

# 走行中非接触給電システムに適した 回路方式の検討

津田 和真\*, 山田 潤, 金子 裕良 (埼玉大学)

Study about Circuit Topologies of suitable for Dynamic Wireless Power Transfer system

Kazuma Tsuda\*, Jun Yamada, Yasuyoshi Kaneko (Saitama University)

## 1. はじめに

電気自動車の走行中非接触給電に関する研究は盛んに行われている。図 1 のような走行中非接触給電システム<sup>(1)</sup>では受電コイルと送電コイル間が十分離れているとき無負荷状態になる。従来用いられてきた SS 方式などでは入力インピーダンスが低下し、過大な電流が流れてしまうため並列接続での駆動はできない<sup>(2)</sup>。この解決手段として一次側並列二次側直列方式(PS 方式)<sup>(3)</sup>が有効である。しかしながら、一次側コイルと並列にコンデンサを設置することで過大な共振電流が流れる課題がある。一次側の巻数を増加することで一次側並列コンデンサに流れる共振電流を低減できる。しかし、インピーダンスが過大になり、電源電圧を大きくする必要があり、実用上問題がある。本稿では共振電流を増加させずに電源電圧を小さくできる回路方式を提案し、従来の PS 方式との給電特性を比較した。

## 2. PS 方式と PSS 方式の回路特性

本稿で比較する一次側並列二次側直列コンデンサ方式(PS 方式)、一次側並列コンデンサを分割した一次側並列直列二次側直列コンデンサ方式(PSS 方式)の回路図を図 2 に示す。表 1 に PS 方式、PSS 方式の各方式の特性を示す。

### (2.1) PS 方式

一次側並列コンデンサ  $C_P$  は一次側自己インダクタンス  $L_1$  と共振するように、二次側直列コンデンサ  $C_S$  は一次側電源力率が 1 となるような値に定める。このとき理想変圧器特性が成り立つ。入力インピーダンス  $Z_{IN}$  は分母に相互インダクタンス  $M$  が入っているため過大になりやすい。そのため  $Z_{IN}$  を下げるには一次側の巻数を減少させる必要がある。ただし、 $M$  が低下するため共振電流  $I_{CP}$  は増加する。

### (2.2) PSS 方式

図 2(b) ように PS 方式の一次側並列コンデンサ  $C_P$  を  $L_1$  に対して並列と直列に分割する。二次側直列コンデンサ  $C_{S2}$  は分割数  $s$  によって変化する。このとき PS 方式と同様に理想変圧器特性が成り立つ。 $Z_{IN}$  は分割比  $s$  を変更することによって減少させることができる。最適負荷  $R_{OUTMAX}$  も分割比  $s$  を変更することによって変更することができる。また、 $M$  を変化させていないため共振電流  $I_{CP}$  は変化しない。

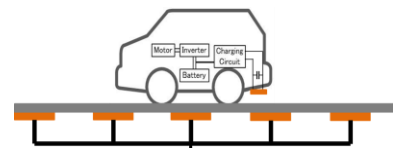


図 1 走行中非接触給電システムの概要図  
Fig. 1. Outline of the Dynamic Wireless Power Transfer system

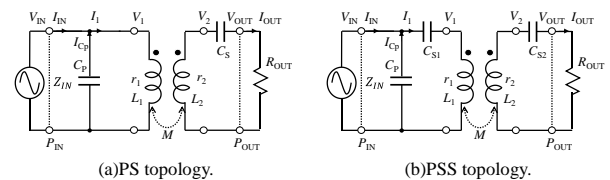


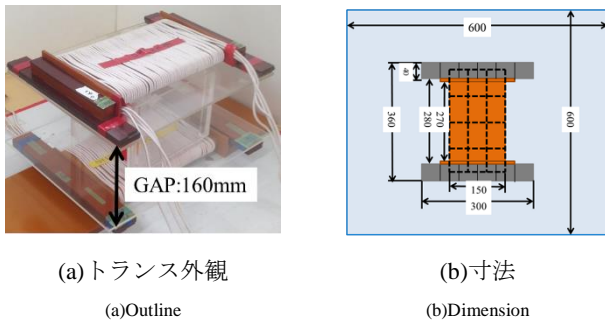
図 2 PS 方式と PSS 方式

Fig. 2. PS and PSS topologies

表 1 PS 方式と PSS 方式の回路特性

Table 1. PS and PSS circuit characteristics

回路方式		PS 方式	PSS 方式
補償 コン デン サ	$C_P$	$\frac{1}{\omega^2 L_1}$	$\frac{1}{s\omega^2 L_1}$
	$C_{S1}$	なし	$\frac{1}{(1-s)\omega^2 L_1}$
	$C_{S2}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2 (1-k^2)}$	$\frac{1}{\omega^2 L_2 (1-k^2/s)}$
入出力特性		$\begin{cases} V_{IN} = \frac{L_1}{M} V_{OUT} \\ I_{IN} = \frac{M}{L_1} I_{OUT} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{IN} = \frac{sL_1}{M} V_{OUT} \\ I_{IN} = \frac{M}{sL_1} I_{OUT} \end{cases}$
入力 インピー ダンス $Z_{IN}$		$\left(\frac{L_1}{M}\right)^2 R_{OUT}$	$\left(\frac{sL_1}{M}\right)^2 R_{OUT}$
最適負荷 $R_{OUTMAX}$		$\omega M \sqrt{\left(\frac{M}{L_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}}$	$\omega M \sqrt{\left(\frac{M}{sL_1}\right)^2 + \frac{r_2}{r_1}}$
共振電流 $I_{CP}$		$\frac{\sqrt{R_{OUT} P_{OUT}}}{\omega M}$	



(a)トランス外観 (b)寸法  
(a)Outline (b)Dimension

図 3 トランスの外観と寸法

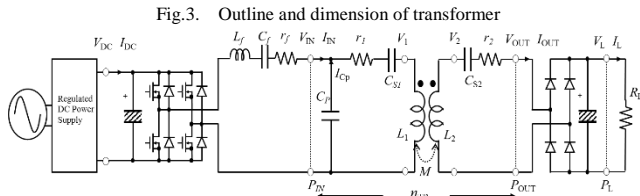


図 4 実験回路  
Fig.4. Experimental circuit

3. 給電実験による比較

同負荷抵抗時( $R_L=9\Omega$ )の PS 方式(分割比  $s=1.0$ )と PSS 方式( $s=0.6, 0.2$ )の給電実験を行い、位置ずれがない標準時、無負荷時の給電特性を比較した。一次側コイルと二次側コイルは同形状の H 型ソレノイドコイルを用いた。トランス外観、寸法は図 3 に示す。ギャップ 160mm 時の標準時のトランス定数を表 2 に、実験回路図を図 4 に示す。また、基本波(85kHz)での特性を比較するために本稿ではバンドパスフィルターを用いて正弦波を出力している。表 3 に PS 方式、PSS 方式の補償コンデンサ値を示す。また、無負荷時の入力電圧  $V_{IN}$  は標準時の出力電力  $P_L$  が 1500W となる入力電圧  $V_{IN}$  にして実験を行った。

図 5 に同負荷抵抗時における標準時と無負荷時の入力電流電圧波形を示す。標準時において、分割比  $s$  を小さくするほど、入力インピーダンス  $Z_{IN}$  が減少するため、同出力電力を得るのに必要な入力電圧  $V_{IN}$  が減少した。このとき共振電流がわずかに増加したが、給電効率の差異によるものだと考えられる。また、給電効率の減少については入力電流の増加が原因だと考えられるが、分割比  $s=0.6$  のときでは PS 方式( $s=1.0$ )の 0.2 ポイント減少しただけでほとんど変化せず、高効率での給電が維持できている。

無負荷時において、PS 方式、PSS 方式ともに標準時の入力電流  $I_{IN}$  と比較すると減少している。また、分割比  $s$  を小さくするほど、消費電力  $P_{IN}$  が増加した。これも入力インピーダンス  $Z_{IN}$  が減少したことが原因と考えられる。

4. まとめ

本稿では従来の PS 方式において地上側並列コンデンサに流れる共振電流を低減する場合、電源電圧を大きくする必要があるという課題に注目し、電源電圧を小さくできる回

表 2 トランス定数

Table 2. Parameters of transformer

$N_1/N_2$ [T]	8/14
$r_1$ [mΩ]	27.8
$r_2$ [mΩ]	85.0
$L_1$ [μH]	23.5
$L_2$ [μH]	68.31
$M$ [μH]	8.34
$k$	0.208

表 3 補償コンデンサ値

Table 3. Parameters of capacitor

$s$	1.0	0.6	0.2
$C_p$ [μF]	0.149	0.248	0.745
$C_{s1}$ [μF]	なし	0.373	0.186
$C_{s2}$ [μF]	0.0536	0.0553	0.0655

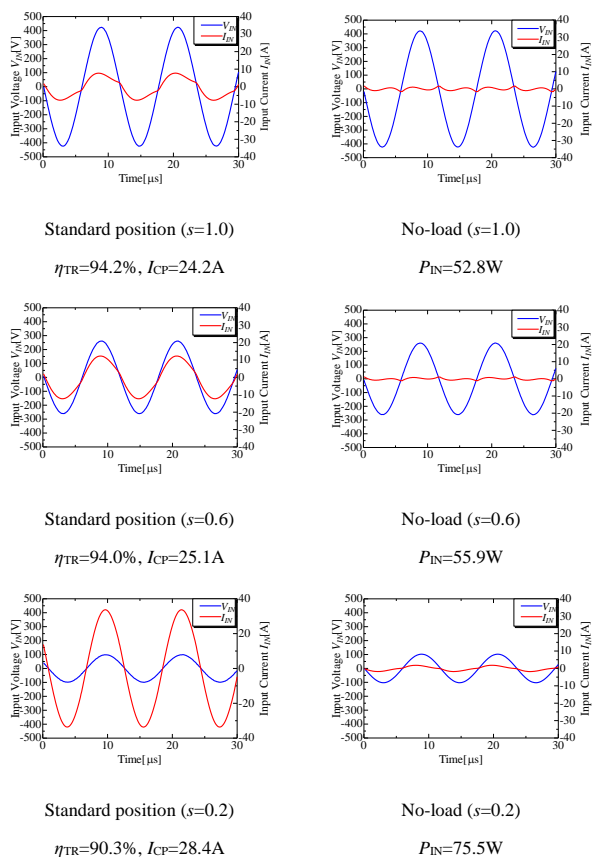


図 5 入力電圧電流波形

Fig.5. Input waveform

路方式として PSS 方式を提案し、従来の PS 方式との給電特性を比較した。標準時において同出力電力を得るのに必要な入力電圧が減少したことを確認した。また、無負荷時において、PS 方式、PSS 方式ともに標準時の入力電流と比較すると減少していることも確認した。

今後、一次側を複数個並べた場合について検討していく。

文献

- (1) 大場他:自動車技術会秋季大会 297-20145827(2014)
- (2) 今野他:平成 27 年電学全大 No.4-210, pp.353-354(2015)
- (3) 藤田他:電学論 Vol.127, No.2, pp.174-180 (2007.2)