

# 非接触給電の定電圧出力および定電流出力を 電源周波数の変更だけで逆特性にする方法

今野 純也\*、工藤 貴広、仲達 崇一郎

金子 裕良、阿部 茂(埼玉大学)、藤田 祐輔(株ベルニクス)

The method to reverse constant voltage output and constant current output in wireless power transfer by merely changing frequency of power supply

Junya Konno, Takahiro Kudo, Soichiro Nakadachi

Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University), Yusuke Fujita (Bellnix Co., Ltd.)

## 1. はじめに

非接触給電では定電圧電源で駆動した場合、一般に二次出力は、一次直列二次並列コンデンサ方式 (SP 方式) では定電圧出力に、一次直列二次直列コンデンサ方式 (SS 方式) では定電流出力になる。本稿では電源周波数を変更するだけで、SP 方式は定電圧出力から定電流出力に、SS 方式は定電流出力から定電圧出力に変更可能であり、周波数の変更比率は結合係数  $k$  だけで決まることを明らかにする。

## 2. 二次出力特性が変わる電源周波数の決定法

Fig.1 は非接触給電トランスの簡略等価回路である。一次側諸量は巻数比  $a=N_1/N_2$  で二次側に換算しダッシュをつけて表す。一次自己インダクタンスを  $L_1$ 、二次自己インダクタンスを  $L_2$ 、相互インダクタンスを  $M$  とし、一次側と二次側のコンデンサの値は Table1 の値に決める。

簡略等価回路を 5 分割し各部の F 行列を A~E で表すと、全体の F 行列  $F$  は(1)式のように A~E の積で表される。

$$F = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} = ABCDE, \quad \begin{bmatrix} V_{IN}' \\ I_{IN}' \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} V_L \\ I_L \end{bmatrix} \quad (1)$$

<2.1>SP 方式 F 行列は周波数  $f_0 = \omega_0/2\pi$  のとき、Table2 のように  $F_{11}=1/F_{22}=M/aL_2 \doteq k$  となる。定電圧電源で駆動した場合  $V_{IN}/V_L = M/L_2$  から二次側は定電圧出力となる。

この回路を  $f_0$  以外の周波数で駆動した場合に、F 行列の  $F_{11}=0$  とする周波数  $f_1 = \omega_1/2\pi$  が存在する。周波数  $f_1$  の定電圧電源で駆動した場合  $V_{IN} = a \times F_{12} \times I_L$  から二次側は定電流となる。また周波数比  $f_1/f_0 = \alpha_{SP}$  の二乗は(2)式の解  $y$  として求め、(3)式のように  $k$  のみの式で表すことができる。

$$(1-k^2)y^2 - (2-k^2)y + 1 - k^2 = 0 \quad (2)$$

$$\alpha_{SP} = \frac{f_1}{f_0} = \sqrt{\frac{(2-k^2) \pm k\sqrt{4-3k^2}}{2(1-k^2)}} \quad (3)$$

<2.2>SS 方式 F 行列は、電源周波数  $f_0$  のとき  $F_{12}=1/F_{21} = -j\omega_0 M$  となる。定電圧電源で駆動した場合  $V_{IN} = a \times F_{12} \times I_L$

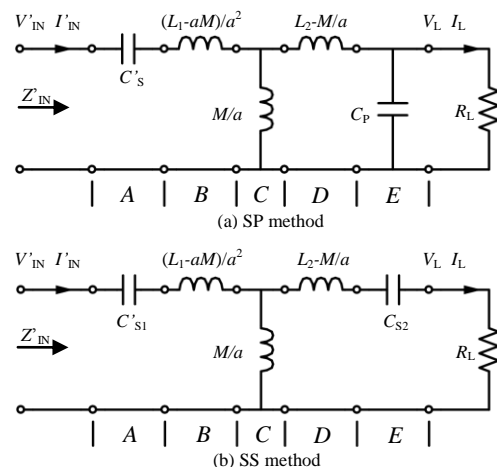


Fig.1. Simplified equivalent circuit.

Table1. Capacitance at SP and SS method.

	Primary	Secondary
SP	$1/C_S = \omega_0^2(L_1 - M^2/L_2)$	$1/C_P = \omega_0^2 L_2$
SS	$1/C_{S1} = \omega_0^2 L_1$	$1/C_{S2} = \omega_0^2 L_2$

Table2. F matrix at  $f_0$  and  $f_1$ .

	Frequency	F matrix
SP	$f_0$	$\begin{bmatrix} M/aL_2 & 0 \\ 0 & aL_2/M \end{bmatrix}$
	$f_1$ ( $=\alpha_{SP} f_0$ )	$\begin{bmatrix} 0 & j \left( \frac{\alpha_{SP}^2 - 1}{\alpha_{SP}} \right) \omega_0 (L_1 L_2 - M^2) / aM \\ j \left( \frac{\alpha_{SP}^2 - 1}{\alpha_{SP}} \right) \frac{a}{\omega_0 M} & aL_2/M \end{bmatrix}$
SS	$f_0$	$\begin{bmatrix} 0 & -j\omega_0 M/a \\ -ja/\omega_0 M & 0 \end{bmatrix}$
	$f_1$ ( $=\alpha_{SS} f_0$ )	$\begin{bmatrix} \left( \frac{\alpha_{SS}^2 - 1}{\alpha_{SS}^2} \right) \frac{L_1}{aM} & 0 \\ -ja/\omega_0 M & \left( \frac{\alpha_{SS}^2 - 1}{\alpha_{SS}^2} \right) \frac{aL_1}{M} \end{bmatrix}$

Table3. Transformer parameters.

$f_0$ [kHz]	100
Gap [mm]	3
$N_1/N_2$	37/8
$k$	0.615
$r_1$ [m $\Omega$ ]	496
$r_2$ [m $\Omega$ ]	27.2
$L_1$ [ $\mu$ H]	276
$L_2$ [ $\mu$ H]	12.8
$M$ [ $\mu$ H]	36.6
$\alpha_{SP}$	0.683, 1.46

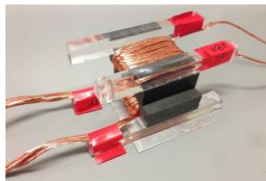


Fig.2. Transformer

から二次側は定電流出力となる。

この回路を  $f_0$  以外の周波数で駆動した場合、F 行列の  $F_{12}=0$  とする周波数  $f_1$  が存在する。周波数  $f_1$  の定電圧電源で駆動した場合  $V_{IN}/V_L = a \times F_{11}$  から二次側も定電圧となる。また周波数比  $f_1/f_0 = \alpha_{SS}$  は(4)式のように  $k$  のみの式で表すことができる。

$$\alpha_{SS} = \frac{f_1}{f_0} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm k}} \quad (4)$$

### 3. 実験による検証

SP 方式で給電実験を行い、特性を検証した。標準ギャップ 3mm の非接触給電トランス(Fig.2)の定数を Table3 に、実験回路を Fig.3 に示す。Table4 は駆動周波数  $f_0=100$ kHz、 $f_1=68.5$ kHz, 145kHz においてトランス入力電圧を一定に保ち負荷抵抗  $R_L$  を変えたときの各部の電圧電流である。100kHz において  $V_2$  が、68.5kHz, 145kHz において  $I_D$  が負荷によらず一定で、定電圧および定電流出力特性が確認できた。定電流出力特性では大きな  $R_L$  で効率が低下した。

Fig.4 は  $R_L=28\Omega$  のときの各周波数における電圧電流波形である。68.5kHz では  $I_{IN}$  の位相が  $V_{IN}$  より進み、145kHz では遅れる。Fig.5 はトランス入力インピーダンス  $Z_{IN}$  の周波数特性である。 $|Z_{IN}|$  は定電圧出力の  $f_0=100$ kHz で極大となり、定電流出力の  $f_1=68.5$ kHz, 145kHz でほぼ極小となる。

### 4. むすび

非接触給電トランスの出力特性は電源周波数を変更するだけで、SP 方式は定電圧出力から定電流出力に、SS 方式は定電流出力から定電圧出力に変更可能である。このとき周波数の変更比率は結合係数  $k$  のみで表すことができる。

ギャップ長や位置ずれで  $k$  が変わる場合、従来の定電圧特性の SP 方式では  $L_2$  はほぼ一定のため共振周波数は変わらず、一次二次の電圧比が変わった。これに対し、定電流特性の SP 方式では  $k$  に応じて周波数を変える必要がある。SS 方式でも同様のことが言える。このため提案方法は  $k$  が変動しない非接触給電に適した方式である。

文 献

- (1) 遠井,金子,阿部 電学論 D Vol.132, No.1 pp.123-4(2012)

Table4. Experimental result.

$f$ [kHz]	100			68.5			145		
$R_L$ [ $\Omega$ ]	14	28	56	14	28	56	14	28	56
$V_{IN}$ [V]	90.1	90.1	90.1	62.9	63.0	63.0	45.8	45.8	45.8
$I_{IN}$ [A]	0.841	0.502	0.301	0.901	1.17	1.71	0.536	0.928	1.64
$V_2$ [V]	27.1	28.4	28.7	14.5	25.8	44.2	17.7	30.2	51.8
$I_D$ [A]	2.55	1.55	0.907	1.84	1.80	1.69	1.46	1.46	1.44
$P_L$ [W]	50.1	29.2	16.1	17.3	31.8	50.0	17.2	30.0	50.0
$\eta$ [%]	98.6	97.7	96.3	95.1	95.3	93.4	96.3	94.5	90.2

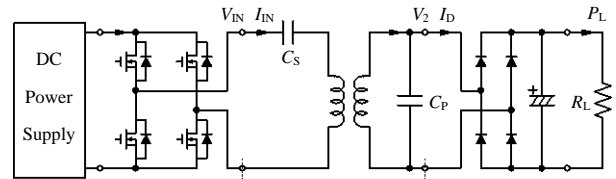
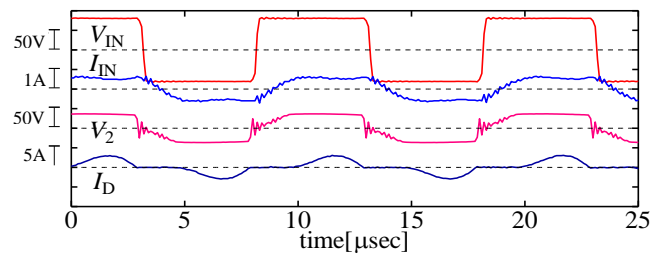
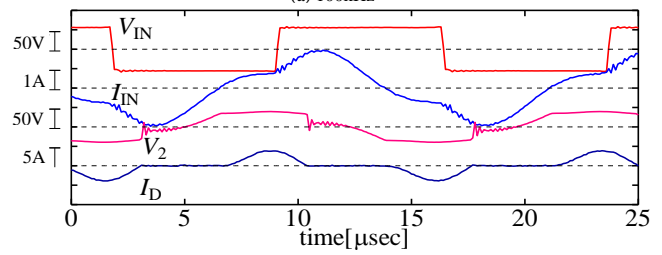


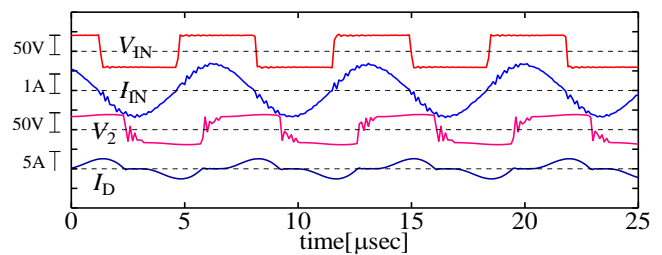
Fig.3. Experimental circuit.



(a) 100kHz



(b) 68.5kHz



(c) 145kHz

Fig.4. Voltage and current waveform ( $R_L=28\Omega$ ).

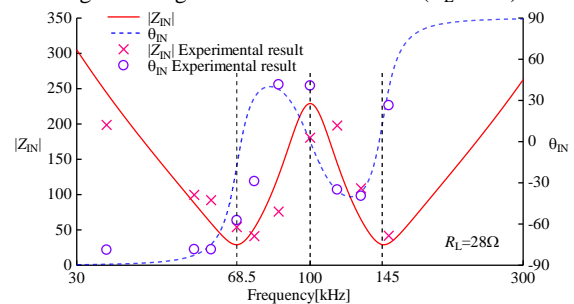


Fig.5. Frequency characteristics of  $Z_{IN} (=a^2 Z'_{IN})$ .