

一次ラダーコア・二次 Double-H型トランスを用いた 大型車用非接触給電システム

藤田 到* 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

岸 洋之 保田 富夫 ((株)テクノバ)

Primary Ladder Core and Secondary Double-H type Wireless Power Transfer Systems for Large-sized Vehicles

Itaru Fujita*, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)
Hiroyuki Kishi, Tomio Yasuda (Technova Inc)

Wireless power transformer with a H-shaped core achieved a transfer of 25kW. However, it has short tolerance to misalignment for forward direction in order to flux configuration. This paper proposes a new magnetic pole structure and a new operation. These new methods achieved to suppress the decrease of efficiency and large-capacity transfer. A 5kW transfer test was performed.

キーワード：電気自動車，非接触給電，電磁誘導，ラダーコア，大容量，位置ずれ

Keywords : Electric vehicle, Contactless power transfer system, Inductive, Ladder core, Large-capacity, Misalignment

1. はじめに

現在，電気自動車（EV）の充電方式は電気ケーブルとコネクタを用いるコンダクティブ方式であるが，利便性，安全性，保守容易性を考えると非接触給電方式⁽¹⁾が有望である。EVバスやEVトラックなどの大型車はバッテリー容量が大きく，大容量の非接触給電システムを導入することで乗降や積載の停車中に補充電が可能となり，航続距離を延ばすことができる。大型車の場合，乗用車に比べ位置合わせが難しいため，大容量かつ広い位置ずれ許容範囲を持つトランスが必要である。

我々は片側巻円形構造より小型軽量，効率面で優れている両側巻H型コア構造のトランス用い，同型を二台並べた Double-H 型⁽²⁾を採用することで 25kW の大容量化に成功した。しかし両側巻の磁界構造上，左右の位置ずれ許容範囲比べ，前後の許容範囲は小さく，タイヤ止めが必要であった。このため前後の位置ずれ許容範囲の拡大が望まれていた。

本論文では大容量かつ広範な位置ずれ許容範囲を満たす装置として，一次側（地上側）に台数を増やしたラダーコア構造⁽³⁾を，二次側（車載側）に Double-H 型構造を採用することとした。二次側の前後位置に応じて，一次側コイルの中から隣接する2つの駆動コイルを選択し，Double-H 型の磁界構造で給電を行うことにより，前後方向の位置ずれ許容範囲は広がった。しかし駆動コイルの切替え位置付近で効率が大幅に低下し給電が困難となった。

この給電困難範囲に対し普通充電用 3kW トランスでは，連続する幅が半分のコイルを駆動するハーフピッチ型が提案され，有効性が示されている。大容量用の Double-H 型では，車載コイルが2台である特徴を生かした，より簡単な構成で給電困難範囲をなくす方法を検討した。

本稿では一次側コイルのスキップ駆動法と二次側中心磁極を大きくする方法（二次側中央磁極拡大構造）で課題を解決する。スキップ駆動法は一個飛ばしで一次側コイル2個を駆動し，未駆動コイル部分を中央磁極とする新駆動モードである。さらに，二次側中央磁極拡幅を広げることでスキップ駆動時の磁気抵抗を減らし効率向上をはかる。

提案方式の性能を確認するため，位置ずれ許容範囲が前後方向 $\pm 500\text{mm}$ の大容量トランス（50kW ギャップ長 70mm）を試作した。一次側は長さ 300mm のコイルを4個並べたトランスとし，二次側は同コイルを2個並べ，中心磁極を2倍の 160mm に拡大したトランスとした。試作トランスの理論効率（鉄損を除く）は位置ずれがない状態で最高 97.9%であった。また，ギャップ長 70mm で 5kW 給電実験では，前後方向 $\pm 500\text{mm}$ の位置ずれ範囲での効率は最大 97.3%，最低 93.5%，平均 96.0%を達成し，給電困難範囲の課題を解決する見通しが得られた。

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 一組のトランスを用いた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⁾の主回路図 Fig. 1(a)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、バッテリーを模擬した抵抗負荷が接続されている。Double-H型では一次・二次側ともに送受電コイルが2個のため Fig. 1(a)のトランス部分は Fig. 1(b)ようになる。コイル端子間電圧を下げるためにコイルは並列接続⁽²⁾とし、直列コンデンサには分割コンデンサ方式⁽⁴⁾を採用する。

〈2・2〉 等価回路と共振コンデンサ 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. 2 に示す。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'_{IN} と V_2 , I'_{IN} 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。

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

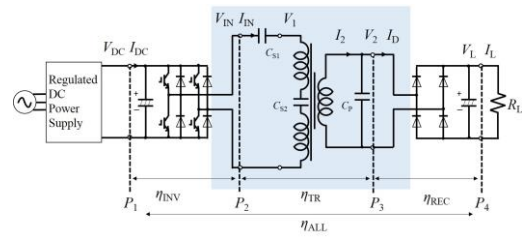
〈2・3〉 トランス効率の理論式 効率計算では巻線抵抗 r を考慮する必要があるため、Fig. 2 の回路で解析を行う。この回路で鉄損を表す r_0 を無視したトランス効率 η_{max} は、トランスの結合係数 k と一次二次コイルの Q 値 Q_n ($n=1, 2$) を用い、次式となることが知られている⁽⁵⁾。

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

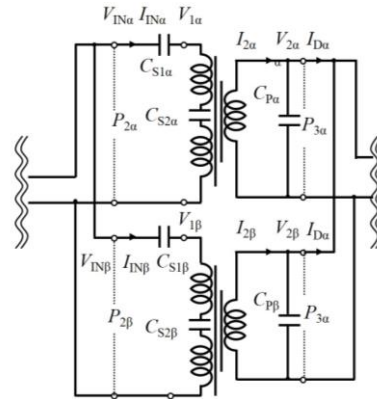
3. 一次ラダーコア・二次 Double-H 型トランス

〈3・1〉 トランスの概要 Fig. 3 にトランス一次側および二次側の外形を示す。Fig. 4 に給電時の磁界分布を示す。トランスは、各コイルの長さが一次側と二次側で同一の 300mm であり、一次側は前後 4 個のコイル (A~D) と磁極、それらを貫くフェライトコアで構成されている。同じように二次側はコイルが前後 2 個の Double-H 型で、前後 2 個のコイルの磁界分布が Fig.4 のように左右対称となる。

ラダーコアトランスでは二次側の位置に応じて、適切な一次側のコイル選択し、前後方向の位置ずれ許容範囲を拡大することが重要である。基本的には二次側が Double-H 型



(a) A pair of transformer type.



(b) Double-H type

Fig. 1. Contactless power transfer system.

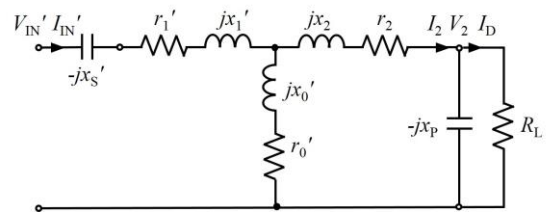
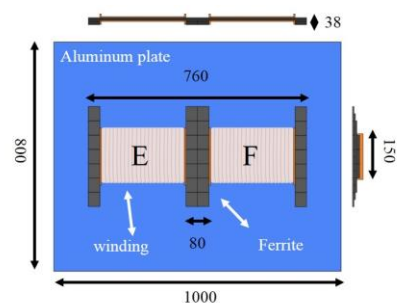
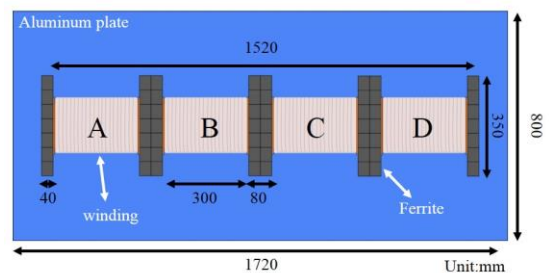


Fig. 2. Detailed equivalent circuit.



(a)Secondary side



(b)Primary side

Fig. 3. Outline of transformer.

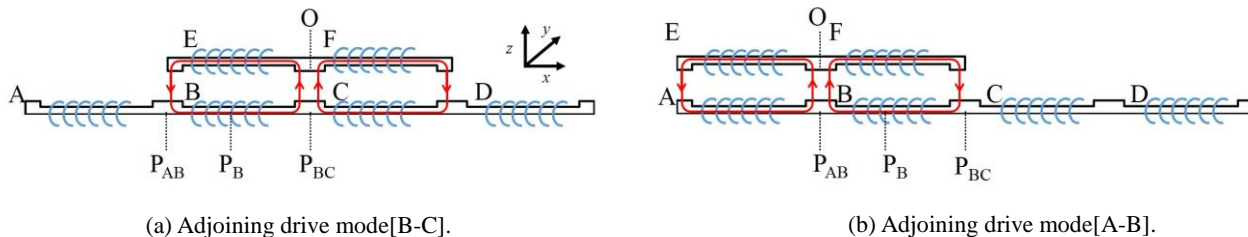


Fig. 4. Outline of magnetic field.

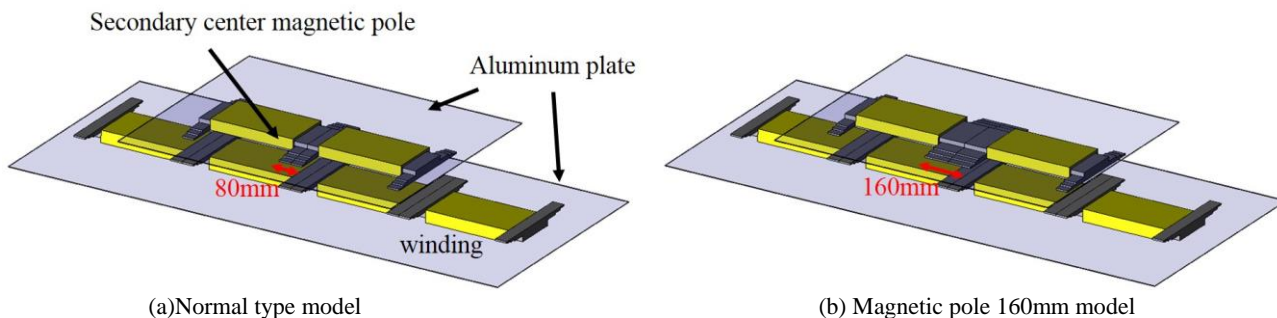


Fig. 5. Simulation model.

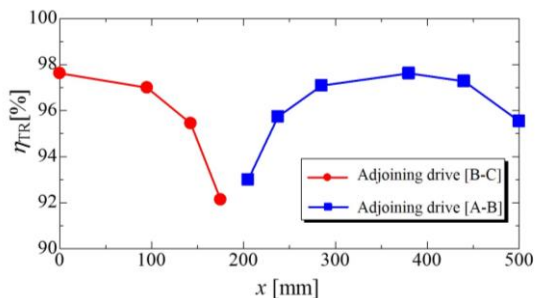


Fig. 6. Efficiency change with x.

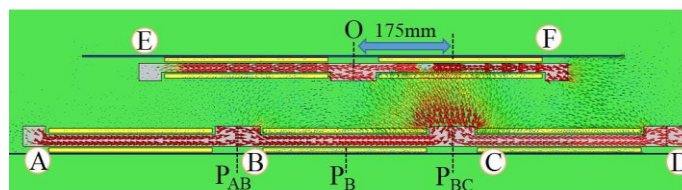


Fig. 7. Flux distribution (x=175mm).

Table 1. Simulation model Specification.

Coil	A	B	C	D	E	F
Type	Ladder core				Double-H	
Winding [T]	20	17	17	20	6	
Al plate [mm]	1720×800				1000×800	
Frequency [kHz]	30					
gap [mm]	70					
Coil width [mm]	300					

のため、隣接する二つのコイルを選択する（以下この駆動法を隣接駆動法と呼ぶ）。Fig. 4(a)の状態ではコイル[B-C]に給電し、中心磁極が P_{BC}となる左右対称の磁束を発生させる。位置ずれが大きくなると Fig.4(b)のようにコイル[A-B]に給電を行う。このトランスでは二次側の中心点 O が B コイルの中心位置 P_B 付近に位置するときコイル[B-C]とコイル[A-B]の駆動を切替える。切替え点 P_B では中心磁極位置 P_{BC} から 190mm と大きな位置ずれが生じるため、コイル切替え位置 P_B 前後での効率低下が懸念される。

〈3・2〉磁界解析による給電困難範囲の検証 Fig.5(a)に示すトランスの 3D-CAD モデルを製作し磁界解析ソフト JMAG(JSOL 社製)を用いての前後方向位置ずれ時 50kW 給電シミュレーションを行った。コイルの抵抗値は一定とし、

ギャップ長は 70mm、周波数は 30kHz で駆動した。二次側中心点 O が隣接駆動[B-C]の中間位置 P_{BC}に位置する場合 x=0mm の標準状態とし、トランスの対称性からコイル A 方向への位置ずれだけを解析した。

解析モデルの仕様を Table. 1 に、前後位置ずれによる効率の変化を Fig. 6 に示す。磁界解析では銅損のみを考慮し、巻線抵抗は既存の同等コイルの実測値を用いた。Fig. 7 は 175mm 位置ずれした時の時のコアフェライト内部磁束のベクトル図である。隣接駆動[B-C]での標準状態で効率 97.6%、隣接駆動[A-B]の標準状態で効率 97.6%であったが、切替え点 (x=190mm) では約 92%となり効率が大幅に低下する。

この要因を磁束分布から考察する。本来コイル B はコイル E と、コイル C はコイル F と結合する。しかし、切替え

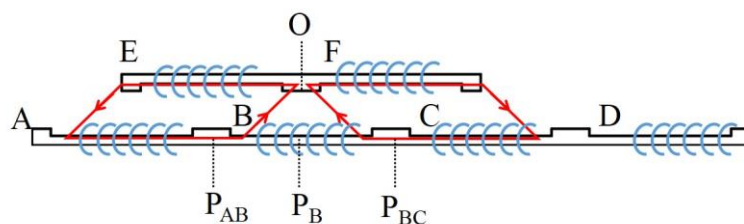


Fig. 8. Outline of magnetic field in skip drive mode.

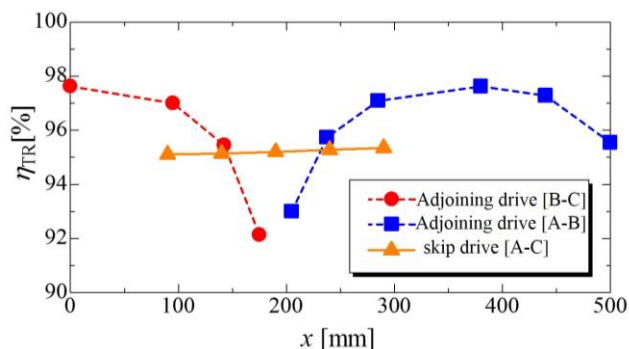


Fig. 9. Efficiency change with x (80mm type).

点付近では Fig. 7 のようにコイル B がコイル E だけでなく、斜めに位置するコイル F とも結合し磁束の乱れが生じる。例えば Fig.7 ではコイル BC 間の磁極に磁束が集中している。これらの結果送受電コイル間の結合が低下し、効率が低下したと考えられる。

効率低下は大容量トランスでは大きな問題となる。大きな発熱が生じ、装置の劣化や利用者の安全が懸念される。切替え点付近の効率低下を防ぐ方法として、普通充電用 3kW トランスではコイル幅を半分にしたハーフピッチ型³⁾の有効性が確認されている。しかし、Double-H 型の大容量用トランスの場合、給電コイルの選択と電流の方向を切り替えるためのスイッチ数が大幅に増えるため実用的でない。

〈3・3〉スキップ駆動の導入 従来のコイル幅で切替え点付近の磁束分布の乱れをなくし、左右対称の磁束分布を実現するため、スキップ駆動を考案した。概要を Fig. 8 に示す。Fig.8 のように切替え点 P_B 付近で給電コイル[A-C]を選択し、無給電のコイル B 内フェライトコアを中心磁極として扱えば、Double-H 型の左右対称な磁界を形成することができる。

隣接駆動では一度のコイル切替えで中心磁極がコイル 1 個分ずれてしまう(コイル[B-C]⇒[A-B])。両側巻構造では前後方向位置ずれが弱いことに加え、切替え位置が標準位置から遠いことが給電困難範囲の原因である。スキップ駆動は位置 P_B が中心磁極位置になるため、コイル[B-C]の隣接駆動とコイル[A-B]の隣接駆動の間を埋めることができる。

性能を確認するため 3・2 節と同様のモデルを用いた磁界解析による給電シミュレーションを行った。一次側の直列

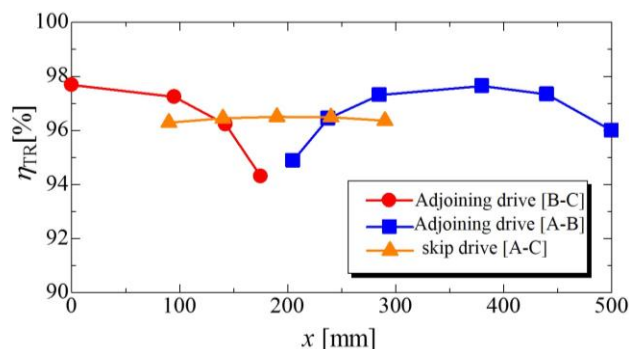


Fig. 10. Efficiency change with x (160mm type).

コンデンサはスキップ駆動法の定数に合わせた。シミュレーション結果を Fig. 9 に示す。スキップ駆動法の効率は実線で、隣接駆動法の効率は破線で示す。スキップ駆動法により切替え点($P_B=190\text{mm}$)付近の効率が向上するが、隣接駆動法の最大効率よりは 2.4%ほど効率は低い。

〈3・4〉二次側中央磁極拡大構造による効率改善 従来と比べ二次側中央磁極幅を 2 倍にしたトランスを Fig 5(b) に示す。スキップ駆動では隣接駆動に比べ主磁束の磁路が長くなるため、磁気抵抗が増加し効率が低下したと考えられる。二次側中心磁極の幅を増やせば、相対的に主磁束の磁路長つまり磁気抵抗が小さくなり、結合係数が大きくなり効率が向上すると考えられる。

磁極幅の拡大により、斜め方向のコイルとの結合(Fig.7 では隣接駆動[B-C]時のコイル B とコイル F 間の結合)も抑制され、3.2 節の隣接駆動時の磁束の乱れ(Fig.7) も少し改善される。

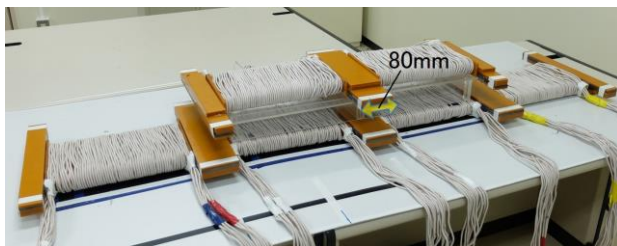
中心磁極幅を拡大したモデルを用い、給電シミュレーションによる位置ずれ特性を解析した結果を Fig. 10 に示す。中心磁極幅の拡大により、隣接駆動[B-C]区間で平均 0.8%、スキップ駆動[A-C]区間で平均 1.2%、隣接駆動[A-B]区間で平均 0.6%効率が向上した。

4. 試作トランスの仕様と給電実験結果

〈4・1〉一次ラダーコア・二次 Double-H 型トランスの仕様 50kW 標準ギャップ長 70mm の一次ラダーコア・二次 Double-H 型トランスの仕様と写真を Table. 2 と Fig.11 に示す。中央磁極拡大構造による性能改善を調べるため、二次側中心磁極は 80mm と 160mm の 2 種類を製作した。一次側

Table 2. Specification.

Capacity		50 kW
Frequency		30 kHz
Mechanical gap		70 mm
size	Primary	1720×350×48mm
	Secondary	760×350×43 mm (80mm type) 840×350×43 mm (160mm type)
winding	Primary	20T and 18T
	Secondary	6T
Weight of the secondary		22.0kg (80mm type) 25.5kg (160mm type)
Coil width		300mm



(a) Transformer (80mm type)



(b) Transformer (160mm type)

Fig. 11. Outline of transformer.

Table 3. Transformer parameters.

Secondary center magnetic pole width [mm]	80						160					
	Coil [A-B] Adjoining		Coil [A-C] Skip		Coil [B-C] Adjoining		Coil [A-B] Adjoining		Coil [A-C] skip		Coil [B-C] Adjoining	
Coil	A	B	A	C	B	C	A	B	A	C	B	C
Coil width [mm]	300											
Center point x [mm]	380		190		0		380		190		0	
Mechanical gap [mm]	70											
Frequency [kHz]	30											
Primary winding [T]	20	18	20	18	18	18	20	18	20	18	18	18
Secondary winding [T]	6											
r_1 [m Ω]	37.3		46.2		37.5		35.2		41.5		34.9	
r_2 [m Ω]	4.53		5.50		3.46		3.68		5.03		4.22	
l_0 [μ H]	35.0		17.0		34.3		38.2		26.0		38.9	
l_1 [μ H]	31.4		56.9		29.2		30.0		51.1		26.7	
l_2 [μ H]	3.68		4.52		3.64		3.92		4.61		4.17	
C_s [μ F]	0.543		0.402		0.569		0.549		0.409		0.571	
C_p [μ F]	4.46		4.82		4.56		4.00		4.17		3.92	
k	0.469		0.227		0.470		0.498		0.327		0.499	
Q_1	322.6		218.5		303.5		332.3		230.1		309.4	
Q_2	256.0		160.4		322.6		334.1		186.6		293.7	
L_1 [μ H]	66.4		73.9		63.5		68.2		77.2		65.6	
L_2 [μ H]	6.3		5.8		6.2		7.0		6.8		7.2	
η_{\max} [%]	98.4		96.4		98.6		98.8		97.9		98.7	

の直列コンデンサの種類と数を削減し共用化⁽³⁾を図るため、コイル B とコイル C のターン数を 18T に変更し、インダクタンスを調整した。給電回路の構成は、一次側コイルは並列接続とし、二次側はコイル毎に全波整流器を設置し⁽⁶⁾、直

流出力を並列接続して抵抗負荷に電力を供給する構成とした。

〈4・2〉 トランス定数 一次側コイル A, D は 20T(リッツ線 6 並列), B, C は 18T(6 並列), 二次側コイル E, F は

6T(20 並列)である。Table. 3 に 3 つの駆動状態における定数の実測値 (LCR メータによる) を示す。3 つの状態は各々の中心位置となる点 (Fig. 3 の点 P_{AB} , P_B , P_{BC}) に二次側中心を合わせた位置である。

理論効率は銅損のみを考慮した効率である。この表より、二次側中心磁極幅の拡大により 1.5% の理論効率が改善されることがわかる。定数実測ではスキップ駆動法の巻線抵抗 (r_1 , r_2) の値が隣接駆動法より約 18% 以上増加した。そのため、巻線抵抗を一定値としたシミュレーション結果に比べ定数実測の理論効率が低い結果となった。

〈4・3〉 5kW 給電実験 電源容量の制約から 5kW で給電実験を行った。今回は前後方向の許容範囲拡大が目的であるためギャップ長変動特性は省略し、前後・左右方向の位置ずれ変動に対する特性を調べた。実験では前後方向 $\pm 530\text{mm}$ 、左右方向 $\pm 250\text{mm}$ の範囲で給電実験を行った。

接続する二次側並列コンデンサ C_p は二次巻線の自己インダクタンスで決まることから C_p は駆動方法によらず一定としている。直列コンデンサ C_s は隣接駆動ではターン数調整により共用化できたが、スキップ駆動では同コンデンサでは補償が難しい。そのため Table.3 の値を参考に、スキップ駆動時には $C_s=0.409\mu\text{F}$ とし、隣接駆動時にはこれに $0.15\mu\text{F}$ を並列接続で追加し $C_s=0.559\mu\text{F}$ とした。

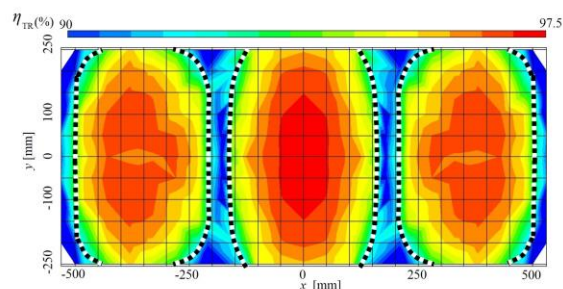
前後左右位置ずれによる給電効率の変化を Fig.12 に示す。Fig.12(a)は隣接駆動による給電効率を、Fig. 12(b)は隣接駆動にスキップ駆動を追加した場合の給電効率を示す。トランスの対称性から $x \geq 0$, $y \geq 0$ の範囲のみ測定を行い、測定データから全域に拡大して図示した。また Fig.1 に示す非接触給電システムの総合効率 η_{all} は位置ずれが生じても 85% 以上が望ましい。非接触給電トランス以外の各種電力変換器全体の効率を 93% と想定して、位置ずれ許容範囲で $\eta_{\text{TR}} \geq 92\%$ を目標とした。 $\eta_{\text{TR}} \geq 92\%$ の領域を Fig.12 の点線で示す。

Fig.12(a)より前後方向位置ずれ $x=\pm 500\text{mm}$ の範囲では、隣接駆動だけでは x 軸上の $160\text{mm} < x < 200\text{mm}$ で効率が 92% 以下となり、給電困難範囲の存在が確認された。Fig.12(b)よりスキップ駆動法を追加することで給電困難範囲がなくなり最低効率は 93.5%、平均効率は 96.0% と高い効率を得ることができた。一方、左右方向 (y 方向)位置ずれでは、スキップ駆動により効率が低下するコイル切替え点付近においても $y=\pm 250\text{mm}$ でも効率 92.1% を達成した。

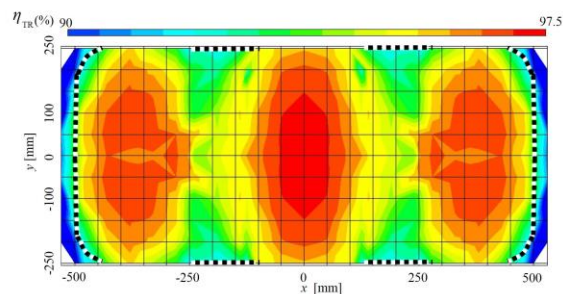
以上の結果、前後 $\pm 500\text{mm}$ 、左右 $\pm 250\text{mm}$ の給電可能範囲内では、最低 92.1%、最大 97.3%、平均効率 96.0% 以上で給電可能であることを確認した。

5. おわりに

本論文では EV バスや EVトラック等の大型車用の大容量非接触給電トランスにおいて、前後方向の位置ずれ許容範囲を格段に大きくする新手法を提案した。一次側はラダーコア、二次側は Double-H 型コアを用い、新しい発想のスキップ駆動法を導入し、二次側中央磁極幅を拡大すること



(a) Adjoining drive



(b) Adjoining drive + skip drive.

Fig. 12. η_{TR} by misalignment

により、従来の隣接駆動法の弱点であった給電困難範囲を解消できる見通しを得た。

50kW ギャップ長 70mm のトランスを製作し、5kW 給電で位置ずれ特性を調べた結果、前後 $\pm 500\text{mm}$ 、左右 $\pm 250\text{mm}$ の給電可能範囲内では、最低 92.1%、最大 97.3%、平均効率 96.0% 以上で給電可能であることを確認した。

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) 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 24 電学産業応用部門大会, IV-109-114(2012)
- (3) 駒崎伸也・金子裕良・阿部茂:「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」, 平成 26 半導体電力変換モータードライブ合同研究会 SPC-14-015(2014)
- (4) 山中智裕・野口真伍・金子裕良・阿部茂・保田富夫・鈴木明:「電気自動車の急速充電用非接触給電システム」, 平 23 電学産業応用部門全大講演概要集, No.2-11, pp.11-407-412 (2011)
- (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) M. Budhia, J.T. Boys, G.A. Covic, and C.-S.Wang:「Development of a Single-Side Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems」, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL.60, NO.1(2013)