

電気自動車用非接触給電のコンデンサ接続方式による 電源容量・漏洩電界の比較

仲達 崇一郎* 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

Comparison of Voltage Source Capacity and Leakage Electric Field in the Capacitor Topology for A Wireless Power Transfer System for EVs

Soichiro Nakadachi*, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

The wireless power transformer for EVs needs the capacitors to compensate for large leakage inductance. There is the SS topology and the SP topology as the most common circuit topology. In this paper, the SS and SP topology were compared with Voltage Source Capacity and Leakage Electric Field.

キーワード：非接触給電，コンデンサ方式，SP方式，SS方式，電気自動車
(contactless power transfer, capacitor topology, SP topology, SS topology, electric vehicle)

1. はじめに

近年、環境問題や石油依存度の軽減という観点から電気自動車 (EV) やプラグインハイブリット車 (PHV) が注目され、実用化が進んでいる。現在、これらの自動車の充電方法はプラグとケーブルを用いるコンダクティブ方式が主流である。しかし、これに代わる充電方法として、利便性、安全性が高く、また保守も容易である非接触給電方式 (図 1) が注目されている。

電気自動車用の非接触給電では一次、二次巻線からなる非接触給電トランスが用いられる。一次巻線を所定の駐車位置に、二次巻線を自動車に取り付け、両者間の電力伝送を高周波磁界によって行う。

非接触給電トランスは一次、二次巻線間のギャップ長が大きい点が特徴である。このため通常のトランスに比べ結合係数が非常に小さく、漏れインダクタンスが極めて大きくなる。この漏れインダクタンスを補償するため、一次、二次それぞれの巻線にコンデンサが接続される。

最も一般的なコンデンサ方式として、一次巻線に直列、二次巻線に並列に接続する SP 方式と、両方とも直列に接続する SS 方式がある⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。これまで SP 方式、SS 方式における給電効率や入出力特性等の特性比較は数多く発表されている。しかし、それぞれのコンデンサ方式を採用した非接触給電トランスが要求する電源容量や非接触給電トランスの漏洩電界といった比較は十分になされていない。

本論文では、SP 方式、SS 方式に適した 85kHz、3kW の非

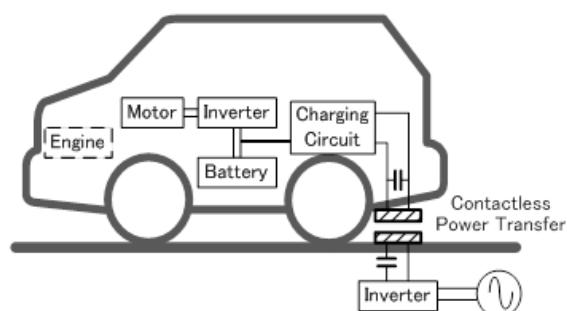


図 1 非接触給電システム (SP 方式)

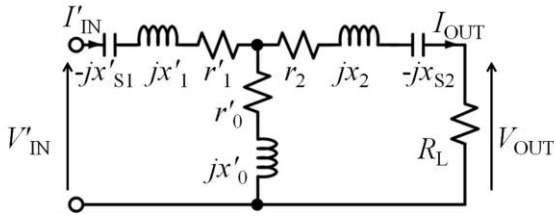
Fig.1. Wireless Power Transfer system

接触給電トランスをそれぞれ設計製作し、電源容量、漏洩電界を中心に両方式の特性を比較した結果を報告する。

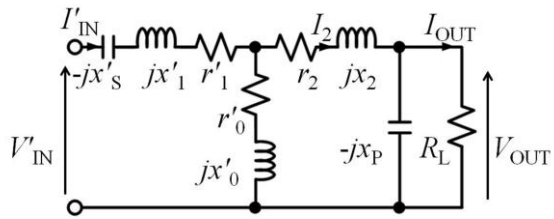
2. コンデンサ方式による特性の相違

一次、二次コンデンサと抵抗負荷 R_L を含む非接触給電トランスの詳細等価回路を図 2 に示す。ここでは一次側諸量は巻数比 $a=N_1/N_2$ を用いて二次側の値に換算しダッシュをつけて表す。表 1 に、SP 方式と SS 方式のコンデンサの値、入出力特性、負荷に対する効率の最大値、及び効率を最大にする最適負荷の値をまとめて示す。

まず、SP 方式、SS 方式のコンデンサの値の決め方及び入出力特性について述べる。ここでは電源周波数 $f_0(=\omega_0/2\pi)$ において鉄損を表わす r'_0 と巻線抵抗を表わす r'_1, r'_2 がトランスのリアクタンス $x'_0(=\omega_0 M/a)$, x'_1, x'_2 に比べ十分小さいと



(a) SP topology



(b) SS topology

図2 SP方式、SS方式の等価回路

Fig.2. Equivalent circuit of SP and SS topology

表1 SP方式、SS方式の各種変数

Table 1. Variables of SP and SS topology

	SP topology	SS topology
primary capacitor	$\frac{1}{\omega_0 C'_S} = x'_S = x'_1 + \frac{x'_0 x_2}{x'_0 + x_2}$	$\frac{1}{\omega_0 C'_{S1}} = \omega_0 L'_1 = x'_S = x'_0 + x'_1$
secondary capacitor	$\frac{1}{\omega_0 C'_P} = \omega_0 L_2 = x_P = x'_0 + x_2$	$\frac{1}{\omega_0 C'_{S2}} = \omega_0 L_2 = x_{S2} = x'_0 + x_2$
input-output characteristic	$\begin{bmatrix} V_{IN} \\ I_{IN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ab & 0 \\ 0 & 1/ab \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{OUT} \\ I_{OUT} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_{IN} \\ I_{IN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -jx'_0/a \\ -ja/x_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{OUT} \\ I_{OUT} \end{bmatrix}$
R_{max}	$\frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$	$kr_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$
η_{max}	$\frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}} \sqrt{1 + \frac{Q_1}{Q_2} k^2}}$ $\left[\approx \frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}} \cdot \frac{Q_1 k^2}{Q_2} \ll 1 \right]$	$\frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}}$

して $r'_0=r'_1=r_2=0$ と考える。なお、 M は相互インダクタンス、 $L_1(=a^2(x'_1+x'_0)/\omega_0)$ 、 $L_2(=(x_2+x'_0)/\omega_0)$ はそれぞれ一次、二次巻線の自己インダクタンスである。

表1のように一次、二次コンデンサの値を決め、 $b(=x'_0/(x'_0+x_2))$ というパラメータを用いれば、SP方式の入出力特性は巻数比が ab で表わされる理想変圧器と等価になる。 b は一次、二次巻線のコアが同形状であれば結合係数 k とほぼ等しい。SP方式では定電圧入力の場合、二次側は定電圧出力となる⁽⁵⁾。一方SS方式の入出力特性はイミタンス変換器と等価となり、定電圧入力の場合には定電流出力となる⁽⁶⁾。この入出力特性の相違がSP方式、SS方式の特徴の一つである。

次に各コンデンサ方式における理論効率について述べる。SP、SS方式の効率 η_{SP} 、 η_{SS} は、鉄損を無視($r'_0=0$)すると下式のように抵抗負荷 R_L の関数で表わすことができる。

$$\eta_{SP} = \frac{R_L I_{OUT}^2}{r'_1 I_{IN}^2 + r_2 I_2^2 + R_L I_{OUT}^2} = \frac{R_L}{R_L + \frac{r'_1}{b^2} + r_2 \left\{ 1 + \left(\frac{R_L}{x_P} \right)^2 \right\}}$$

$$\eta_{SS} = \frac{R_L I_{OUT}^2}{r'_1 I_{IN}^2 + (r_2 + R_L) I_{OUT}^2} = \frac{R_L}{R_L + r_2 + r'_1 \left(\frac{R_L}{x'_0} \right)^2}$$

この時、効率を最大にする最適負荷が存在する。各コンデンサ方式における効率の最大値 η_{maxSP} 、 η_{maxSS} と最適負荷の値 R_{LmaxSP} 、 R_{LmaxSS} は、結合係数 k と各巻線の $Q_{1,2}(=\omega_0 L_{1,2}/r_{1,2})$ 値を用いて、表1のように簡単な式で表すことができる。 Q 値は巻線の性能を表わすパラメータである。

最大効率はSP方式の方がほんの少し低くなるのが分かるが、非接触給電トランスでは k が非常に小さくなることを考慮し $Q_1 k^2 / Q_2 \ll 1$ とすれば、SS方式と同じ式で表わすことができる。一方、SP方式の最適負荷は k に反比例するが、SS方式では k に比例する。この為、 $k=0.1\sim 0.4$ において同一のトランスを用いた場合には R_{LmaxSP} は R_{LmaxSS} の6~100倍程度大きな値となる。従ってSS方式は充電電圧の低いバッテリーの充電に適し、SP方式は充電電圧の高いバッテリーの充電に適していることが分かる。なおSP方式は、二次側並列コンデンサを分割することにより電圧の低いバッテリーにも対応できる⁽⁷⁾。

3. 3kW 非接触給電トランスの設計と給電実験

〈3・1〉 3kW 非接触給電トランスの設計 SP、SS方式の特性比較を行うため、各コンデンサ方式に適した非接触給電トランスを設計、製作した。製作したトランスの仕様を表2に示す。

非接触給電トランスの一次(二次)巻線に並列にコンデンサを接続すると、入力(出力)電圧が巻線電圧と等しくなるが、直列にコンデンサを接続した場合、巻線電圧が大幅に上昇する。今回は一次巻線電圧 V_1 が1200V以下となるようにSP方式用トランス、SS方式用トランスともに一次巻線を14ターンとした。

一方、二次巻線抵抗 r_2 により最適負荷が大きく変化するため、二次巻線の巻数は給電電力と出力電圧仕様を考慮して設計する。二次側巻数はSP方式用トランスを4ターン、SS方式用トランスを一次側と同じ14ターンとした。

製作した非接触給電トランスの定数を表3に示す。

〈3・2〉 標準状態における特性 図3に示す実験回路を用いてギャップ長150mmで、位置ずれ無しの状態(標準状態)で3kW給電実験を行った。結果を図4、表4に示す。

図4には各コンデンサ方式の非接触給電装置における入出力の電圧・電流波形を示した。SP方式は入出力の位相が

表 2 非接触給電トランスの設計目標
Table 2. Design objectives of wireless power transformer

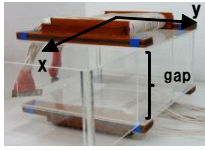
core		
power	3kW	
frequency	85kHz	
gap	70~150mm	
displacement	x	±100mm
	y	±200mm
input voltage	150~250V	
output voltage		

表 3 非接触給電トランス定数
Table 3. Transformer parameters.

		SP topology	SS topology
Winding	Primary	14T (4 parallel)	
	Secondary	4T (15 parallel)	14T (4 parallel)
f_0 [kHz]		85	
gap		150	
k		0.192	0.199
Q_1 / Q_2		449 / 406	460 / 480
r_1 / r_2 [mΩ]		85.8 / 7.55	81.7 / 77.4
Primary Capacitor (C_S or C_{S1}) [μF]		0.050	0.049
Secondary Capacitor (C_P or C_{S2}) [μF]		0.614	0.050
η_{max} [%]		97.4	97.9
R_{Lmax} [Ω]		15.5	7.3

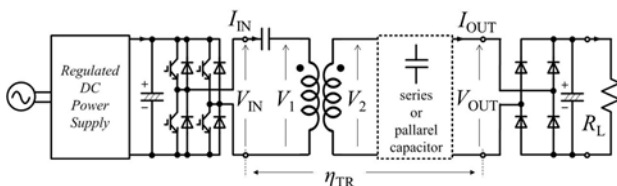
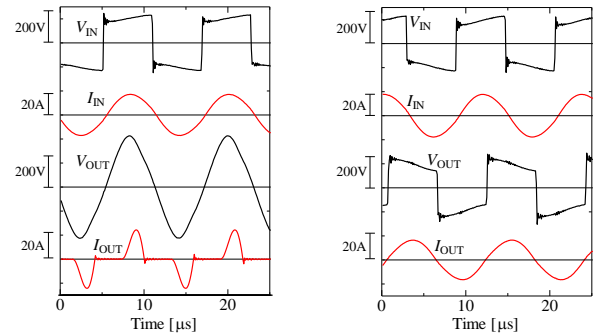


図 3 実験回路
Fig. 3. Experimental circuit.

一致しているのに対し、SS方式では、出力が入力に対して90°遅相となった。これはSS方式の入出力特性を示すF行列からも確認できる。また、出力電圧波形 V_{OUT} はSP方式では正弦波、SS方式では方形波となった。

表4にトランスの給電効率 η_{TR} 、接続した抵抗負荷 R_L 、二次巻線電圧 V_2 、二次巻線電流 I_2 を示した。なお、 R_L は給電実験において η_{TR} が最大となる負荷であり、表3で示した最適負荷 R_{Lmax} に比べ整流器の入出力電圧比のずれがある。

給電効率はSP方式では93.9%、SS方式では94.6%となり理論計算通り、わずかにSS方式の効率が高くなったが、ほぼ同等の効率である。二次側の特性に大きな相違が見られ



(a) SP topology

(b) SS topology

図 4 標準状態における入出力波形

Fig. 4. Waveforms of experiment result at normal position.

表 4 標準状態での 3kW 給電実験結果

Table 4. Experimental result at normal position

	SP topology	SS topology
gap [mm]	150	
P_L [W]	3000	
P_{IN} [W]	3265	3246
P_{OUT} [W]	3065	3071
V_2 [V]	236	710
I_2 [A]	75.1	19.4
η_{TR} [%]	93.9	94.6
R_L [Ω]	30	10

た。二次巻線電圧 V_2 はSP方式では236Vであったのに対し、SS方式では710Vとなった。このようにSS方式の二次巻線電圧はSP方式に比べ高くなるため注意が必要である。一方、二次巻線電流はSP方式が75.1Aであったのに対し、SS方式では19.4Aとなり、SP方式の方が約4倍大きな電流が流れた。従って、SP方式では二次巻線の銅損が大きくなり、SS方式では二次巻線の鉄損が大きくなることが予想される。

〈3・3〉ギャップ長変動特性 位置ずれのない状態でギャップを70~150mmの範囲で変化させたときの一次二次巻線電圧、インバータ出力電圧、非接触給電トランスの給電効率を図5に示す。SP方式ではギャップ80mm以下、SS方式ではギャップ70mmで直流安定化電源の出力電圧が、出力上限の350Vを超えた為3kW給電はできなかった。

SP方式もSS方式も一次巻線電圧 V_1 は同様の特性を示し、ギャップが広がるにつれ上昇した。ギャップ90mmでSP方式では462V、SS方式では479V、ギャップ150mmでSP方式では753V、SS方式では811Vであった。

二次巻線電圧 V_2 は給電電力を3kW一定とした為、ギャップ長変動によらず一定となり、SP方式は236V、SS方式は710Vであった。

給電効率は両方式とも同様の特性を示し、ギャップを90mmまで縮めるとSP方式では95.5%、SS方式では96.5%まで上昇した。

インバータ出力電圧 V_{IN} も互いに同様の特性を示した。ギ

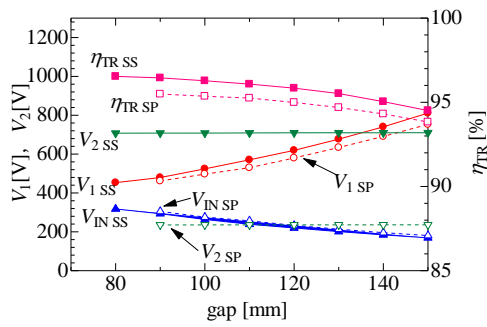


図5 ギャップ長変動特性
Fig. 5. Experimental results with change in air gap.

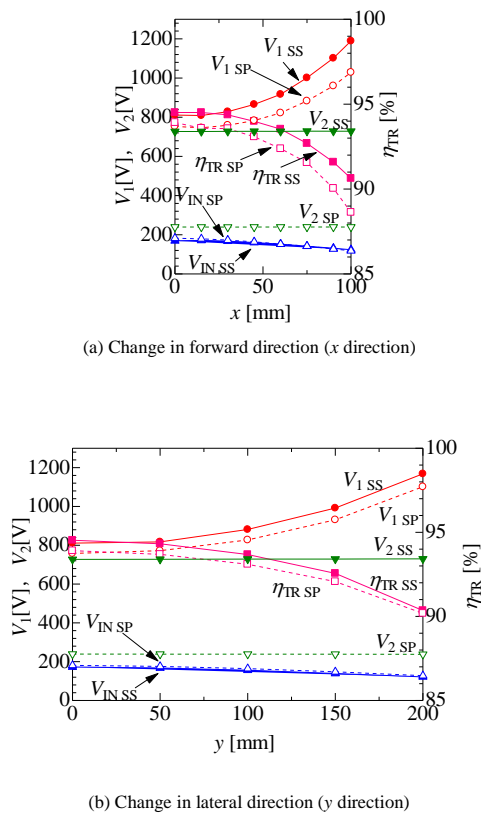


図6 位置ずれ特性

Fig. 6. Experimental results with change in x and y position.

ギャップ 90mm で SP 方式では 305V, SS 方式では 293V, ギャップ 150mm では SP 方式では 181V, SS 方式では 169V となった。

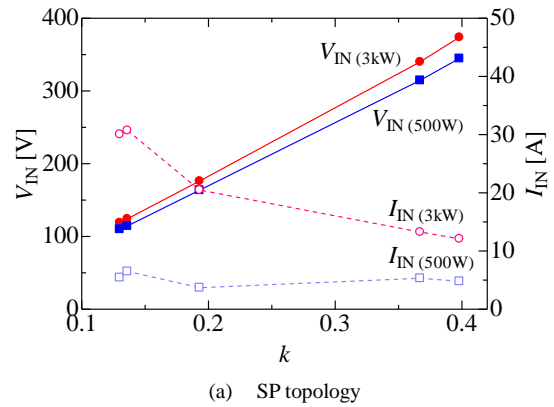
〈3・4〉 位置ずれ特性 ギャップ長を 150mm とし, 表 2 のように定めた x 方向, y 方向に位置ずれが生じた際の一次二次巻線電圧, インバータ出力電圧, 非接触給電トランスの給電効率を図 6 に示した。

給電効率, 一次巻線電圧, インバータ出力電圧は, ギャップ長変動時と同じくコンデンサ方式に依らず同様の特性

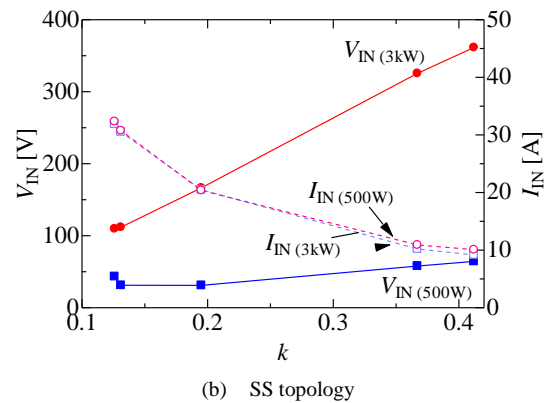
表 5 トランスの状態と結合係数

Table 5. Condition of the transformer and coupling coefficient

gap [mm]	x [mm]	y [mm]	k	
			SP (14:4)	SS (14:14)
150	0	0	0.193	0.195
	100	0	0.136	0.131
	0	200	0.13	0.126
70	0	0	0.398	0.412



(a) SP topology



(b) SS topology

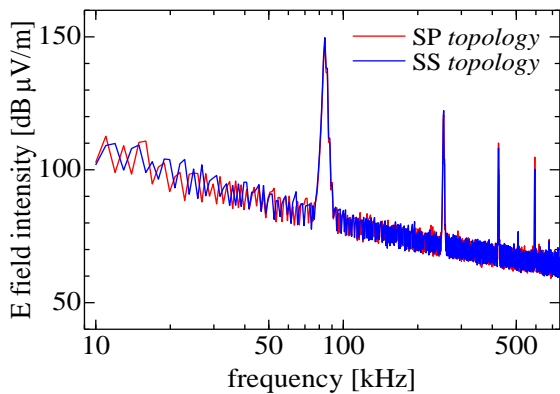
図7 インバータ出力電圧・電流

Fig. 7. Inverter output voltage and current

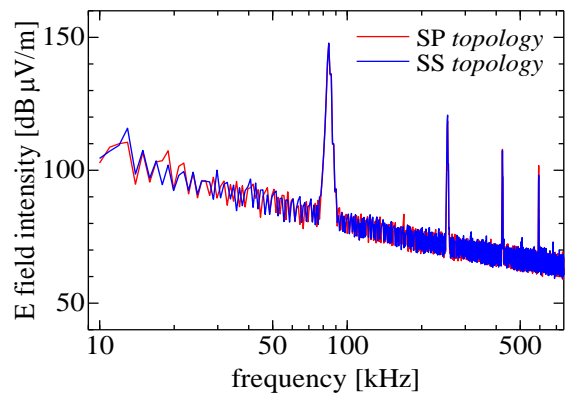
を示した。一次巻線電圧 V_1 は, 位置ずれが大きくなるにつれ上昇し, $x=100\text{mm}$ 時に SP 方式では 1029V, SS 方式では 1189V, $y=200\text{mm}$ 時に SP 方式では 1102V, SS 方式では 1168V となった。給電効率は $x=100\text{mm}$ 時に SP 方式で 88.6%, SS 方式で 90.0%, $y=200\text{mm}$ 時に SP 方式で 90.2%, SS 方式で 90.4% であった。

二次巻線電圧 V_2 はいずれの位置ずれに対しても一定となり, SP 方式で 236V, SS 方式で 710V となった。

インバータ出力電圧 V_{IN} は位置ずれが大きくなるにつれて低下し, $x=100\text{mm}$ 時に SP 方式で 118.3V, SS 方式で 121V, $y=200\text{mm}$ 時に SP 方式で 128V, SS 方式で 122V であった。



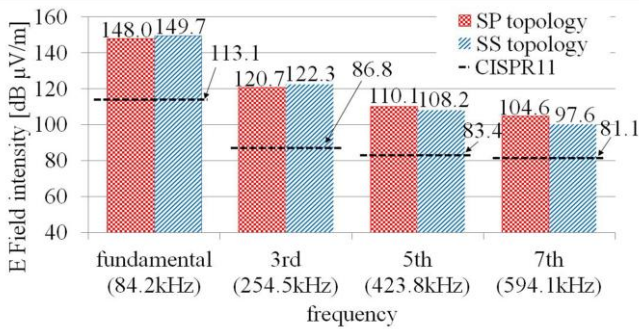
(a) x direction



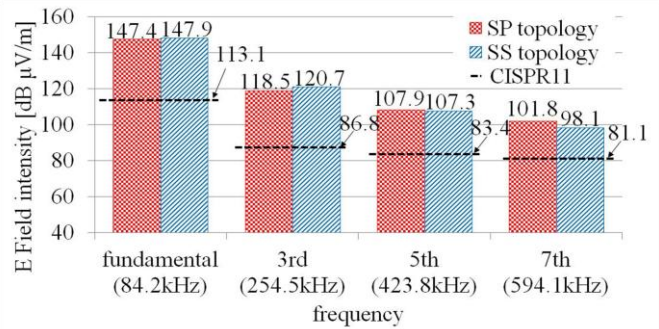
(b) y direction

図8 3m地点での電界強度

Fig 8. Electric field intensity at 3m



(a) x direction



(b) y direction

図9 基本波及び高調波の電界強度比較

Table 9. Comparison of electric field intensity of fundamental and harmonic components

4. インバータ容量の比較

2章で述べたようにSP方式、SS方式では入出力特性が異なる。このため、インバータ電源に要求される特性が異なることが予想される。今回は充電過程においてバッテリー電圧が変化しないと仮定して、SP、SS方式で必要となる電源容量について検討した。

ここではSP方式、SS方式において負荷電圧を一定に保った状態で3kW給電と500W給電を行った場合についてシミュレーションを行い、インバータ出力について調べた。図7に結果を示す。なお、負荷電圧は3kW最大効率給電時の負荷電圧とし、シミュレーションを行ったトランスの状態と各状態における結合係数を表5に示す。

SP方式は結合係数の上昇に伴い、インバータの出力電圧 V_{IN} は上昇し、最小値は110V、最大値は374Vであった。一方、出力電流は結合係数の増加に伴い減少した。また給電電力を3kWから500Wに変更すると、さらに出力電流が減

少し、給電電力の変化を考慮したインバータ出力電流は最大値が30.7A、最小値が3.7Aであった。

SS方式もSP方式と同様に結合係数の上昇に伴いインバータ出力電圧 V_{IN} は上昇し、出力電流が減少した。しかし、給電電力を変化させた場合の特性はSP方式と異なり、3kWから500Wにするとイミタンス変換器特性のため、インバータ出力電圧が低下した。ギャップ長変動、位置ずれ、給電電力の低下を考慮した場合のインバータ出力電圧の最大値は362V、最小値は31Vとなった。一方インバータ出力電流の最大値は32.3A、最小値は9.2Aであった。この結果SS方式の場合、SP方式に比べより低い電圧を出力可能な電源を用いる必要がある。またインバータ出力電圧が低下することからインバータの効率が低下することが予想される。

5. 漏洩電界

非接触給電では給電時の漏洩電界が懸念されている。ここではSP方式、SS方式の漏洩電界を標準状態の3kW給電
2014/2/20©2014IEEJapan

時に測定し、両方式の測定結果を比較する。参考として、誘導式調理器具のエミッション規格である CISPR11 の基準と比較した。なお、CISPR11 には磁界強度の限度値が示されているため、今回はこれを電界の値に換算した。電界の測定には電波暗室を用いて、非接触給電トランスから 3m 離れた点での測定を行った。用いた電波暗室は全面電波吸収体であり、測定器は直径 60cm のループアンテナ (ETS-LINDGREN 社製) である。

図 8 に両コンデンサ方式における x 方向、 y 方向で漏洩電界の測定結果を示し、図 9 に 7 次高調波までの電界強度を示した。漏洩電界は一次二次巻線に生じる起磁力の和 ($N_1I_1 - N_2I_2$) に比例すると考えることができる⁽⁸⁾。標準状態での実験結果から基本波における $|N_1I_1 - N_2I_2|$ は SP 方式で 368A、SS 方式で 399A であり両方式による差はほぼ無いと予想されたが、実測結果も両方式の漏洩電界は同レベルとなった。

いずれのコンデンサ方式においても x 方向と y 方向での電界強度は同レベルとなった。参考として比較した誘導式調理器の基準値に対して、基本波で約 37dB 三次高調波で約 35dB、五次高調波で約 27dB、七次高調波で約 20dB 程度上回る結果となった。基本波については、非接触充電用のエミッション規制値として適切な値の設定が望まれる。一方、高調波については、大幅な漏洩低減対策が必要である。

6. まとめ

本論文では、85kHz、3kW 給電用に最適な SP 方式用トランス (巻数比 14:4) と SS 方式用トランス (巻数比 14:14) を新規に設計・試作し、両方式で必要とされる電源容量・電源特性の比較や漏洩電界の比較を行った。

ギャップ 150mm の標準状態での 3kW 給電実験では、給電効率は両者共に約 94% と相違はなかった。しかし、二次側の諸特性には大きな相違が見られた。

SP 方式では二次電流が 75.1A と大きくなり、SS 方式では二次電圧が 710V と高くなった。また両方式の最適負荷は、SP 方式が結合係数に反比例するのに対し SS 方式は結合係数に比例するため、SS 方式の最適負荷は SP 方式に比べ小さくなる。従って SS 方式は充電電圧の低いバッテリー、SP 方式は充電電圧の高いバッテリーに適していると言える。なお SP 方式はコンデンサ分割により電圧の低いバッテリーにも対応可能である。

電源容量について検討した所、両方式ともに結合係数により電圧電流の比率が変化するが、必要な電源容量に差は無く、いずれも 10kVA 程度であった。ただし充電の最終段階で給電電力を下げる場合、SS 方式では電源電圧を下げる必要があり、低電圧を出力可能なインバータを用いる必要がある。

漏洩電磁界については一次二次巻線に生じる起磁力の和 ($N_1I_1 - N_2I_2$) に比例すると考えると両方式による差は無く、実測でも同レベルとなり優劣は無かった。

以上のように SP 方式と SS 方式では電源容量や漏洩電磁

界に差はなかったものの、最適負荷、二次電圧・電流、必要とされる電源の出力範囲において相違があることが分かった。実用化の上では、これらの特性を総合的に判断してコンデンサ方式を選択することが必要である。

文 献

- (1) Cong Zheng, Rui Chen, Eric Faraci, Zaka Ullah Zahid, Matthew Senesky, Dave Anderson, Jih-Sheng Lai, Wensong Yu, and Chien-Yu Lin : "High Efficiency Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle Battery Charging" IEEE ECCE 2013, pp.3243-3249
- (2) Christopher Joffe, Stefan Ditzel, and Andreas Roßkopf : "A Novel positioning Tolerant Inductive Power Transfer System", IEEE E|TEV 2013, pp.355-361 (2013.10)
- (3) 漆畑栄一 : 「EV・PHV 向けワイヤレス給電システムの概要・開発動向と今後の課題」, 電子情報通信学会, 信学技報 pp.23-26(2012.11)
- (4) Madhu Sudhan Chinthavali, Omer C. Onar, John M. Miller, and Lixin Tang : "Single-Phase Active Boost Rectifier with Power Factor Correction for Wireless Power Transfer Applications" IEEE ECCE 2013, pp.3258-3265
- (5) 藤田敏博・金子裕良・阿部茂 : 「直列および並列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)
- (6) 入江寿一・田原陽介 : 「非接触給電における T-LCL 形と T-CLC 形ミタンス変換器のカスケード構成」, 電学論 D, Vol.129, No.1, pp.123-124(2012)
- (7) 望月大樹・仲達崇一郎・渡辺宏・境野翔・金子裕良・阿部茂・保田富夫 : 「一方非接触給電から拡張容易な双方向非接触給電システム」電学論 D, Vol.133, No.7, pp.707-713(2013)
- (8) 毎川研吾・今井邦夫・皆川裕介・有満稔・岩野浩 : 「電気自動車用非接触充電システムの周辺磁場低減技術」, 自動車技術会, 学術講演会前刷集 No.110-13(2013)