

前後方向の大きな位置ずれを許容する電気自動車用ハーフピッチ型 ラダーコア非接触給電システム

駒崎 伸也* 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

Half-pitch type ladder core wireless power transfer systems for electric vehicles which allows large misalignment in the backward and forward direction

Shinya Komasaki*, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

When using the wireless power transfer systems for a public, it are need to permit a large misalignment in the backward and forward direction of vehicles since vehicle types and parking direction differ. As the solution of this problem, this paper proposes the transformer having new ferrite-core structure and the performances checked in feeding experiments.

キーワード：電気自動車，非接触給電，位置ずれ許容範囲，高効率

Keywords：Electric vehicle, Wireless power transfer, Tolerance of misalignment, High efficiency

1. はじめに

近年，地球環境問題や石油価格の高騰により，プラグインハイブリッド自動車（PHV）や電気自動車（EV）の普及が進んでいる。現在は電気ケーブルとコネクタで車に給電するコネクタ給電方式であるが，利便性や安全性を考えると，将来は非接触給電方式⁽¹⁾が有望である。

街中の駐車場用の非接触給電設備では，様々な車に給電可能な送電装置が必要となる。その場合の課題は車種により受電装置の位置が異なることである。日本自動車研究所（JARI）によれば，車種の違いにより最大 700mm(±350mm)程度は前後位置が異なるため，地上の送電装置には大きな前後方向の給電可能範囲が求められる⁽²⁾ (Fig. 1)。

位置ずれを大きく許容するトランスとして，オークランド大学の DDQ トランス⁽³⁾や走行中給電トランス⁽⁴⁾などがある。しかし，DDQ トランスは前後方向の位置ずれ許容範囲が±400mm 以上と大きい，受電コイルが 770×410mm と大きい⁽³⁾。小型の受電コイルも発表されているが位置ずれ性能は不明である。また，走行中給電は KAIST の例を参考にするとインバータ-バッテリー間（DC-DC 間）効率が 70%程度と低く，改善が必要と思われる⁽⁴⁾。

本論文では車載側を従来の小型軽量まま，前後方向位置ずれ許容範囲を拡大する方法としてラダーコア非接触給電トランスを提案する。これは一次側にコイルを複数個並べた構造で，受電装置の位置に合わせて給電するコイルを切替える方法である。特に，一次側のコイル幅を二次側の半分の大きさにし，一次側を連続する 2 個のコイルで駆動す

るハーフピッチ型は，前後位置ずれによる結合係数の低下が小さくなるため，左右方向の位置ずれ性能も低下しない。

JARI 資料の前後方向±350mm の位置ずれを考慮し，一次側コイル数を 6 とした。その結果，ギャップ 150mm における 3kW 給電実験で，92%以上のトランス効率を前後方向位置ずれ±360mm で達成した。また，端側のコイルの巻数を調整すれば力率調整用の直列コンデンサを共通化でき，電源回路を簡素化できることも示す。

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の構成 本論文では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⁽¹⁾を採用する。その構成を Fig. 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，給電トランスの出力には整流器，

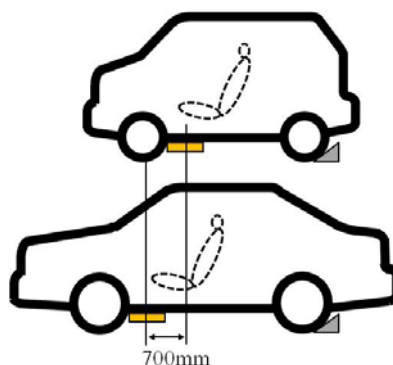


Fig. 1. Misalignment by car model.

バッテリーを模擬した抵抗負荷が接続されている。インバータは方形波電圧出力であるが、非接触給電システムは一次二次共に共振回路であるので、コイル電流は正弦波に近い

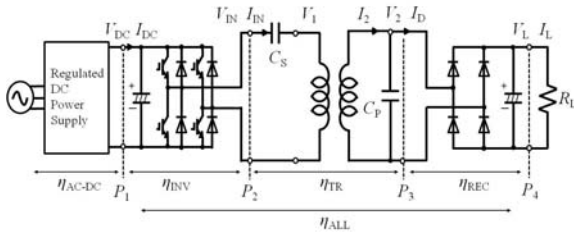


Fig. 2. Contactless battery charger.

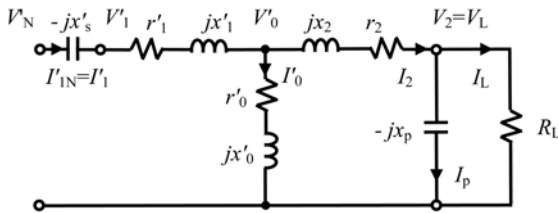


Fig. 3. Detailed equivalent circuit.

く高調波成分は小さい⁽⁴⁾。よって以下の解析では基本波成分だけを扱う。

〈2・2〉 等価回路と共振コンデンサの決定 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 Fig. 3 に示す。尚、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。従って入出力間の電圧と電流の関係は、 r 成分を省略した回路で解析を進める。

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。

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

ここで、 V'_N と V_2 , I'_N と I_L の関係を求めると、(3)式が成り立ち巻数比 b の理想変圧器と等価となる。

$$V'_N = b V_2, \quad I'_N = \frac{I_L}{b}, \quad b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \dots\dots\dots(3)$$

〈2・3〉 トランス効率の理論式 効率計算には巻線抵抗 r 等を考慮する必要があるため、Fig.3 の回路で解析を行う。この回路で鉄損を表す r_0 を無視したトランス効率 η_{max} は、トランスの結合係数 k と一次二次コイルの Q 値 Q_n ($n=1,2$) を使い、次式となることが知られている⁽⁵⁾。

$$Q_n = \frac{\omega \cdot L}{r}, \quad \eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}} \dots\dots\dots(4)$$

3 ラダーコア非接触給電トランス

〈3・1〉 ラダーコアトランスの概要 Fig. 4 にトランスの一次側および二次側の外形を示す。二次側は以前我々が提案したトランス⁽⁶⁾で、Fig. 4.(a)に示すように通常の H 型トランスと同じくフェライトコアに 1 個のコイルが巻かれている。一次側が提案するラダーコア構造であり、Fig. 4.(b), (c)の通りフェライトコアに複数のコイルが巻かれ、各コイルの両端にはフェライトの磁極が設けられている。ラダーコアトランスでは二次側の位置ずれに合わせて、適切な一次側コイルを選択して給電し、 x 方向 (前後方向) の大きな位置ずれ許容範囲を実現する。なお、給電すべき一次側コイルは、各コイルに一定電圧を印加したときの二次側コイルの誘起電圧の大きさ等で判断できる。

〈3・2〉 フルピッチ型ラダーコアトランス Fig. 4.(b) に示すフルピッチ型ラダーコアトランスは、各コイルの幅

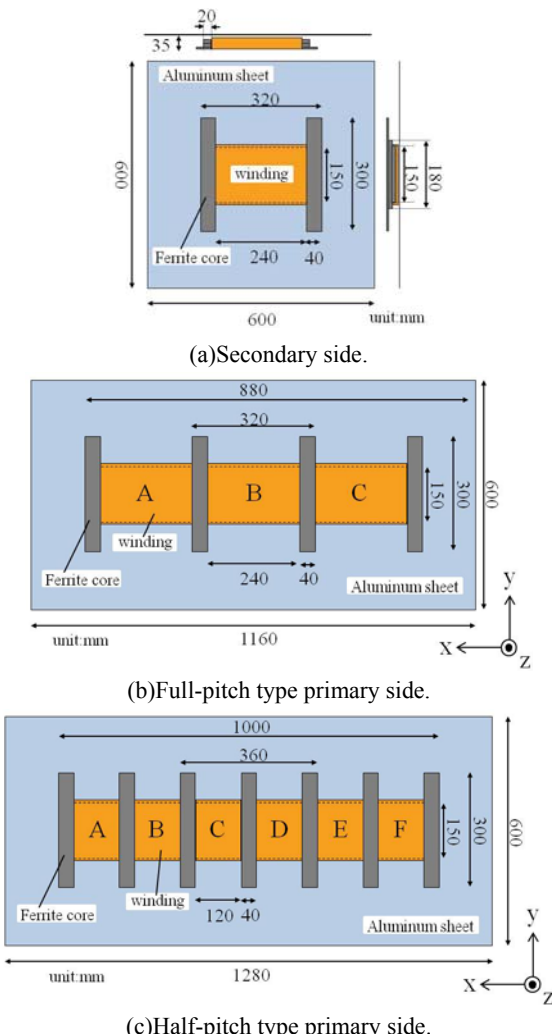


Fig. 4. Outline of ladder core transformer.

(以下、コイル幅)が、一次側と二次側で同一の 240mm であり、一次側には A~C の 3 個のコイルが巻かれている。

フルピッチ型では位置ずれ状態に合わせて A~C のいずれか 1 個のコイルに給電する。Fig. 5.(a)のような状態ではコイル B に給電し、点線のような主磁束を発生させる。このトランスでは Fig. 6.(a)において二次側の中心点 O がコイル B および C の中間点 P_{m1} 付近に位置するとき、二次側とコイル B および C の k が等しい給電コイル切替え位置となる。二次側がコイル C の中心点 P_{M2} 付近にあるとき k は極大となる。切替え点 P_{m1} ではコイル幅の半分以上の 140mm の位置ずれが生じるため、k が x=0mm の標準状態から大きく低下し、左右方向の位置ずれ性能の劣化が懸念される。

〈3・3〉 ハーフピッチ型ラダーコアトランス Fig. 4.(c) に示すハーフピッチ型ラダーコアトランスは、コイル幅が二次側の半分の 120mm であり、一次側コイルには A~F の 6 個のコイルが巻かれている。

ハーフピッチ型では、コイル A~F において二次側との結合が強い 2 個のコイルをコア内部で磁束方向が一致するように給電する。Fig. 5.(b)のような状態では C-D のコイルに給電し、点線のような主磁束を発生させる。このトランスでは Fig. 6.(b)において 3・2 節と同様に考えると点 P_{m1} および P_{m2} 付近が給電コイル切替え点となるが、k の極大点 P_{M1}, P_{M2}, P_{M3} から 80mm 程度の位置ずれとなるため、フルピッチ型よりもコイル切替え点における k の低下が小さいと予想される。しかし、2 個の給電コイルの間の利用しない磁極(中央磁極)から漏れ磁束が多い場合は、標準状態でのトランス性能の劣化が危惧される。

〈3・4〉 磁界解析による結合係数の特性 磁界解析ソフト JMAG (JSOL 製) を用い、x 方向位置ずれによる k の変化を調べた。解析するモデルは Fig. 3 のフルピッチ型およびハーフピッチ型ラダーコアトランスと一次側が二次側と同一コア形状の基本トランスである。3D-CAD を用いて実際と同じ寸法の各トランスモデルを作成し解析を行った。ギャップは各モデルとも 150mm とした。また、Fig. 6 のように二次側の中心点 O が一次側の中心点 P_{M1} に位置する場合を x=0mm の標準状態とし、トランスの対称性より + 方向のみの位置ずれについて解析した。なお、ハーフピッチ型は一次側の 2 個の給電コイルを一組のコイルとみなし、二次側コイルとの k を計算する必要がある。

シミュレーション解析では Fig. 7.(a)に定義する各コイル間の相互インダクタンス ($M_{\alpha\beta}, M_{\beta\gamma}, M_{\gamma\alpha}$) および自己インダクタンス ($L_\alpha, L_\beta, L_\gamma$) のみが得られるため、Fig. 7.(b)のように電圧・電流を定義し、次のように k を求めた。

$$v_\alpha = L_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + M_{\alpha\beta} \frac{di_\beta}{dt} + M_{\alpha\gamma} \frac{di_\gamma}{dt} + r_\alpha i_\alpha \dots\dots\dots (5)$$

$$v_\beta = L_\beta \frac{di_\beta}{dt} + M_{\beta\alpha} \frac{di_\alpha}{dt} + M_{\beta\gamma} \frac{di_\gamma}{dt} + r_\beta i_\beta \dots\dots\dots (6)$$

$$v_\gamma = L_\gamma \frac{di_\gamma}{dt} + M_{\gamma\alpha} \frac{di_\alpha}{dt} + M_{\gamma\beta} \frac{di_\beta}{dt} + r_\gamma i_\gamma \dots\dots\dots (7)$$

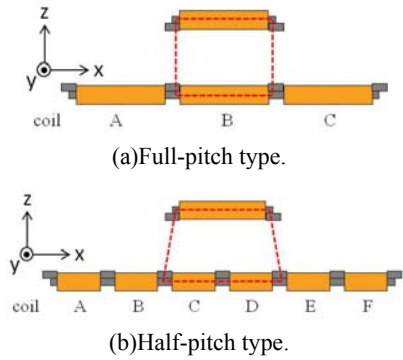


Fig. 5. Image of main flux.

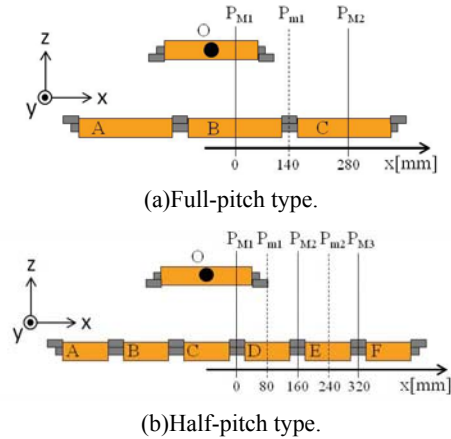


Fig. 6. Definition of misalignment in x distance.

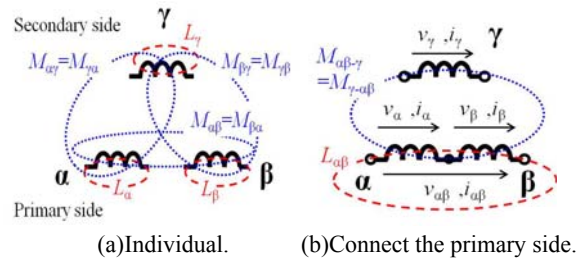


Fig. 7. Definition of each inductance.

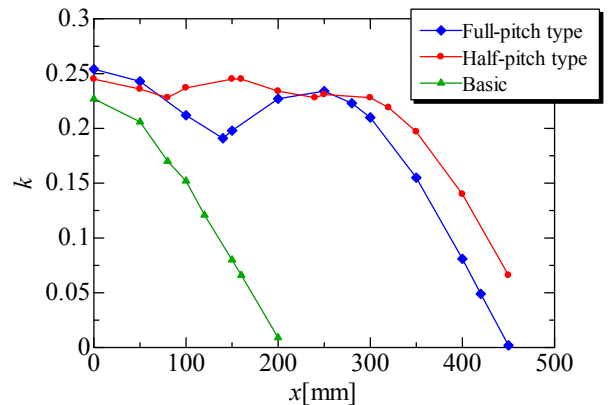
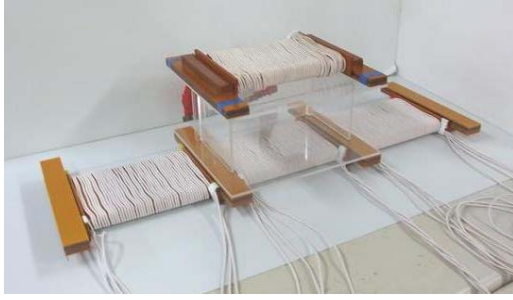
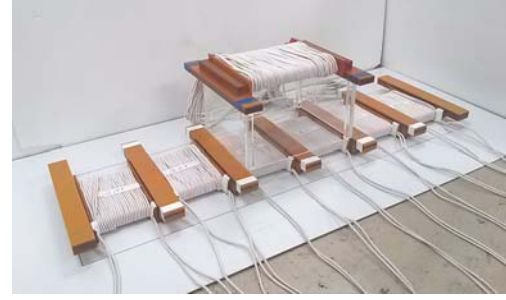


Fig. 8. Simulation result of k vs. misalignment in x distance.



(a) Full-pitch type.



(b) Half-pitch type.

Fig. 9. Ladder core transformer.

Table 1. Specification and parameters.

Transformer	Full-pitch type		Half-pitch type			
	Situation1	Situation2	Situation1		Situation2	Situation3
Misalignment x [mm]	0	140	0		160	320
Exciting coil	B	C	C	D	E	F
Mechanical gap[mm]	150					
Frequency[kHz]	85					
Primary winding	14T(4p)	16T(3p)	14T(2p)	14T(2p)	15T(2p)	17T(2p)
Secondary winding	4T(15p)					
Self inductance L [uH]	106.5	118.9	149.1	147.0	161.3	157.1
r_1 [mΩ]	142.5	148.1	143.4		150.8	142.0
r_2 [mΩ]	7.62	7.71	6.25		6.31	6.18
l_0 [uH]	18.1	19.8	18.0		18.2	18.2
l_1 [uH]	88.4	99.1	92.8		96.0	91.8
l_2 [uH]	4.36	4.71	4.43		4.39	4.76
C_s [uF] (Power factor)	0.0344 (1.00)	0.0306 (0.91)	0.0330 (1.00)		0.0320 (0.98)	0.0329 (1.00)
C_p [uF]	0.601	0.589	0.595		0.597	0.595
k	0.207	0.186	0.201		0.200	0.178
Q_1	399	428	413		404	413
Q_2	408	438	504		497	539
η_{max} [%]	97.8	97.6	97.9		97.8	97.6

ここで Fig. 7.(b)のように α, β を直列接続したとすると

$$v_{\alpha\beta} = v_\alpha + v_\beta, \quad i_{\alpha\beta} = i_\alpha = i_\beta \quad (8)$$

(8)式に(5),(6)式を代入し, $M_{\alpha\beta} = M_{\beta\alpha}$ とすれば

$$v_{\alpha\beta} = (L_\alpha + L_\beta + 2M_{\alpha\beta}) \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + (M_{\alpha\gamma} + M_{\beta\gamma}) \frac{di_\gamma}{dt} + (r_\alpha + r_\beta) i_{\alpha\beta} \quad (9)$$

α, β を一組のコイル $\alpha\beta$ とみなしたとき, $\alpha\beta$ の自己インダクタンスは(9)式の第一項係数部, γ との相互インダクタンスは第二項係数部となる。よって k は次式となる。

$$k = \frac{M_{\alpha\gamma} + M_{\beta\gamma}}{\sqrt{L_\gamma \cdot (L_\alpha + L_\beta + 2M_{\alpha\beta})}} \quad (10)$$

各モデルの位置ずれ-結合係数特性の解析結果を Fig. 8 に示す。ラダーコアトランスは $x=0\text{mm}$ の標準状態で基本トランスより 10%程度 k が大きい。また, ラダーコアトランスは標準状態から位置ずれすると k が低下するが給電コイルを切り替えることで 0.2 程度の k を維持する。フルピッチ型

とハーフピッチ型で標準状態とコイル切替え点の k の変動を比較する。フルピッチ型は, それぞれ 0.254, 0.191 となり 24.8%変動した。一方, ハーフピッチ型は 0.245, 0.228 ($x=80, 240\text{mm}$ と同値) となり k の変動は 6.9%と小さく, 前後の位置ずれ性能に優れている。

また, 標準状態においてハーフピッチ型とフルピッチ型の k の差は 0.009 であり, ハーフピッチ型の中央磁極による性能劣化の影響は小さい。

4. ラダーコアトランスの仕様

〈4.1〉外形とトランス定数 実験に用いた各ラダーコアトランスの外形を Fig. 9, 仕様とトランス定数を Table 1 に示す。トランス定数は二次側中心が各給電コイルの中心上にある位置で測定した。なお, ハーフピッチ型は一次側の給電する 2 個のコイルを並列接続して測定した。3.2 節では計算が容易な直列接続で検討したが, 実験は並列接続で行った。

〈4・2〉 巻数調整による直列コンデンサ共通化 Table 1 に示す通り、ラダーコアトランスでは一次側の各コイルで巻数を変えている。この巻数調整により力率補償用の直列コンデンサ C_S の値を各コイルでほぼ等しい値にした。 C_S の値は(2)式より一次側コイルの自己インダクタンスの値が大きく影響する。各コイルの巻数が同じでも、コア全体における各コイルの位置が異なるため、自己インダクタンスに差が生じる。この場合、それぞれに適合した C_S が必要となる。しかし、巻数調整で各コイルのインダクタンス定数の差を小さくすることで C_S を共通化できる。

Table 1 に記載の力率は回路シミュレーションソフト PSIM を用いて、給電コイルによらず C_S の値を一定としたときのインバータ出力（トランス入力）電圧・電流 ($V_N \cdot I_N$) 力率の計算値である。 C_S はトランス部がインバータ動作に影響のある進相負荷にならないよう考慮し、各コイルで最も大きい値（フルピッチ型、ハーフピッチ型でそれぞれ 0.0344, 0.0330[uF]）とした。フルピッチ型ではコイルにより力率が 0.09 低下する。しかし、 C_S を共通化すればコイルの切替えにはスイッチを使用し、Fig. 10 のように電源回路を簡素化できる。

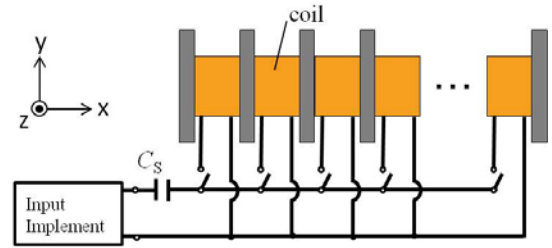


Fig. 10. Circuit configuration of ladder core transformer.

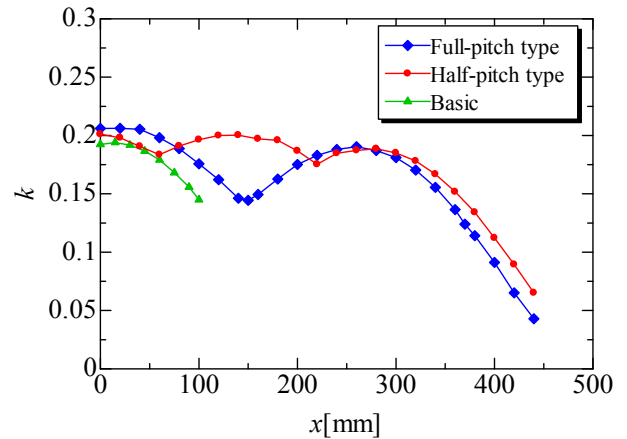


Fig. 11. k vs. misalignment in x distance by experiment.

5. 実験結果

〈5・1〉 定数測定による結合係数特性 Fig. 11 に x 方向位置ずれにおける特性の実験値を示す。各トランスともにギャップは 150mm である。Fig. 8 の解析結果と比べ、特性の傾向は同様であるが、実験値は解析値に比べ 20%程度小さい値となった。このためフルピッチ型のコイル切替え点付近では k が 0.15 以下と小さい。一方、フルピッチ型はコイル切替え点においても 0.175 以上の k を維持している。

〈5・2〉 3kW 給電実験

〈5・2・1〉 位置ずれ-トランス効率特性 給電実験により x, y 方向位置ずれにおけるトランス効率 η_{TR} を測定した。実験条件はいずれも給電電力 3kW、電源の基本波周波数 85kHz、ギャップ 150mm である。また、Fig. 2 の回路の R_L をフルピッチ型、ハーフピッチ型でそれぞれ 30Ω, 35Ω とした。

実験結果を Fig. 12 に示す。実際の測定は x, y 方向ともに + 方向のみの位置ずれについて行い、トランスの対称性から測定データを全領域に拡大して図示している。また、Fig. 2 に定義する非接触給電システムの全体効率 η_{ALL} は位置ずれ状態においても 85%以上が望ましい。その 15%の損失の約半分の 8%をトランス損失、7%をその他変換器の損失として、位置ずれ許容範囲を $\eta_{TR} \geq 92\%$ と定義する。Fig. 12 の点線が $\eta_{TR} \geq 92\%$ の範囲を表す。

フルピッチ型はコイル切替え点で k の低下が大きいため、コイル切替え点で η_{TR} が 91.1%となり位置ずれ許容範囲から外れた。

一方、ハーフピッチ型は x 軸上の $x=0\text{mm}$ で η_{TR} が 93.7%、コイル切替え点 ($x=60, 220[\text{mm}]$) においてもそれぞれ 93.1, 93.3[%]でありほとんど効率は低下しない。その結果、

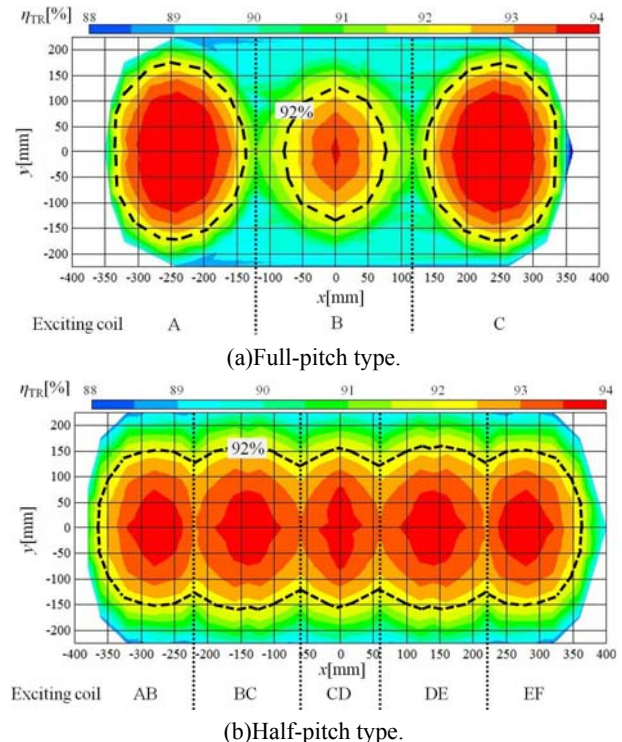


Fig. 12. η_{TR} by misalignment.

位置ずれ許容範囲は x 方向のみで $\pm 360\text{mm}$ となり、 $\pm 350\text{mm}$ 以上を達成した。また、 y 方向については最大 $\pm 150\text{mm}$ であり、コイル切替え点においも y 方向 $\pm 125\text{mm}$ 以上の位置ずれ許容範囲が得られた。

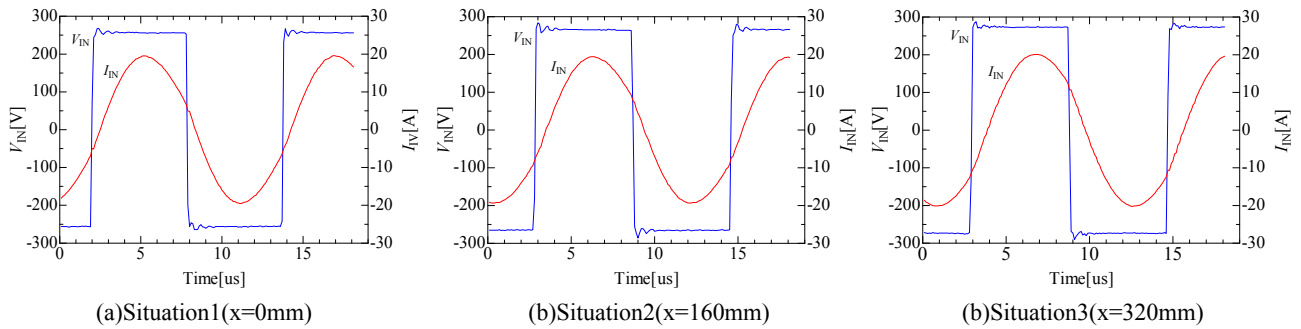


Fig. 13. Power factor of inverter in each situation.

〈5・2・2〉巻数調整の妥当性 4・2節で述べた巻数調整により、5・2節での給電実験では給電コイルによらず同じ直列コンデンサ C_S を使用した。Fig. 13 に 5・2節で良好な結果が得られたハーフピッチ型における各給電コイルのインバータ出力（トランス入力）電圧・電流（ V_{IN} ・ I_{IN} ）の波形を示す。インバータ効率 η_{INV} は(a)で 99.5%，(b)で 99.8%，(c)で 99.4%となり、巻数調整で C_S を共通化しても η_{INV} への影響は小さい。よって巻数調整は有効である。

6. おわりに

本論文では、従来と同じ小型軽量の車載トランスを用いて、前後方向の位置ずれ許容範囲を大きく拡大できる、ラダーコア地上トランスを提案した。特に、ハーフピッチ型では一次側のコイル幅を二次側の半分の大きさにし、連続する2個のコイルを給電することで、標準状態での性能を劣化させずにコイル切替え位置での k の低下を抑えた。

3kW、ギャップ長 150mm のH型コア非接触給電トランスの効率 92%以上の前後方向位置ずれ許容範囲を、従来の±80mm から±360mm に大幅に拡大できることを実験で確認した。また、端側のコイルの巻数を調整することで力率調整用の直列コンデンサを共通化でき、電源回路を簡素化できることも示した。

本論文では一次側コイル数が 6 であったが、コイル数を増やすことで位置ずれ許容範囲を自由に拡張可能である。例えば、タクシー等の縦列駐車時の複数台同時充電などが可能となる他、低速の走行中給電への応用に期待できる。

文 献

- (1) 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 (2007-2)
- (2) 三木隆彦：「電動車両用電池充電標準化への取り組み状況」, ワイヤレス給電 EV・PHEV 用標準化と実証実験の最新動向, pp.1-17(2013-5)
- (3) John T. Boys・Grant A. Covic・Chang-Yu Huang：「Development of a Single-sided Flux Magnetic Couple for Electric Vehicle IPT Charging Systems」*IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.60, no.1, pp.318-328(jan.2011)
- (3) Sungwoo Lee・Jin Huh・Changbyung Park・Nam-Sup Choi・Gyu-Hyeoung Cho・Chun-Taek Rim：「On-Line Electric Vehicle using Inductive Power Transfer System」*IEEE, ECCE*, pp.1598-1601(2010)
- (5) 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」, 電学論 D, Vol.132, No.1 pp.123-124 (2011)
- (6) 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」, 電気学会全国大会, 4-205 (2012)