

# 一方向非接触給電から拡張容易な双方向非接触給電システム

仲達 崇一郎\* 望月 大樹 境野 翔 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

保田 富夫 ((株)テクノバ)

## Bidirectional Contactless Power Transfer System expandable from Unidirectional Systems

Soichiro Nakadachi\*, Shigeru Mochizuki,  
Sho Sakaino, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe, (Saitama University),  
Tomio Yasuda, (Technova Inc)

Contactless power transfer (CPT) systems with primary series and secondary parallel capacitors (SP topology) are useful for EV charging. However, the SP topology is not suitable for bidirectional power transfer. This paper introduces a novel SPL topology for bidirectional CPT systems that is realized by adding an inductor and an inverter to the SP topology.

キーワード：非接触空電，電気自動車，双方向，V2H，V2G，スマートグリッド，蓄電  
(contactless power transfer, electric vehicle, bidirectional, V2H, V2G, smart grid, strage)

### 1. はじめに

地球環境問題や石油への依存度を軽減するために、家庭や充電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) が注目されている。現在、PHV や EV は電気ケーブルを用いる方法が主流だが、利便性、保守容易性に優れる非接触給電が新たな充電法として期待され、各国で研究開発が進められている。これらの研究の大部分は電力系統から車へ (G2V) の一方向給電を想定している<sup>(1)(2)</sup>。また、EV のバッテリーを電力系統の負荷平準化、移動電源・緊急時電源として利用する為の研究も進められている。これには車から電力系統へ (V2G) の給電が可能な双方向非接触給電システムが必要となる。双方向非接触給電として Auckland 大の U.K. Madawala らや電力中央研究所の名雪らの研究<sup>(3)(4)</sup>がある。

U.K. Madawala らは一次並列二次並列コンデンサ (PP 方式) の両側に直列リアクトルを加えた回路構成を採用している。系統側と車側の両方にインバータを用い、各インバータのスイッチングの位相差により給電方向と電力の制御を行っており、900W の給電実験を行っている。

名雪らは双方向ともに一次直列二次並列コンデンサ (SP 方式) となるように、機械式リレーを用いて給電方向によりコンデンサを切り替えている。系統側と車側の両方にブリッジ型インバータを用い、受電側インバータのスイッチング素子をオフにしダイオード整流器として使用している。2kW の給電実験では 90% の給電効率を達成している。

我々は一次直列二次直列コンデンサ (SS 方式) の一次側

にイミタンス変換器を追加した双方向ともに高効率な回路を発表した<sup>(5)</sup>が、より簡単な構成で、現在の EV 用一方向非接触給電システムから拡張容易、かつ双方向ともに給電効率が高いシステムをめざし、研究を進めてきた。

本稿では非接触給電で一般的な一次直列二次並列コンデンサ (SP 方式) をベースに、二次側に直列リアクトルを追加し、一次側の直列コンデンサの値を変更する SPL 方式を提案する。SPL 方式は SP 方式と同じ理想変圧器特性を保持し、給電方向による回路変更が不要で、双方向とも高効率で定格電力を給電できる。また、一方向用の非接触給電トランスをそのまま利用できる拡張容易性に特長がある。

この SPL 方式は従来の双方向非接触給電方式に比べ、制御が容易、共振用の LC 素子が少ない、スイッチが不要などの特長があり、給電効率に加え、信頼性や低コスト化といった面でも優れている。

本稿では提案方式の LC 定数の決定法、基本特性、入出力電圧の調整法、双方向ともに最大効率で運転するための条件などについて述べる。さらに給電実験により、提案方式を検証し、自動車用非接触給電で問題となる駐車時の位置ずれやギャップ長変動による特性変化について述べる。

### 2. 双方向非接触給電システム

〈2・1〉双方向非接触給電回路 提案する双方向非接触給電システムの構成を Fig. 1.(a)に示す。商用電源を高効率 PWM 整流器で直流に変換し、ブリッジ型インバータを系統側と車側の両方に配置する。送電側のインバータは通常動作させ、受電側は IGBT を常にオフとし、ダイオード

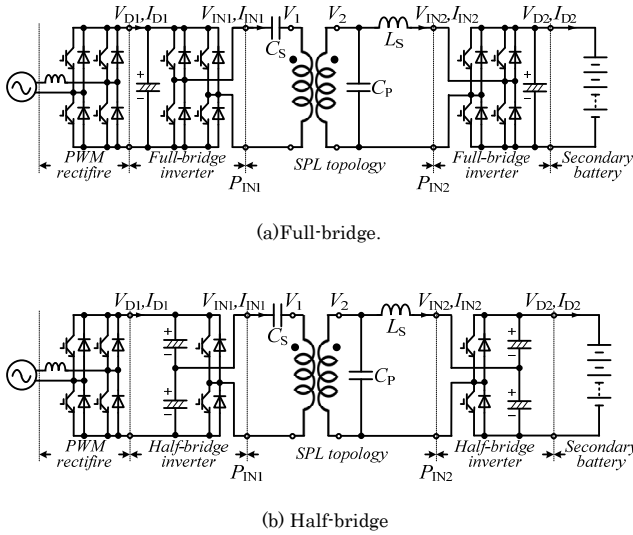


図1 双方向非接触給電システム

Fig. 1. Bidirectional contactless power transfer system.

のみを用いた全波整流器として使用する。

インバータは Fig. 1.(b)のハーフブリッジ回路を用いることもできる。この場合送電側はハーフブリッジインバータとして駆動し、受電側は倍電圧整流器として使用する。コンデンサ方式は従来の一次直列二次並列コンデンサ方式を採用し、二次側並列コンデンサと二次側インバータ間に直列リアクトル  $L_s$  を追加する。

**(2・2) SP方式** 従来 SP 方式の等価回路を Fig. 2 に示す。二次側の蓄電池は抵抗負荷  $R_L$  で近似し、受電電力の変化は  $R_L$  の値の変化で表現する。給電トランスの巻数比を  $a=N_1/N_2$  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。F 行列より入出力特性を求めると(1)式のような理想変圧器特性が得られる<sup>(1)</sup>。

$$\begin{bmatrix} V'_{IN1} \\ I'_{IN1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x'_0}{x'_0+x_2} & 0 \\ 0 & \frac{x'_0+x_2}{x'_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1)$$

しかし SP 方式での双方向化は、V2G 運転時に二次側方形波出力インバータの出力端子に並列コンデンサが直接接続され、高調波電流が過大になるため、実現困難である。

**(2・3) SPL方式** 今回提案する回路は、一方方向の SP 方式に対して、二次側並列コンデンサ  $C_p$  と二次側インバータとの間に直列リアクトル  $L_s$  を追加した SPL 方式である、

$L_s$ ,  $C_s$  の値は以下の手順で決める。一次及び二次の自己インダクタンスを  $L_1$ ,  $L_2$  とし、 $C_p$  は SP 方式同様に電源周波数で  $L_2$  と共振する値に決める。 $L_s$  は  $L_2$  と同じ値に定めた後、SP 方式同様に図 3 (a)で一次側インバータから負荷側を見たときのインピーダンスが電源周波数で純抵抗になるように  $C_s$  の値を決める。この結果、 $L_s$ ,  $C_s$  の値は(2)~(4)式の値となる。一次直列コンデンサ  $C_s$  の値は SP 方式の場合とわずかに異なり、一次側の自己リアクタンス  $L_1$  と共振する値となる。

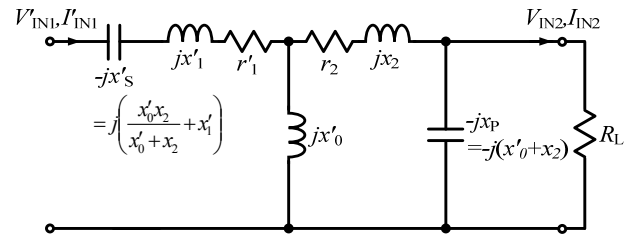
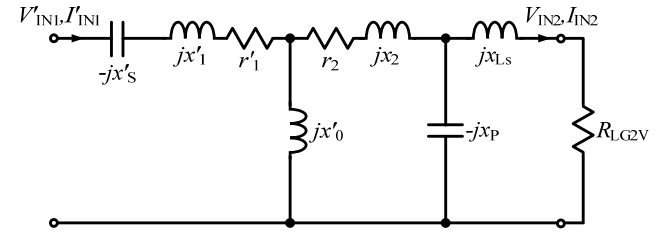
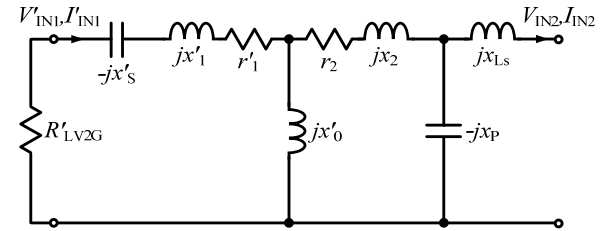


図2 SP方式等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of SP topology.



(a) G2V



(b) V2G

図3 SPL方式等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit of SPL topology.

$$\frac{1}{\omega_0 C_p} = \omega_0 L_2 = \omega_0 L_s = x_p = x'_0 + x_2 \dots\dots\dots(2)$$

$$L_s = L_2 \dots\dots\dots(3)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C'_s} = \omega_0 L'_1 = x'_s = x'_0 + x'_1 \dots\dots\dots(4)$$

SPL 方式の詳細等価回路を Fig. 3.(a), (b)に示す。F 行列から G2V 運転時の入出力特性を求めると、従来の SP 方式と同じ(5)式の理想変圧器特性が得られる。

$$\begin{bmatrix} V'_{IN1} \\ I'_{IN1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x'_0}{x'_0+x_2} & 0 \\ 0 & \frac{x'_0+x_2}{x'_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5)$$

ここで、巻数比  $a$  と  $b=x'_0/(x'_0+x_2)$  を用いると(6)式を得る。

$$\begin{bmatrix} V_{IN1} \\ I_{IN1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ab & 0 \\ 0 & 1/ab \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(6)$$

$b$  は結合係数  $k$  の値にほぼ等しくなり、結合係数  $k$  に応じた巻数比  $a$  を調節することで一次二次間の電圧比 ( $V_{IN2}/V_{IN1}$ ) を任意の値に設定することができる。特に  $a=1/k$  に選定すると電圧比は 1 となる。V2G 運転時の入出力特性も(7), (8)

表1 SP, SPL方式における $R_{Lmax}$ と $\eta_{max}$

Table 1.  $R_{Lmax}$  and  $\eta_{max}$  of each topology.

	SP(G2V)	SPL(G2V)	SPL(V2G)
$R_{Lmax}$	$(x'_0+x_2)\sqrt{\frac{1}{b^2}\frac{r'_1}{r_2}+1}$	$\frac{(x'_0+x_2)^2}{x'_0}\sqrt{\frac{r'_1}{r_2}}$	$a^2x'_0\sqrt{\frac{r'_1}{r_2}}$
$\eta_{max}$	$\frac{1}{1+\frac{2r_2}{x'_0+x_2}\sqrt{\frac{1}{b^2}\frac{r'_1}{r_2}+1}}$	$\frac{1}{1+\frac{2}{x'_0}\sqrt{r'_1r_2}}$	$\frac{1}{1+\frac{2}{x'_0}\sqrt{r'_1r_2}}$
$R_{LmaxQ}$	$\frac{r_2Q_2}{k}\sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$	$\frac{r_2Q_2}{k}\sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$	$a^2kr'_1\sqrt{Q_1Q_2}$
$\eta_{maxQ}$	$\frac{1}{1+\frac{2}{k}\sqrt{\frac{1}{Q_1Q_2}}}$	$\frac{1}{1+\frac{2}{k}\sqrt{\frac{1}{Q_1Q_2}}}$	$\frac{1}{1+\frac{2}{k}\sqrt{\frac{1}{Q_1Q_2}}}$

式となり理想変圧器特性を示す。

$$\begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x'_0+x_2 & 0 \\ x'_0 & x'_0 \\ 0 & x'_0 \\ & x'_0+x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V'_{IN1} \\ I'_{IN1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(7)$$

$$\begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/ab & 0 \\ 0 & ab \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{IN1} \\ I_{IN1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{IN1}/ab \\ abI_{IN1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(8)$$

このように双方向ともに理想変圧器特性を有するので、送電側から受電側の電圧電流制御を容易に行える。

〈2・4〉 最大効率運転 SPL方式では最大効率で給電するために $R_L$ を適切な値に設定する必要がある。Fig. 3の等価回路において、Fig. 1のG2V運転時における $P_{IN1}$ から $P_{IN2}$ までのトランス効率 $\eta_{G2V}$ は(9)式のようになる。

$$\eta_{G2V} = \frac{R_L I_{IN2}^2}{r'_1 I_{IN1}^2 + r_2 I_2^2 + R_L I_{IN2}^2} \dots\dots\dots(9)$$

ここで $V_2I_2$ と $V_{IN2}I_{IN2}$ の入出力関係は(10)式で表される。

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j(x'_0+x_2) \\ j\frac{1}{x'_0+x_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(10)$$

これより、

$$I_2 = j\frac{V_{IN2}}{x'_0+x_2} = j\frac{I_{IN2}R_L}{x'_0+x_2}, \quad \left| \frac{I_2}{I_{IN2}} \right|^2 = \left( \frac{R_L}{x'_0+x_2} \right)^2 \dots\dots(11)$$

(6)式、(11)式を(9)式に代入すると、

$$\eta_{G2V} = \frac{R_L}{R_L + r_2 \frac{R_L^2}{(x'_0+x_2)^2} + \frac{r'_1}{b^2}} \dots\dots\dots(12)$$

(12)式で $R_L$ を変数とすると、給電効率が最大となる $\eta_{maxG2V}$ とその時の抵抗負荷 $R_{LmaxG2V}$ の値は(13)、(14)式となる。

$$\eta_{maxG2V} = \frac{1}{1 + \frac{2}{x'_0}\sqrt{r'_1r_2}} \dots\dots\dots(13)$$

$$R_{LmaxG2V} = \frac{(x'_0+x_2)^2}{x'_0}\sqrt{\frac{r'_1}{r_2}} \dots\dots\dots(14)$$

一方、 $R'_L(=R_L/a^2)$ を一次側に置いたV2G運転時では、 $P_{IN2}$ から $P_{IN1}$ までのトランス効率 $\eta_{V2G}$ は(15)式となる。

$$\eta_{V2G} = \frac{R'_L I_{IN1}^2}{r'_1 I_{IN1}^2 + r_2 I_2^2 + R'_L I_{IN1}^2} \dots\dots\dots(15)$$

ここで $V_2I_2$ と $V'_{IN1}I'_{IN1}$ の入出力関係は(16)式で表される。

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x'_0+x_2 & -jx'_0 \\ x'_0 & 0 \\ -j\frac{1}{x'_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V'_{IN1} \\ I'_{IN1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(16)$$

これより、

$$I_2 = j\frac{V'_{IN1}}{x'_0} = j\frac{I'_{IN1}R'_L}{x'_0}, \quad \left| \frac{I_2}{I'_{IN1}} \right|^2 = \left( \frac{R'_L}{x'_0} \right)^2 \dots\dots\dots(17)$$

(17)式を(15)式に代入すると、

$$\eta_{V2G} = \frac{R'_L}{R'_L + r'_1 + r_2 \left( \frac{R'_L}{x'_0} \right)^2} \dots\dots\dots(18)$$

よってV2G運転時の $\eta_{maxV2G}$ 、 $R'_{Lmax}$ は(19)、(20)式となる。

$$\eta_{maxV2G} = \frac{1}{1 + \frac{2}{x'_0}\sqrt{r'_1r_2}} \dots\dots\dots(19)$$

$$R'_{LmaxV2G} = \frac{1}{a^2} R_{LmaxV2G} = x'_0\sqrt{\frac{r'_1}{r_2}} \dots\dots\dots(20)$$

このようにG2Vでは $R_{LmaxG2V}$ 、V2Gでは $R_{LmaxV2G}$ で給電できれば双方向共に最大効率で給電が可能となる。なお受電電圧が決まっている場合、 $R_{Lmax}$ の値により最大効率となる給電電力が決まることになる。

〈2・5〉 双方向とも最大効率となる運転条件 (21)式で定義する結合係数 $k$ とコイルの $Q$ を用いて、前節の(13)、(14)式を表わすと(22)、(23)式となる。

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}, \quad Q_1 = \frac{\omega_0 L_1}{r_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{r_2} \dots\dots\dots(21)$$

$$\eta_{maxG2V} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k}\sqrt{\frac{1}{Q_1Q_2}}} \dots\dots\dots(22)$$

$$R_{LmaxG2V} = \frac{r_2Q_2}{k}\sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} \dots\dots\dots(23)$$

同様にV2G運転時は(19)、(20)式は(24)、(25)式となる<sup>(6)</sup>。

$$\eta_{maxV2G} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k}\sqrt{\frac{1}{Q_1Q_2}}} \dots\dots\dots(24)$$

$$R'_{LmaxV2G} = kr'_1\sqrt{Q_1Q_2} \dots\dots\dots(25)$$

ただし、 $r'_1=r_1/a^2$ である。

(14)、(20)式より $R_{LmaxG2V}$ と $R_{LmaxV2G}$ は(26)式の関係を持ち、

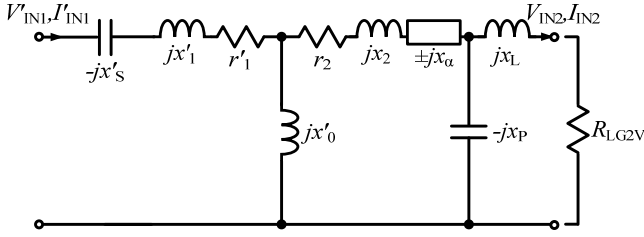


図4 C, Lの追加による電圧比の調整

Fig. 4. Regulation of voltage ratio adding reactance.

$$R_{LmaxG2V} = \frac{1}{b^2} x'_0 \sqrt{\frac{r'_1}{r_2}} = \frac{R'_{LmaxV2G}}{b^2} = \frac{R_{LmaxV2G}}{a^2 b^2} \dots\dots\dots (26)$$

各給電方向で最大効率となる時の電力は、(27)式となる。

$$P_{G2V} = \frac{V_{IN2}^2}{R_{LmaxG2V}} \quad P_{V2G} = \frac{V_{IN1}^2}{R_{LmaxV2G}} \dots\dots\dots (27)$$

ここで、(6)式および(27)式から、

$$\frac{V_{IN1}^2}{R_{LmaxV2G}} = \frac{(abV_{IN2})^2}{a^2 b^2 R_{LmaxG2V}} = \frac{V_{IN2}^2}{R_{LmaxG2V}} \dots\dots\dots (28)$$

となる。これは、SPL方式ではG2VとV2Gで最大効率となる電力は等しくなることを表す。

SP方式とSPL方式の $R_{Lmax}$ ,  $\eta_{max}$ をTable 1.に示す。表よりSP方式とSPL方式の $\eta_{max}$ は等しくなることが分かる。

〈2・6〉 C, Lの挿入による二次電圧の調節 Fig. 4.の

ように、 $C_p$ の前段にCまたはLを挿入すれば、二次側の自己インダクタンス $L_2$ を増減することと等価なため、簡単に二次電圧を調節（一次二次の電圧比を調節）できる。

追加するC, Lのリアクタンスを $x_a$ とし、 $C_p$ ,  $L_s$ を(29)式のように設定した場合、電圧比と理論効率、その時の抵抗負荷の値は以下ようになる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_p} = \omega_0 L_s = x_p = x_L = x'_0 + x_2 \pm x_a \dots\dots\dots (29)$$

$$\begin{bmatrix} V_{IN1} \\ I_{IN1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{ab}{c} & 0 \\ 0 & \frac{c}{ab} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (30)$$

$$\eta_{maxG2V} = \eta_{maxV2G} = \frac{1}{1 + \frac{2}{x'_0} \sqrt{r'_1 r_2}} \dots\dots\dots (31)$$

$$R_{LmaxG2V} = \frac{c^2 (x'_0 + x_2)^2}{x'_0} \sqrt{\frac{r'_1}{r_2}} \quad R'_{LmaxV2G} = x'_0 \sqrt{\frac{r'_1}{r_2}} \dots\dots (32)$$

$$c = \frac{x'_0 + x_2 \pm x_a}{x'_0 + x_2} \dots\dots\dots (33)$$

ここで、 $c$ は(33)式で定義される昇降圧比であり、 $x_a$ の符号が+の場合はLの挿入による $L_2$ の増加、-の場合はCの挿入による $L_2$ の減少を表す。(31), (32)式より、従来 $a$ ,  $b$ でしか調節出来なかった電圧比を、昇降圧比 $c$ によっても調節でき、その際の理論最大効率は変化せず、高効率での

表2 トランス定数

Table 2. Parameters of Transformer.

Freq[kHz]	50	$L_1$ [ $\mu$ H]	144.8
Gap[mm]	160	$L_2$ [ $\mu$ H]	6.0
$N_1$	20	$C_s$ [ $\mu$ F]	0.070
$N_2$	4	$C_p$ [ $\mu$ F]	1.697
$k$	0.170	$L_s$ [ $\mu$ H]	6.0

給電が行えることが分かる。

3. 給電実験

〈3・1〉 実験トランスと実験回路 標準ギャップ長160mm,巻数比20:4の給電トランス<sup>(7)</sup>を用いて3kW給電実験を行った。実験回路は受電側に全波整流器を用い、高周波電源と整流器・抵抗負荷を入れ替えてFig.1.(a)に類似の回路とした。トランス定数をTable 2.に示す。

接続する抵抗負荷については、(14)及び(20)式によって求めた $R_{Lmax}$ が、整流器を含めた負荷の値となっていることから、基本波実効値で計算を行っていることから整流器前後での電圧比を元に換算する必要がある。SP方式では整流器の入力波形が正弦波になっているとして $R_{Lmax}$ を2倍した値の抵抗負荷を接続した。一方でSPL方式では、整流器の入力波形が矩形波に近い波形となる。矩形波の基本波実効値は波高値の0.9倍であることから、抵抗負荷は $R_{Lmax}$ を10/9の二乗倍したものを接続した。

また、SP方式での $C_s$ は文献(1)の共振条件式より算出した0.072 $\mu$ Fに変更している。

〈3・2〉 3kW 双方向給電 電源周波数50kHz, 機械ギャップ160mm, 位置ずれのない標準状態における3kW給電実験結果をTable 3, 入出力電圧電流波形をFig. 5.に示す。

Fig. 5.より入出力電圧の位相が一致しており、理想変圧器特性が確認できる。またTable 3.より、G2Vで92.5%, V2Gで93.4%の給電効率が得られ、従来のSP方式(93.1%)と比べてほとんど変わらず高効率であることが確認できる。SPL方式(V2G)の効率がSP方式の効率よりわずかに高いのは測定誤差とばらつき( $\pm 0.5\%$ )が原因と考えられる。

〈3・3〉 位置ずれ・ギャップ長変動試験 自動車用非接触給電では前後左右の駐車位置の変動(位置ずれ)や、積載重量による車高(ギャップ長)の変動が避けられない。

位置ずれが生じたりギャップ長が大きくなると結合係数が低下し効率も低下する。機械ギャップ160mmで位置ずれの無い状態を標準状態とし、前後方向(x方向)位置ずれ $\pm 100$ mm, 左右方向(y方向)位置ずれ $\pm 200$ mm, ギャップ長変動 $\pm 40$ mmの範囲で特性変化を調べた。

Table 4に標準状態とx, y各方向の位置ずれ時, ギャップ長120mm, 200mm時の給電結果を示す。また位置ずれ, ギャップ長変動時の効率の変化をFig. 6.に示す。

Fig. 6.より, SPL方式の効率は位置ずれ・ギャップ長変動ともにSP方式とほぼ同じ特性であり, 車の左右方向(y方

表 3 実験結果 (標準状態)

Table 3. Experimental results (normal position)

	G2V	V2G	SP(G2V)
$R_L[\Omega]$	17.5	10	15
$R_{Lmax}[\Omega]$	10.9	8.0	12.9
$V_{IN1}[V]$	201.6	173.1	184.1
$V_{IN2}[V]$	202.5	193.5	183.2
$V_{IN2}/V_{IN1}$	1.00	1.12	1.00
$P_{IN1}[W]$	3319	3067	3314
$P_{IN2}[W]$	3069	3284	3084
$\eta[\%]$	92.5	93.4	93.1
$\eta_{max}[\%]$	97.1	97.1	97.1

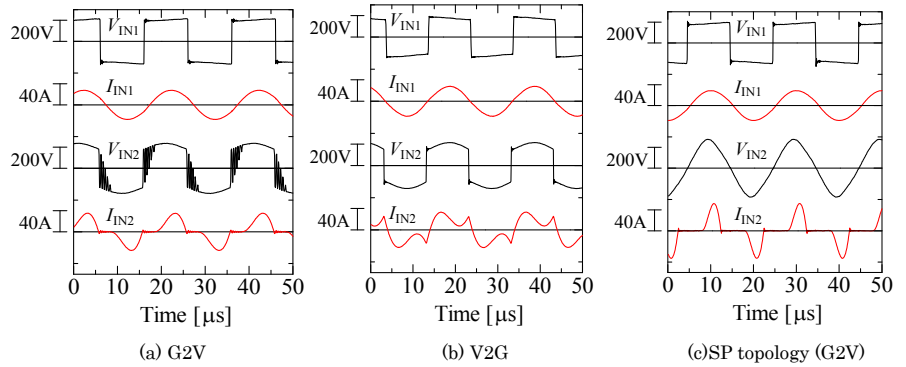


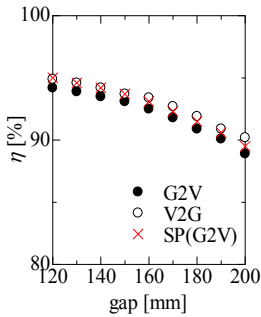
図 5 測定波形

Fig. 5. Experimental waveform of SPL topology.

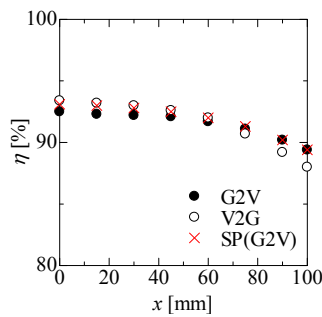
表 4 実験結果 (位置ずれ, ギャップ長変動)

Table 4. Experimental results with change in position and air gap.

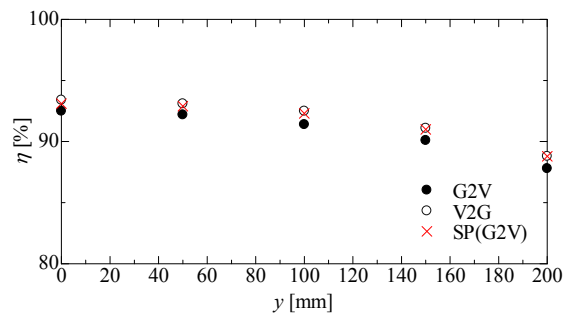
position	x[mm]	0		100		0		0		0	
	y[mm]	0		0		200		0		0	
	gap[mm]	160		160		160		120		200	
direction		G2V	V2G	G2V	V2G	G2V	V2G	G2V	V2G	G2V	V2G
$R_L[\Omega]$		17.5	10	17.5	10	17.5	10	17.5	10	17.5	10
$V_{IN1}[V]$		201.6	173.1	154.7	173.5	139.2	173.7	285.6	173.7	148.9	173.7
$V_{IN2}[V]$		202.5	193.5	202.5	313.6	202.7	299	202.3	135.2	202.5	267.4
$V_{IN2}/V_{IN1}$		1.00	1.12	1.31	1.81	1.46	1.72	0.71	0.78	1.36	1.54
$P_{IN1}[W]$		3319	3067	3430	3067	3499	3068	3257	3068	3453	3068
$P_{IN2}[W]$		3069	3284	3067	3483	3071	3455	3070	3232	3071	3401
$\eta[\%]$		92.5	93.4	89.4	88.0	87.8	88.8	94.2	94.9	88.9	90.2



(a) Change in gap length



(b) Change in forward direction



(c) Change in lateral direction

図 6 位置ずれ, ギャップ長変動時の給電効率

Fig. 6. Efficiency with change in position and air gap.

向)の位置ずれに強いことがわかる。

〈3・4〉抵抗負荷変動試験 Fig. 7に抵抗負荷  $R_L$  の値による給電効率変化の理論値 ((13)および(19)式による)と実験値の比較を示す。ここで  $R_L$  は整流器を考慮した実際に接続する負荷の値に換算した値を示す。理論値は鉄損を無視しているため、実験値より効率が高くなる。SP方式とSPL方式(G2V)の理論効率はほぼ等しく、SPL方式に拡張しても同様の特性が得られることが確認できる。受電電圧がほぼ一定の蓄電池の場合、Fig. 7は給電電力による給電効率の変化を示している。図より求めた最適抵抗負荷の時に効率が最大となっていることが確認できる。

#### 4. 検討と考察

〈4・1〉ハーフブリッジ回路 Fig. 1(b)の電源(整流器)にハーフブリッジ回路を用いた場合の双方向給電をPSIMによるシミュレーションで確認した。双方向ともにトランス部の電圧がFig. 1(a)のフルブリッジ回路に比べて1/2になる以外は動作に問題はなかった。

一次二次の電圧比を調整する方法には、トランスの巻数比による調整、フルブリッジ回路とハーフブリッジ回路の選択、さらに〈2・6〉で述べたC, Lの挿入がある。ハーフブリッジ回路を用いると、電流が流れる素子数が減るた

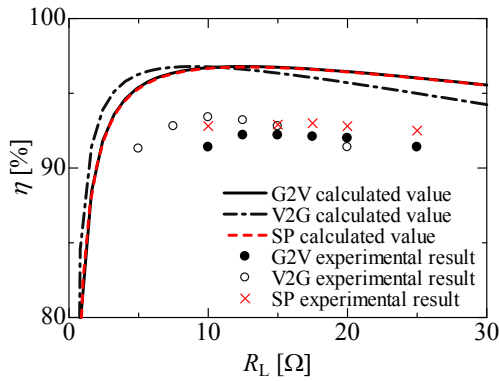
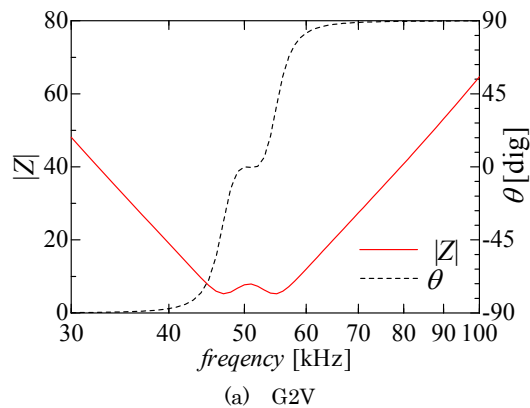
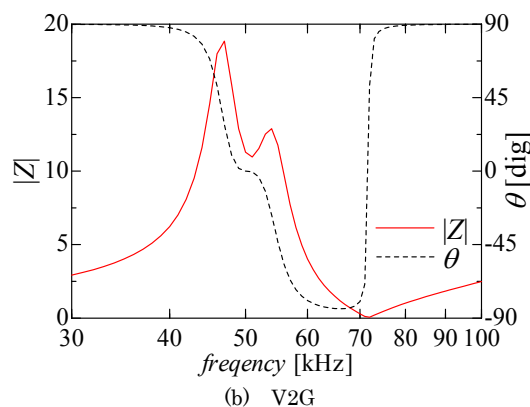


図7 負荷変動特性

Fig. 7. Transformer efficiency with load change.



(a) G2V



(b) V2G

図8 Zの周波数特性

Fig.8. Frequency characteristics of Z

め、効率向上や低コスト化が期待できる。

**〈4・2〉周波数特性** 非接触給電は共振回路を用いるため、電源周波数変動や素子定数変化によって、の共振周波数が電源周波数からずれた時の回路の特性を調べておく必要がある。Fig.8.に3章のSPL方式におけるインバータから見た負荷側回路におけるZの周波数特性の計算結果を示す。G2V, V2G共に周波数が $\pm 2\%$  (1kHz)程度変化しても、Zの絶対値や位相が大きく変化することはなく、実用上問題ないと考えられる。V2Gでは $L_s$ の追加により、高周波域でのZの絶対値が大きくなり、高調波電流を抑制できることが確認できる。

## 5. まとめ

電気自動車やプラグインハイブリッド自動車用の双方向非接触給電について、一方方向のSP方式から受電側整流器をインバータに変更し、直列リアクトル1個を追加し、直列コンデンサの値を変更するだけで、双方向給電が実現できるSPL方式を提案した。

SPL方式はSP方式の理想変圧器特性を維持し、SP方式のトランスをそのまま利用可能で、かつ双方向ともに高い給電効率が得られることを示した。

3kW, ギャップ長160mmの双方向給電実験で基本性能を確認し、SP方式の93.1%の給電効率とほぼ等しいG2Vで92.5%, V2Gで93.4%の給電効率が得られることを示した。

提案方式は自動車以外の非接触給電にも適用可能である。双方向非接触給電の応用が広がることを期待したい。

最後に、卒業研究で本研究に参加し多大なる貢献をした渡辺宏氏に深く感謝いたします。

## 文 献

- (1) S. Abe and Y. Kaneko: "Contactless Power Transfer System", IEEJ Journal, Vol. 128, No. 12, pp. 769-799 (2008)  
阿部茂・金子裕良:「非接触給電技術」, 電気学会誌, Vol. 128, No. 12, pp. 796-799 (2008)
- (2) M. Budhia, G. Covic and J. Boys: "A New IPT Magnetic Coupler for Electric Vehicle Charging Systems", IEEE IECON 2010, pp. 2481-2486 (2010)
- (3) U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana: "A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 10, pp. 4789-4796 (2011)
- (4) T. Nayuki, K. Fukushima, N. Gibo, K. Nemoto and T. Ikeya: "Preliminary Demonstrations of a Bi-directional Inductive Power Transfer System", CRIEPI Research Report, H10007 (2001)  
名雪琢弥・福島健太郎・宜保直樹・根本孝七・池谷知彦:「双方向非接触給電システムの提案と基本性能の実証」, 電力中央研究所報告, H10007 (2001)
- (5) S. Mochizuki, H. Watanabe, Y. Kaneko and S. Abe: "Study of Bidirectional Contactless Power Transfer Systems", Proc of IEE-SPC-11-180 (2011)  
望月大樹・渡辺宏・金子裕良・阿部茂:「双方向非接触給電システムの基礎検討」, 半導体電力変換研究会, SPC-11-180 (2011)
- (6) T. Tohi, Y. Kaneko, S. Abe: "Maximum Efficiency of Contactless Power Transfer Systems using k and Q", IEEJ Trans. on vol. 132, No. 1, pp. 123-124 (2012)  
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)
- (7) H. Takanashi, Y. Kaneko, S. Abe, and T. Yasuda: "A Large Air Gap 3kW Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles" ECCE2012, North Carolina, pp.296-274 (Sep 15-20 2012)