1d にも電流を流し磁束を発生させる。このとき coil1c, coil1d に流れる電流を逆向きにし、coil1a, coil1b と逆向きの磁束を発生させる。

〈3・4〉 一次側の各コイル間の接続 前述した磁界構造を作るために、一次側トランスの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。複数のコイルを Fig. 8, Fig. 9 のように並列あるいは直列接続することで、1 つのコイルとみなすことできる。

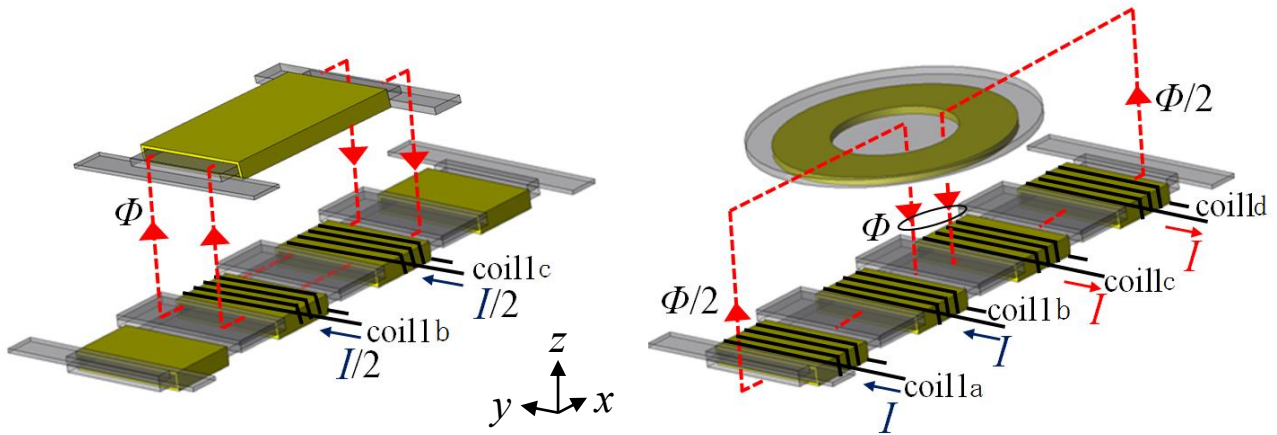
従来の Hc 型トランスの研究においては、二次側トランスの種類が変わってもインバータの出力電圧及び電流が大幅に変動するのを防ぐため、一次側トランスの見かけ上の巻数をそろえるよう、H 型トランスへの給電時は並列に、円形トランスへの給電時は直列に、それぞれ一次側トランスのコイルを接続していた<sup>(12)</sup>。これに加え、本研究においては以下の観点からコイル間の接続方法を決定した。

H 型トランスに給電する場合、中央の 2 つのコイルのみ電流を流すので、従来の Hc 型トランスと同様に並列<sup>(12)</sup>に接続する。一方、円形トランスに給電する場合、本提案手法においては一次側トランスのコイルは 4 つすべてを使用することを前提にしている。この際、コイルに流れる電流に偏りがあると発生する磁界構造にアンバランスが生じ、二次側トランスとの結合が低下する恐れがある。そこで、すべてのコイルに等しく電流を流せるよう直列に接続する。

### 4. 給電実験

〈4・1〉 給電実験の条件と使用したコンデンサ 一次側に Hc 型トランス及び本提案トランスを、二次側に H 型トランス及び円形トランスをそれぞれ用いて、1.5kW 給電実験を行った。

二次側が円形トランスでかつ一次側が本提案トランスの場合は Fig. 10 の回路で、それ以外の場合は Fig. 1 の回路でそれぞれ実験を行った。Fig. 10 は一次巻線及び一次側直列



(a) A new Hc core transmitter and H-shaped core receiver.

(b) A new Hc core transmitter and Circular core receiver.

Fig. 7. Magnetic field.

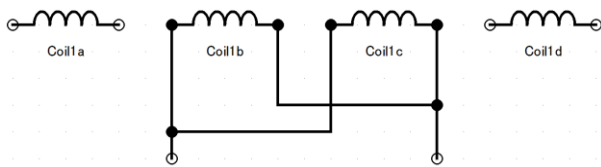


Fig. 8. Connection methods to H-shaped core.

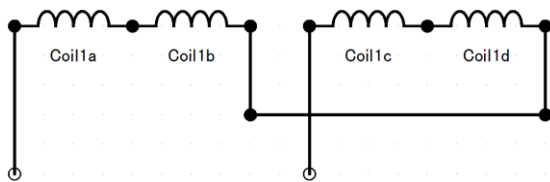


Fig. 9. Connection methods to Circular core.

コンデンサ  $C_s$  を 4 分割した回路<sup>(17)</sup>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が大きくなると結合係数  $k$  が著しく低下し、一次巻線端子電圧  $V_1$  が過大となって一次側直列コンデンサ  $C_s$  の耐圧不足や一次巻線の絶縁破壊が発生する恐れがあるためである<sup>(12)</sup>。ギャップ長変動は 100 ~ 200mm で、位置ずれは後述する標準状態において x 方向, y 方向ともに 0 ~ 100mm で測定した。一次側トランスのコイル間の接続は、〈3・4〉節で述べた通りとした。なお、外側コイルを追加した新 Hc 型トランスから H 型トランスへ給電する際、一次側の 4 つのコイル全てを並列接続した場合についても参考として給電実験を行った。

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、同一形状のトランスが正対しているときに結合係数  $k \approx 0.2$  となるギャップ長(H 型トランスは 150mm, 円形トランスは 100mm)<sup>(12)</sup> をそれぞれ標準状態とした。Fig. 11 に H 型および円形トランスへの給電時の写真を、Table 3 に標準状態での LCR メータによる定数測定結果を示す。

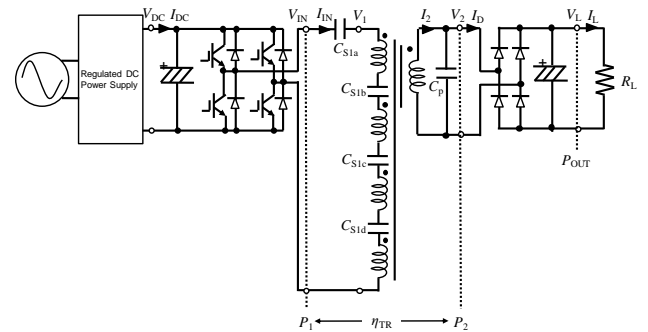


Fig. 10. Experimental circuit for the Circular core receiver.

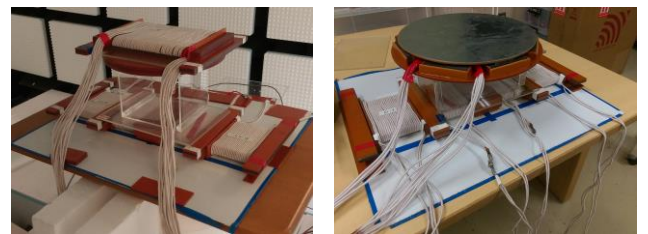


Fig. 11. A new Hc core transmitter and H-shaped or Circular core receiver.

Table 4 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。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<sup>(12)</sup>,  $C_s$  は 100mm での最適値に設定した。また、 $C_p$  は(1)式より二次側トランスの自己インダクタンス  $L_2$  と電源周波数  $f_0$  によってのみ決まることから、一次側トランスのコイル間の接続やギャップ長が変わっても変更する必要はない。そこで、ギャップ長が 100mm のときに H 型及び円形トランス同士で給電する場合に最適な場合の値を用いた。

〈4・2〉 H 型トランスへの給電実験結果 Table 3 と Fig. 12 (a) に対 H 型時の定数測定結果から算出した結合係数  $k$ , Table 4 と Fig. 12 (b) に 1.5kW 給電時のトランス効率  $\eta_{TR}$  のギャップ変動特性を示す。ギャップ長 150mm の標準状態での

Table 3. Transformer parameters.

Secondary Primary	H-shaped core			Circular core	
	Hc core	A new Hc core **	A new Hc core ***	Hc core	A new Hc Core **
case	A	B	C	D	E
$f_0$ [kHz]	85.0				
gap[mm]	150			100	
$r_0$ [mΩ]	0	0	23.1	26.9	245
$r_1$ [mΩ]	71.2	130	61.2	181	444
$r_2$ [mΩ]	7.86	7.30	8.47	10.1	9.49
$l_0$ [uH]	11.6	16.5	8.51	33.3	127
$l_1$ [uH]	42.6	68.5	49.6	81.6	248
$l_2$ [uH]	5.11	4.81	5.55	7.37	7.50
$C_s$ [uF]	0.0670	0.0431	0.0613	0.0313	0.00961
$C_p$ [uF]	0.579	0.570	0.561	0.435	0.430
$k$	0.183	0.206	0.128	0.156	0.164
$b$	0.156	0.218	0.111	0.0844	0.0795
$R_{l,max}$ [Ω]	18.1	18.4	23.3	31.0	27.1
$\eta_{max}$ [%]	97.4	97.6	96.6	96.7	97.4
$Q_1$	406	350	507	340	451
$Q_2$	412	450	394	424	458

Table 4. Parameters of experiments.

Secondary Primary	H-shaped core			Circular core	
	Hc core	A new Hc core **	A new Hc core ***	Hc core	A new Hc core **
case	A	B	C	D	E
$f_0$ [kHz]	85.0				
gap[mm]	150			100	
$C_s$ [uF]	0.0664	0.0453	0.0664	0.0305	0.0106
$C_p$ [uF]	0.584				
$R_l$ [Ω]	36.2	36.8	46.6	60.0	55.0
$V_{IN}$ [V]	154	225	157	147	299
$I_{IN}$ [A]	13.3	9.36	18.4	13.2	6.57
$V_1$ [V]	448	516	613	849	-
$V_2$ [V]	203	205	240	253	244
$P_{OUT}$ [kW]	1.50				
$\eta_{TR}$ [%]	92.2	92.0	85.6	92.6	94.2

\*\* The proposed method.

\*\*\* The control experiment; all of the coils are connected electrically.

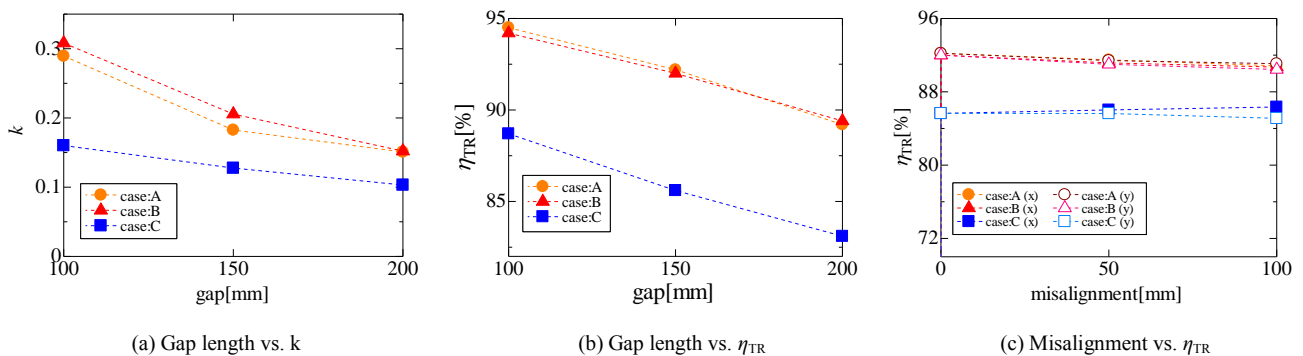


Fig. 12. Experimental results (secondary: H-shaped core).

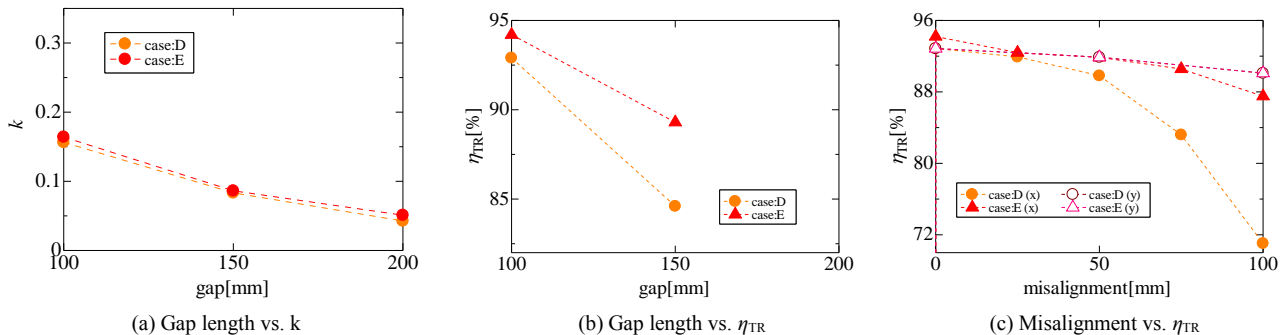


Fig. 13. Experimental results (secondary: Circular core).

$k$  は、従来手法(case:A)に比べると本提案手法(case:B)では若干向上した。また、 $\eta_{TR}$  は、case:A が 92.2% だったのに対し、case:B では 92.0% と 0.2 ポイント減少しただけでほとんど変わらず、高効率を維持することができた。この傾向はギャップ長が 200mm に拡大しても同じであった。一方、一次側の 4 つ全てのコイルを並列に接続した場合(case:C)、標準状態の  $k$  は case:A、case:B のどちらの場合よりも低かった。また、 $\eta_{TR}$  は 85.6% と大きく低下し、ギャップ長が拡大するとその割合はより顕著になった。

Fig. 12 (c) に 1.5kW 給電時のトランス効率  $\eta_{TR}$  の位置ずれ特性を示す。こちらも同様な傾向が得られ、case:C ではどの位置においても  $\eta_{TR}$  が case:A や case:B より約 6.5 ポイント低下した。

一次側の全コイルを並列接続した case:C の方が、提案手法である case:B より損失が多い理由について、定数測定や給電実験の結果を元に検討を行った。Table 3 より case:C では一次側の並列数が増えたことで巻線抵抗  $r_1$  が約 0.5 倍になったものの、Table 4 よりコイルに流れる電流  $I_m$  が約 2 倍になっていた。銅損  $P_c$  は抵抗値と電流の 2 乗の積によって求まることから、case:C の一次側で発生した  $P_c$  は case:B の約 2 倍になったことになる。また、Table 4 より一次側のコイルにかかる電圧  $V_1$  は 1.19 倍大きくなった。鉄損  $P_i$  は電圧の 2 乗に比例することから、case:C の一次側で発生した  $P_i$  は 1.41 倍増えたことになる。これらより、一次側の全コイルを並列接続することによって、銅損・鉄損がともに増加しトランス効率の低下につながったと考えられる。

〈4・3〉 円形トランスへの給電実験結果 Table 3 と Fig. 13 (a)に対円形時の定数測定結果から算出した結合係数  $k$ , Table 4 と Fig. 13 (b)に 1.5kW 給電時のトランス効率  $\eta_{TR}$  の、ギャップ変動特性を示す。ギャップ長 100mm の標準状態での  $k$  は、従来手法(case:D)に対し本提案手法(case:E)では若干向上した。また、 $\eta_{TR}$  は case:D が 92.6%だったのに対し case:E では 94.2%となり、1.6 ポイント向上した。ギャップ長を 150mm に拡大すると case:E における  $\eta_{TR}$  は 89.3%で向上の度合いは 4.7 ポイントとなり、ギャップ長が広がるにつれて本提案手法による効果がより大きくなることがわかった。これは結合係数  $k$  や一次側コイルの性能を表す  $Q$  値が大きくなるからと考えられる。

Fig. 13 (c)に 1.5kW 給電時のトランス効率  $\eta_{TR}$  の位置ずれ特性を示す。case:E の場合でも  $y$  方向では  $\eta_{TR}$  が case:D とほぼ変化しなかった。それに対し、 $x$  方向では  $\eta_{TR}$  が大きく向上しており、ずれ幅が大きくなるほどその差が顕著に現れた。特に 100mm 時においては 16.5 ポイントもの差があった。

〈4・4〉 給電実験結果まとめ Hc 型トランスの外側にコイルを追加した本提案トランスを一次側に用いることで円形トランスへの給電時の結合係数  $k$  及びトランス効率  $\eta_{TR}$  が向上することが確認できた。また、H 型トランスへの給電時は一次側のトランスのうち中央の 2 つのコイルのみを並列接続することで、従来の Hc 型トランスを使用した場合と同等の結合係数  $k$  及びトランス効率  $\eta_{TR}$  で給電が可能であることが確認できた。更に外側のコイルまでも並列に接続すると、銅損や鉄損が増加してかえって  $\eta_{TR}$  が低下することがわかった。

## 5. まとめ

従来の Hc 型トランスの外側にコイルを追加して円形トランスへの給電効率を改善し、長ギャップでも高効率で給電が可能な新たなトランス構造を提案した。

円形トランスとの給電では一次側の 4 つのコイルすべてを直列接続することで、一次側トランスの  $Q$  値や二次側トランスとの結合係数を大きく向上させることができ、ギャップ長拡大時や位置ずれ時の給電効率が向上することを示した。一方、H 型トランスとの給電では一次側トランスのうち中央の 2 つのコイルのみを並列接続することで、従来の Hc 型トランスと同等の効率で給電が行えることを示した。また、追加コイルも並列に接続した場合、一次側の電流や電圧の上昇等に起因して銅損や鉄損が増加し、かえって給電効率が低下することを示した。

以上より本論文で提案した新たなトランス構造を用いることで、ギャップ長拡大時に円形トランスと H 型トランスのどちらへも高効率で給電ができることが示された。これらの共用化がより一層促進されると期待できる。

## 文 献

- (1) 自動車技術会：「自動車技術ハンドブック@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) 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」, 電気学会半導体変換研究会資料, SPC-11-48, pp.139-144 (2011)
- (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」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-09-39, pp.109-114 (2009)
- (5) 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)
- (6) 阿部 茂：「EV・PHEV 非接触給電の技術動向」, 電気学会論文誌, Vol.133, No.1, pp.25-27 (2013)
- (7) 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)
- (8) 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)
- (9) 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)
- (10) 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)
- (11) 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)
- (12) R. Shimizu, Y. Kaneko and S. Abe : "A New Hc Core Transmitter of a Contactless Power Transfer System that is Compatible with Circular Core Receivers and H-Shaped Core Receivers", EDPC 2013, Nuremberg, P369 - 375 (2013)
- (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」, 電気学会論文誌D, Vol.127, No.2, pp. 174-180 (2007)
- (14) 清水良太郎・徐将希・金子裕良：「Hc 型受電トランスと両側巻及び片側巻受電トランスにおける給電特性の比較」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, PE-15-022, PSE-15-044, SPC-15-075 (2014)
- (15) 阿部 茂・金子裕良：「電気自動車用非接触給電の技術動向」, 電気学会産業応用部門大会, JIASC2011, 2-S11-6, pp II 205- II 210 (2011)
- (16) 遠井敬大・金子裕良・阿部 茂：「非接触給電の最大効率の結合係数  $k$  とコイルの  $Q$  による表現」, 電気学会論文誌D, Vol.132, No.1, pp. 123-124 (2012)
- (17) 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)