

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

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

Comparison of characteristic by Transformer Winding Method of Contactless Power Transfer Systems for Electric Vehicle

Takuya Iwata*, Natsuki Ehara, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)
Tomio Yasuda, Kazuhiko Ida (Technova Inc.)

This paper describes comparison of characteristics between double-sided winding and single-sided winding of contactless power transfer systems for electric vehicles. There is an issue that a self-inductance changes by electric current with a fixed gap length in single-sided winding. However, the issue is resolved by controlling secondary voltage constant. As for double-sided winding, a transformer can be miniaturized in comparison with single-sided winding. However, coupling factor is small, and a countermeasure for back leakage flux becomes necessary, too. Leakage flux is shielded by putting an aluminum board on the back. In addition coupling factor becomes larger.

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，共振，効率

(Electric vehicle, Plug-in hybrid vehicle, Contactless power transfer, electromagnetic induction, resonance, 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。現在は電気コードとプラグで車に給電する方式であるが、コードレス化による利便性、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⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁷⁾⁻⁽¹⁰⁾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⁽¹⁾⁻⁽¹⁰⁾。従来は一次側二次側共に並列コンデンサを用いる方式⁽¹⁾⁽³⁾⁽⁴⁾が多かった。筆者らは一次側を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⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

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効率 1 とゼロ電圧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、(4) 効率の理論式⁽⁶⁾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。

本論文では、一次直列二次並列共振コンデンサを用いた自動車用非接触給電システムにおいて、給電トランスの巻線方式について比較検討を行う。非接触給電トランスでは図 2(a) に示すコアの両側にコイルを巻く両側巻トランス、図 2(b) に示すコアの片側に巻く片側巻トランスの 2 種類が考えられる。給電実験と回路計算により、両者の特性を比較する。

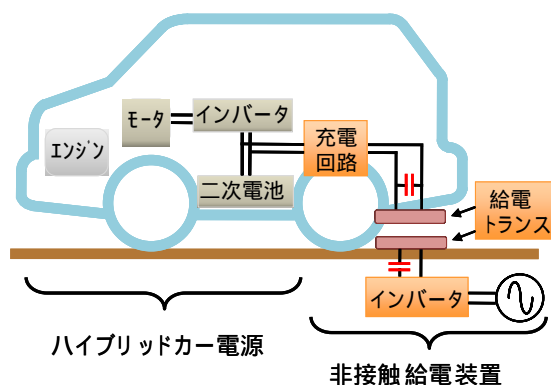


図 1 電気自動車用非接触給電装置

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

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ンサ方式の非接触給電システムの構成を図3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図4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、図5(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 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、

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

となり、図5(a)の回路は図5(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とゼロ電圧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 自動車用非接触給電の特徴 電気自動車用では更に次の特徴があり、これらの性能が重要となる。

- (1) ギャップ長が大きい
- (2) 位置ずれが大きい
- (3) トランスは小型軽量が望ましい



(a) Double-sided winding (b) Single-sided winding(一次側)

図2 給電トランス

Fig. 2. Transformer

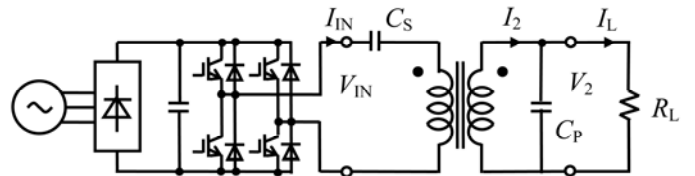


図3 非接触給電システム

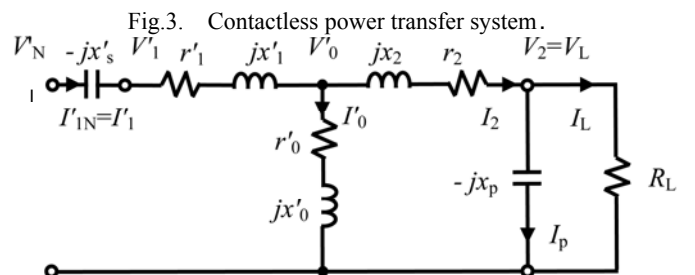
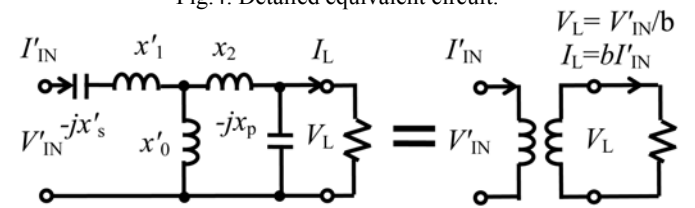


図4 詳細等価回路

Fig.4. Detailed equivalent circuit.



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

図5 簡略等価回路と理想変圧器特性

Fig.5. Simplified equivalent circuit and Ideal transformer.

2.6 両側巻トランスと片側巻トランス 非接触給電トランスで結合係数を $k=0.2$ 以上にするには、ギャップ長と同程度以上のコイル幅が必要である。トランスのコア幅は、片側巻では(コイル幅+磁極幅)の2倍程度必要なのに対し、両側巻ではその半分で済む可能性がある。(注 図2(a)は本来半分の幅でもよい)。左右の許容位置ずれ幅は磁極の形状で決まるため、円形で中心磁極のある片側巻よりは、長方形で中心磁極のない両側巻が有利である。以上より、両側巻のほうが片側巻よりトランスを小型化できる可能性が高いことが分かる。

これに対し片側巻には背面に磁束が存在せず、結合係数が大きい特長がある。両側巻は背面に磁束遮蔽のためアルミ板を設置する必要があるが、これには結合係数を高める効果もある⁽¹⁰⁾。

本論文で用いた両側巻トランスと片側巻トランスの写真を図2に、寸法を図6に、仕様を表1に示す。

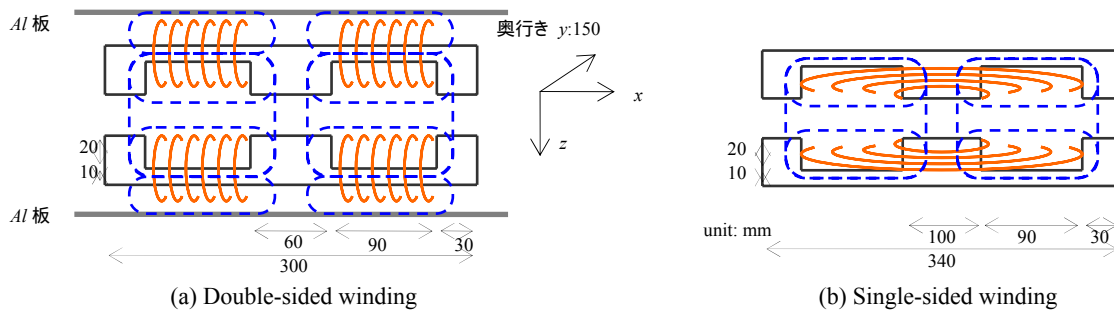


図6 給電トランス寸法

Fig.6. Dimension of transformer.

3. 実験結果

電気自動車では二次電池に充電する際に給電電力（負荷）の変動、駐車時にギャップ長変動や位置ずれが避けられない。両側巻トランスと片側巻トランスで、負荷変動・ギャップ長変動・位置ずれの特性を比較する。

今回、両側巻トランスでは一次側と二次側の背面に 1mm 厚のアルミ板を設置して実験を行った。

3.1 共振コンデンサの値の算出 両側巻トランスと片側巻トランスのトランス定数は、一次側から二次開放時と短絡時、及び二次側から一次開放時と短絡時の R と L を LCR メータで測定し、計算で導出した。(2)式と(1)式から計算した一次側の直列共振コンデンサ C_s と二次側の並列共振コンデンサ C_p の値を表 2 に示す。以下、ギャップ長等が変化しても C_s と C_p の値は一定とした。前章で述べたように片側巻トランスはトランス背面に磁束が漏れないため、両側巻トランスより結合係数 k が高い。

3.2 片側巻トランスの共振コンデンサ決定法 今回用いた片側巻トランスには、両側巻トランスでは見られなかった、電流によって二次巻線の自己インダクタンス L_2 が変化し、共振点がずれる現象が現れた。このため通常の運転点における正確な等価回路定数及び共振コンデンサ容量を求める必要が生じた。このため以下の方法で等価回路定数を求めた。

- (1) LCR メータを用いて等価回路定数を求め、仮の共振コンデンサ C_p の値を決める。
- (2) インバータ電源から見た負荷側のインピーダンス $Z=V_{IN}/I_{IN}$ の周波数特性（負荷抵抗 $R_L=20$ ）を図 7 に示す。運転点付近で給電を行い、電源周波数を共振周波数前後で変化させ $|Z|$ が極大値となる周波数と C_p から L_2 を求める。
- (3) $L_2(=1/\omega^2 C_p)$ を相互インダクタンス l_0 と漏れインダクタンス l_2 に分解する。何も付けない状態のトランスの二次側に電源周波数の交流電圧を印加し、二次側の電圧電流比から L_2 を、一次二次の電圧比から l_0 を求める。
- (4) 求めた等価回路定数から運転点の C_s, C_p を求める。

このようにして求めた片側巻きトランスの L_2 の電流依存性を図 8 に示す。実線、破線は LCR メータを用いて計算した無負荷時の L_2 と l_0 の値である。電流が変化しても相互インダクタンス l_0 はほぼ一定で、漏れインダクタンス l_2 だけ

表 1 給電トランスの仕様

Table 1. Specification.

	Double-sided winding	Single-sided winding
Weight	7.3kg × 2	11.6kg × 2
Core	FDK 6H40 $B_s=0.53T$, $\mu_i=2400$ (at 0.1MHz)	
Primary	1p×22T	1p×20T
Secondary	2p×11T	2p×10T
Litz wire 0.25φ×24×16		$I_{max}=38A$

表 2 共振コンデンサ容量

Table 2. Resonant capacitors.

	Double-sided winding	Single-sided winding
f_0 [kHz]	10	
gap[mm]	50	
k	0.35	0.51
C_s [μF]	1.28	1.70
C_p	4.47	5.45

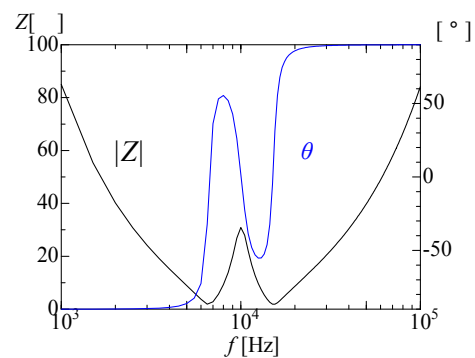


図 7 周波数特性

Fig.7. Frequency characteristics of Z.

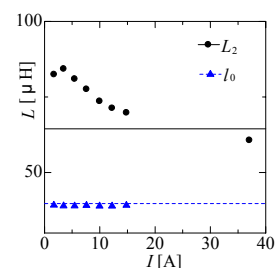


図 8 片側巻トランスの電流依存性

Fig.8. Current dependence of single-sides winding.

表 3 実験結果

Table 3. Experiment results.

	Double-sided winding	Single-sided winding
R_L [Ω]	10.1	
f [Hz]	10020	10040
V_{IN} [V]	105.(105.)	143.(143.)
I_{IN} [A]	20.2(20.7)	14.0(13.2)
V_L [V]	146.(146.)	144.(138.)
I_L [A]	13.8(14.3)	13.6(13.5)
P_{IN} [kW]	2.08(2.16)	2.00(1.87)
P_L [kW]	2.00(2.07)	1.94(1.84)
η [%]	96.2(95.9)	97.3(98.4)
pf [%]	98.7(99.1)	99.8(99.6)
B_1 [T]	0.09	0.07
B_2 [T]	0.10	0.10

(): calculated value.

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

が変化することが分かる。

3・3 負荷変動特性 ギャップ長(50mm)と負荷電圧 V_L を一定にして、抵抗負荷 R_L の値を 7,10,20 と変えた場合の波形と実験結果を図 9 と図 10 に、負荷抵抗 10 の実験結果を表 3 に示す。図 9 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 3 の () 内に正弦波入力電圧 V_{IN} を印加した時の各部の計算値を示す。なお、計算値は図 4 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 も含めて計算した。

抵抗負荷 R_L の値を変化させた場合は図 9、図 10 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、理論通り定電圧特性を示すことが分かる。また片側巻トランスでは負荷抵抗 R_L が変化しても、前節の自己インダクタンス L の電流依存性の影響が見られず、入力、負荷の電圧、電流の位相がほぼ一致しており、力率もほぼ 1 である。二次並列共振コンデンサ C_p に流れる電流 I_p が負荷電流 I_L に比べて十分大きく、負荷抵抗 R_L が変化しても二次側のコイルに流れる電流 I_2 がほとんど変化しないためと考えられる。このため、片側巻トランスでは負荷電圧 V_L 一定になるように給電することが重要である。

3・4 ギャップ長変動・位置ずれによる特性 ギャップ長や位置が変化すると最適な C_p, C_s の値は変化するが、実際の装置では変更は不可能なため、一定の C_p, C_s 値を用いる。

乗用車では駐車時にギャップ長変動、位置ずれが避けられない。ギャップ長を 50mm から 30mm,70mm と変えた場合のトランス定数を図 11 に、給電実験結果を図 12 に示す。ギャップ長が変化すると図 11 に示すように、結合係数 k が変化し、理想変圧器の b も変化するため、入力負荷電圧比 V_{IN}/V_L が変化する。そのため片側巻トランスでは負荷電圧 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。

片側巻トランスはギャップ長 30mm 時の力率の低下が大

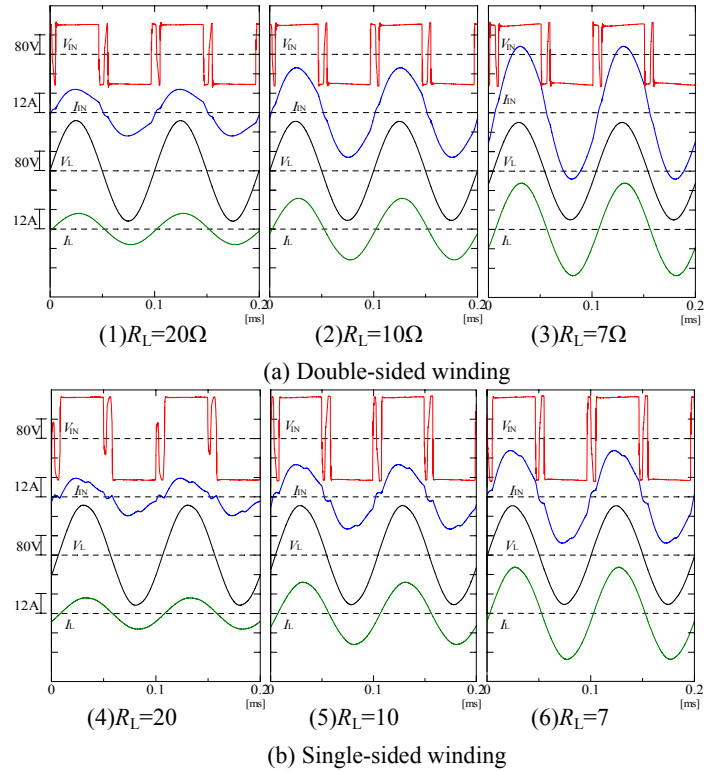


図 9 負荷変動特性

Fig.9. Characteristics with resistance-load.

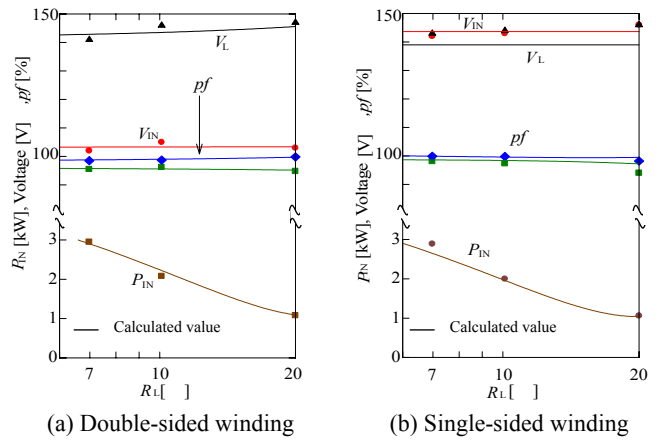


図 10 負荷変動時の給電特性変化

Fig.10. Characteristics with resistance-load change.

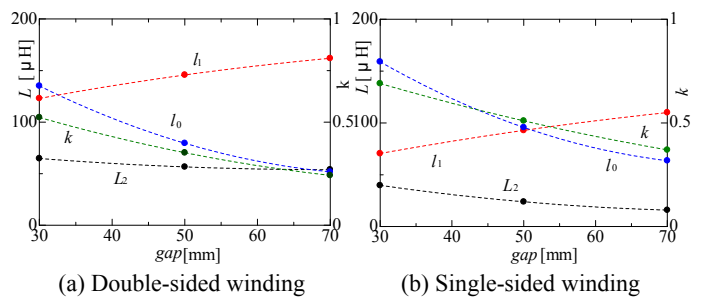


図 11 トランス定数のギャップ長特性

Fig.11. Parameters with gap change.

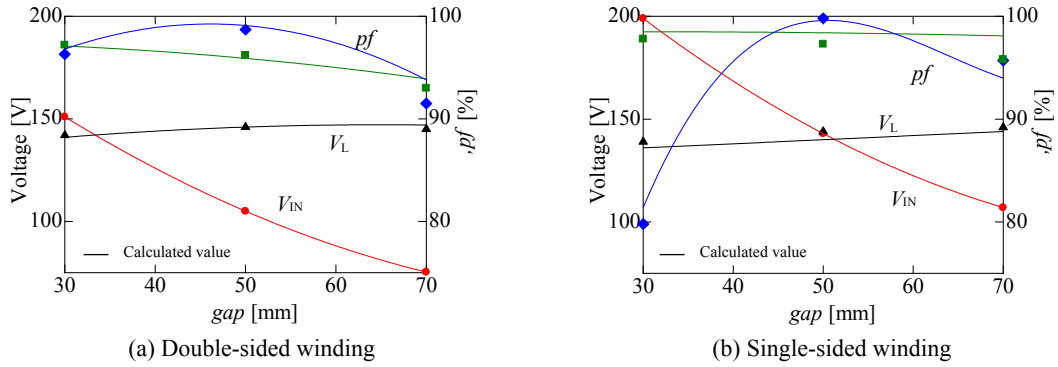


図 12 ギャップ長変動時の給電特性変化
Fig.12. Characteristics with gap change.

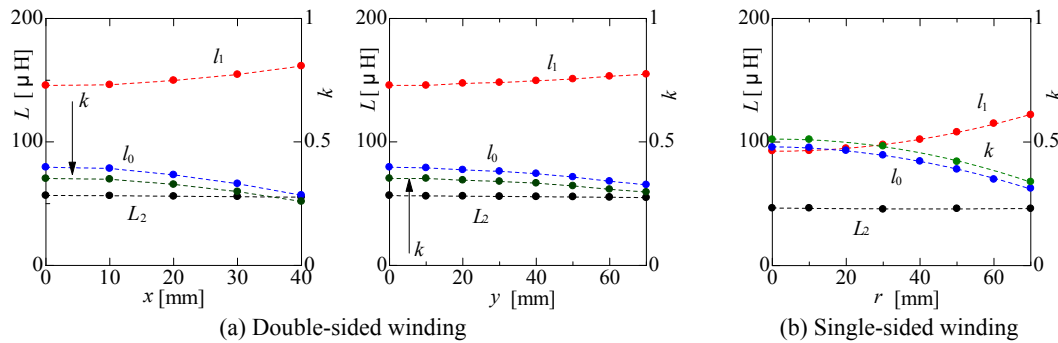


図 13 位置ずれによるトランス定数の変化
Fig.13. Parameters with horizontal gap change.

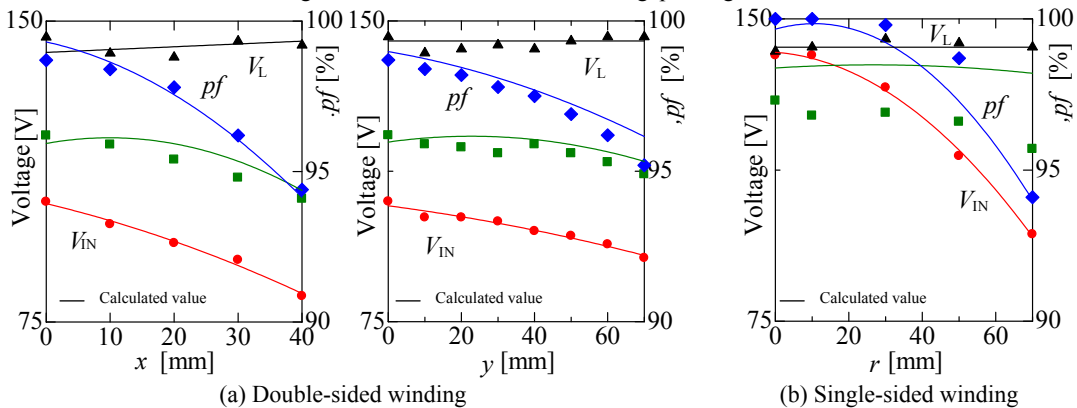


図 14 位置ずれによる給電特性変化
Fig.14. Characteristics with horizontal gap change.

きい。図 11(b)のトランス定数で、30mm 時の自己インダクタンス L_2 の変動が大きく、 C_p の値が共振条件と大きく異なることが原因と考えられる。

次に位置ずれによる特性変化を調べた。各巻線方式の位置ずれによるトランス定数の変化を図 13 に、給電実験結果を図 14 に示す。図 6 にずれの方向 x, y を示す。片側巻トランス、両側巻トランスとも位置がずれると結合係数 k が減少し、理想変圧器の b も減少するため、入力電圧/負荷電圧 V_{IN}/V_L が変化する。そのため負荷電圧 V_L が一定となるよう電源電圧 V_{IN} を調整した。実験結果より位置ずれが生じてても共振コンデンサ C_p, C_s の値は一定で十分給電可能であることが分かる。左右方向の位置ずれに対しては、左右方向に 70mm ずれた時の力率は両側巻トランスで 95.2%、片側巻ト

ランスでは 94.1%とどちらも良好な結果となる。

3-5 巻線方式によるトランスの特性比較 図 15 にコイル幅 c / ギャップ長 g と結合係数の関係を示す。図 15 から片側巻トランスでは磁束が背面に漏れないため両側巻トランスと比べて結合係数が高い。 $k=0.2$ 以上にするには両側巻トランスでは $c/g=1.5$ 、片側巻トランスでは $c/g=1$ 以上にする必要がある。

図 16(a)に両側巻トランスのコの字形のコアを、図 16(b)に片側巻トランスのトラック形のコアを示す。フェライトコアの磁極の横幅を a 、縦幅を b 、厚さを d とし、コイル厚を e とする。ギャップ長、位置ずれ特性がほぼ同等になるトランスの寸法はおおよそ表 4 の寸法となる。これより両側巻は小型化に有利である。

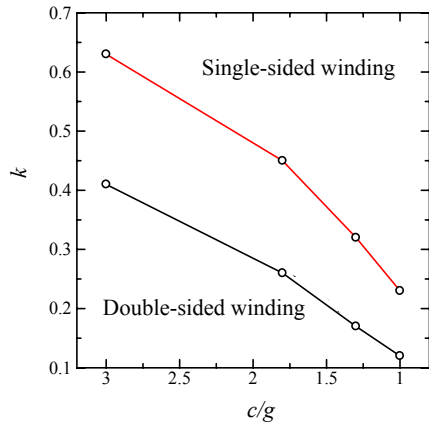
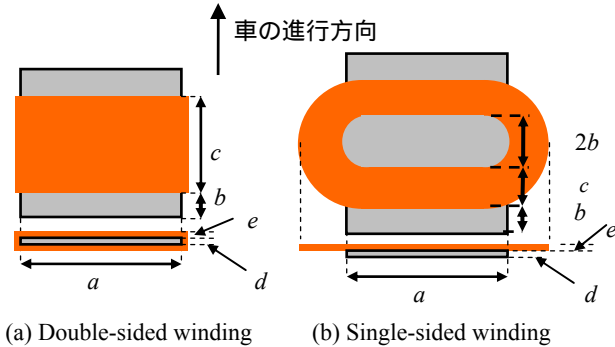


図 15 c/g の結合係数特性

Fig.15. Characteristics of coupling factor with c/g



(a) Double-sided winding (b) Single-sided winding

図 16 巻線方式による寸法比較

Fig.16. Measure comparison with winding configuration

表 4 巻線方式による特性比較

Table 4. Characteristics comparison with winding configuration.

	両側巻	片側巻
左右寸法	a	$a+2c$
前後寸法	$2b+c$	$4b+2c$
厚さ	$d+2e$	$d+e$
結合係数		
電流による L 変化	ない	ある(二次電圧一定制御で解決)

また、表 4 に示すように片側巻トランスは結合係수에優れるが電流によって L が変化するので注意が必要である。

4. むすび

本論文では自動車用非接触給電装置において、一次直列二次並列共振コンデンサ方式による両側巻トランスと片側巻トランスとの特性比較を行った。

片側巻トランスではギャップ長が一定でも電流によって自己インダクタンスが変化するという問題があるが、負荷電圧を一定に制御することで解決可能である。両側巻トランスはトランスの小型化に有利であるが、結合係数が低く、背面漏れ磁束対策が必要である。

両トランスとも負荷変動特性、ギャップ長変動特性は良好であった。また両側巻トランスは左右方向の位置ずれ特

性が良好であった。

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) 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)
- (6) 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)
- (7) 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)
- (8) 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)
- (9) 岩田卓也・江原夏樹・金子裕良・阿部 茂・保田富夫 : 「直列及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」, *電気学会自動車研究会資料*, VT-07-11, pp7-12(2007)
- (10) 江原夏樹・岩田卓也・辻 俊明・金子裕良・阿部 茂・保田富夫 : 「漏れ磁束遮蔽アルミ板付き非接触給電の特性」, *平 20 電学全大*, No.4-196 (2008)