

一次直列二次並列コンデンサを用いた移動型非接触給電の 電圧比問題とその解決法

金井 研二* 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

Solution to Voltage Ratio Problem on the Moving Pick-up Type Contactless Power Transfer System
using Series and Parallel Resonant Capacitors.

Kenji Kanai*, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

The moving pick-up type contactless power transfer systems are used in power supply devices for clean rooms, automatic guided vehicles. If the primary series and the secondary parallel capacitors are set proper values, the equivalent circuit of the system becomes the same as an ideal transformer and the system shows good characteristics. Using this circuit, Inverter output voltage lowers in comparison with secondary voltage. So efficiency of inverter also lowers. This paper presents five methods to resolve the problem, and compared by simulation and experiment.

キーワード：非接触給電,共振コンデンサ,エレベータ

(Contactless power transfer system, resonant capacitor, elevator)

1. はじめに

非接触給電システムは接点の不良、摩耗、火花が無く、給電部と受電部が絶縁されているため安全でクリーン、保守も容易なシステムである。このため、工場の搬送車などで実用化され、一つの昇降路で複数のかごを動かすマルチカーエレベータでは不可欠の技術とされている⁽¹⁾⁽²⁾。

非接触給電システムには、給電線に沿ってピックアップコイルが移動する移動型⁽³⁾⁽⁴⁾と、コア付きの一次巻線と二次巻線が空隙を隔てて定位置に置かれる固定型⁽⁵⁾とがある。いずれもトランス部のギャップ長が大きく、移動型では給電線も長くなるため、低結合係数と大きな漏れインダクタンスの問題がある。これらの対策として、周波数を 10kHz 以上にとり、二次誘起電圧を上げ、漏れインダクタンスの補償のため共振コンデンサが用いられている⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

共振コンデンサの接続方式として一次側は巻線に直列に、二次側は並列にコンデンサを接続する方式 (Series /Parallel 方式、以下 S/P 方式と呼ぶ) がある。これらを適切な値にすると、共振周波数においてコンデンサを含めたトランスの等価回路が理想トランスと等価になり良好な特性が得られる⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

移動型非接触給電システムは給電線が長く一次側巻数 N_1 が少ない (通常 $N_1=1$)。そのためトランスの巻数比 $a=N_1/N_2$ が小さくなり、S/P 方式では一次電圧 (インバータ出力電圧) が二次電圧に比べかなり低くなる。また、直列コンデンサにより漏れインダクタンスを補償するため、給電線が長くても一次電圧は上がらない。電源にフルブリッジインバー

タを使用する場合、一次電圧が低いと素子の電圧降下による損失が大きくなり、電源効率が低下する。

本論文では、S/P 方式を用いた移動型非接触給電システムの上記一次二次電圧比問題を解決する方法を検討する。一次電圧を上げる方式として、高周波トランスを挿入する方式、給電線を N 回巻にする方式、二次側に直列と並列のコンデンサを用いる方式、一次側に直列インダクタと並列コンデンサを用い、二次側に並列コンデンサあるいは直列コンデンサを用いる方式、の 5 方式についてシミュレーションと実験により特性を比較する。

また、大規模な移動型非接触給電システムを想定し、給電線が長くなった場合についての検討も行う。

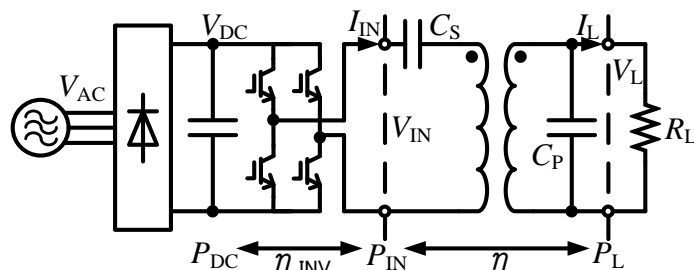


図 1 非接触給電システム

Fig. 1. Contactless Power Transfer System.

2. 非接触給電システム

〈2・1〉 一次直列二次並列コンデンサ方式(S/P 方式)

S/P 方式による非接触給電システムの主回路を図 1 に、給

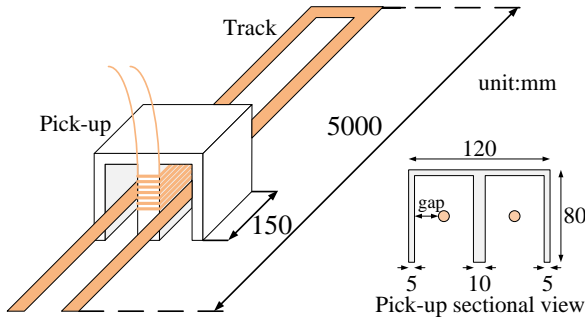


図2 受電部

Fig. 2. Pick-up coil.

電線と受電部の構成を図2に示す。

本研究では高周波電源に20kHzのフルブリッジインバータを用いる。給電線は長さが数m~100mで、リッツ線を用いる。受電部はE字断面のフェライトコアにリッツ線を巻いた構造である。コアと給電線間のギャップ長は15mm以上とする。一次側給電線に直列コンデンサを、二次側受電部巻線に並列コンデンサを接続する。負荷は給電電力に相当する負荷抵抗で模擬する。

〈2・2〉 等価回路 給電トランスをT型等価回路で表し、直列及び並列共振コンデンサ C_s , C_p と負荷抵抗 R_L を加えた詳細等価回路を図3に示す。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。実際の非接触給電システムでは、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 r'_0, r'_1, r'_2 を省略し、また負荷 R_L は純抵抗と見なせるとして以下の解析を進める。

〈2・3〉 直列及び並列コンデンサ 二次並列コンデンサ C_p の値は電源周波数 f_0 ($\omega_0=2\pi f_0$) において二次巻線の自己インダクタンス L_2 に共振するように(1)式の値に決める。

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

次に一次直列コンデンサ C_s の値を(2)式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C'_s} = x'_s = \frac{x'_0 x_2}{x'_0 + x_2} + x'_1 \dots \dots \dots (2)$$

この時の一次電圧 V'_{IN} と二次電圧 V_L および一次電流 I'_{IN} と二次電流 I_2 の関係を示すF行列は次式となり、

$$\begin{pmatrix} V'_{IN} \\ I'_{IN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & 1/b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_L \\ I_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} bV_L \\ I_L/b \end{pmatrix} \dots \dots \dots (3)$$

$$V'_{IN} = bV_L, \quad I'_{IN} = I_L/b, \quad b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \dots \dots \dots (4)$$

巻数比 b の理想変圧器に負荷抵抗を接続したものと等価になる。図3の詳細等価回路と(4)式から、効率が最大となる負荷抵抗の値 R_{LMAX} とその時の効率 η_{MAX} は(5)(6)式となる。

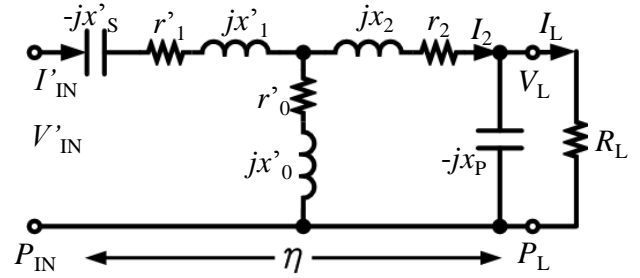


図3 詳細等価回路

Fig. 3. Detailed equivalent circuit of S/P method.

$$R_{LMAX} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1} \dots \dots \dots (5)$$

$$\eta_{MAX} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1}} \dots \dots \dots (6)$$

(5)(6)式を用いて、非接触給電システムを設計すれば、高効率な給電が可能となる。

〈2・4〉 S/P 方式による移動型非接触給電の電圧比問題 一次電圧 V_{IN} と二次電圧 V_L の関係は(4)式から次式となる。

$$V_{IN} = abV_L \dots \dots \dots (7)$$

通常、移動型非接触給電システムの給電線は1回巻で巻数 $N_1=1$ であるため、巻数比 $a=N_1/N_2$ は小さくなる。さらに b は(4)式から分かるように1以下となるため、 V_{IN} は V_L に比べるとかなり低くなる。電源の半導体素子の電圧降下は数Vあるため、 V_{IN} が低いと電源効率が低下する。

二次巻数 N_2 を減らせば a を増加できるが、結合係数と L_2 の低下が問題となる。電圧比問題を解決するためには、一次電圧 V_{IN} を高くできる方式を検討する必要がある。

3. 電圧比問題の解決法

〈3・1〉 高周波トランス方式(TS/P方式) 高周波トランスをインバータと非接触給電システムとの間に挿入することで、インバータの出力電圧 V_{IN} を高くする方式である。電源周波数が高いため高周波トランスは小型になる上、インバータと非接触給電システムとの間の絶縁もできる。巻数比 a_T の高周波トランスを使用すれば V_{IN} を a_T 倍に昇圧できる。高周波トランス方式の詳細等価回路を図4に示す。

〈3・2〉 一次N回巻給電線方式(NS/P方式) 給電線の巻数をN回巻に増やすことで、巻数比 a を増加し V_{IN} を高くする方式である。実用上は給電線敷設工事に難があるが、他方式との比較のために検討した。

詳細等価回路はS/P方式と同じ図3となる。給電線の巻数をN回に増やす際は、巻線の断面積を $1/N$ にし、一次側巻線束(給電線)の電流密度が一定となるようにした。

このように巻数をN倍にすると、巻線は長さがN倍、断面積が $1/N$ 倍になるため、抵抗 r_1 は N^2 倍になる。一次側の

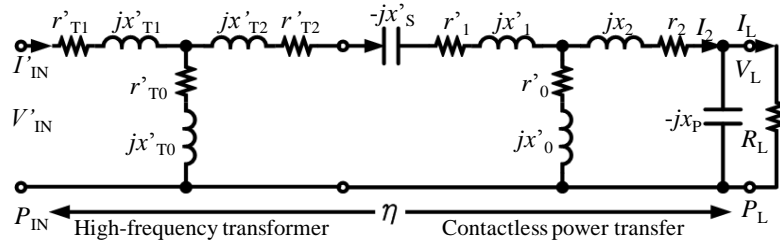


図4 高周波トランス方式詳細等価回路

Fig. 4. Detailed equivalent circuit of TS/P method.

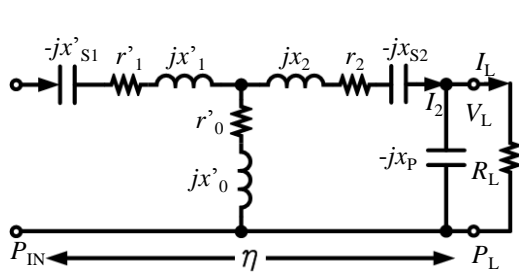


図5 二次直列並列コンデンサ方式詳細等価回路

Fig. 5. Detailed equivalent circuit of S/SP method.

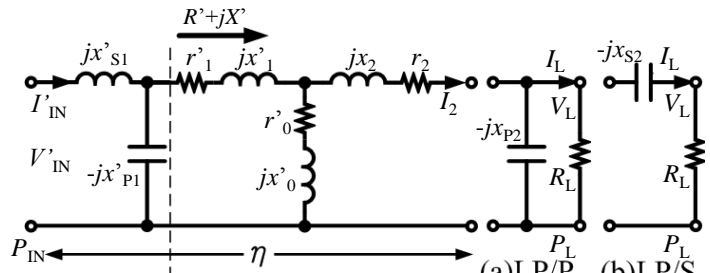


図6 一次並列コンデンサ方式等価回路(a)LP/P方式(b)LP/S方式

Fig. 6. Detailed equivalent circuit.

(a)LP/P method. (b)LP/S method.

自己インダクタンスや I_0 、 I_1 も N^2 倍になる。二次側に換算すると r_1 、 I_0 、 I_1 は変化しないため1回巻給電線装置と同じ電力を供給する場合、 V_{IN} は N 倍になるが、(6)式の効率 η は変化しない。

〈3・3〉二次直列・並列コンデンサ方式(S/SP方式)

二次側の並列コンデンサを C_{S2} と C_P の二つに分け、二次電圧を分圧し、結果的に V_{IN} を高くする方式である。詳細等価回路を図5に示す。 C_{S2} 、 C_P の値は(8)式のように決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_{S2}} + \frac{1}{\omega_0 C_P} = x_{S2} + x_P = x'_0 + x_2 \dots\dots\dots(8)$$

また、一次直列コンデンサ C'_{S1} の値を(9)式のように決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C'_{S1}} = x'_{S1} = x'_1 \dots\dots\dots(9)$$

r'_0, r_1, r_2 を省略した時の入出力特性は、

$$\begin{pmatrix} V'_{IN} \\ I'_{IN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x'_0/x'_P & j(x_2 - x_{S2}) \\ 0 & x'_P/x'_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_L \\ I_L \end{pmatrix} \dots\dots\dots(10)$$

従って、 C_P を大きくすれば V_{IN} を高くすることができる。しかし、 C_{S2} と C_P の比率により効率特性が変化し、効率が低下する可能性がある。また、 $x_2 = x_{S2}$ とすれば理想変圧器特性が得られる。

〈3・4〉一次直列インダクタ一次並列二次並列コンデンサ方式(LP/P方式)

一次側巻線に並列にコンデンサ接続する方式があり、共振インバータが用いられてきた⁽³⁾。フルブリッジインバータを用いるには、並列コンデンサへ大きな高調波電流が流入するのを防ぐためインダクタ挿入する必要がある。これにより V_{IN} も高くすることができる。

この方式では二次側の共振コンデンサの接続方法を直列

あるいは並列とする二種類の回路について検討する。

二次側に並列コンデンサ C_{P2} を接続する LP/P 方式⁽⁶⁾ の等価回路を図6(a)に示す。 C_{P2} の値は S/P 方式と同様に、二次巻線の自己インダクタンスと共振するように(11)式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_{P2}} = x_{P2} = x'_0 + x_2 \dots\dots\dots(11)$$

r'_0, r_1, r_2 を省略した回路で、図6の点線から右側のインピーダンスを $R' + jX'$ とする。一次直列インダクタ L'_{S1} と並列コンデンサ C'_{P1} の値は(12)式の値に決める。

$$\omega_0 L'_{S1} = x'_{S1} = \frac{1}{\omega_0 C'_{P1}} = x'_{P1} = X' \dots\dots\dots(12)$$

回路全体のインピーダンス Z_{LPP} は

$$Z_{LPP} = \left(\frac{x'_0 x'_1 + x'_1 x_2 + x_2 x'_0}{x'_0} \right)^2 \frac{1}{R_L} = \frac{c^2}{R_L} \dots\dots\dots(13)$$

$$c = \frac{x'_0 x'_1 + x'_1 x_2 + x_2 x'_0}{x'_0} \dots\dots\dots(14)$$

となり、電源の力率が1になる。 r'_0, r_1, r_2 を省略した時の入出力関係は次式となる。

$$\begin{pmatrix} V'_{IN} \\ I'_{IN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jc \\ j/c & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_L \\ I_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} jcI_L \\ jV_L/c \end{pmatrix} \dots\dots\dots(15)$$

(15)式から、LP/P方式の入出力特性は定電圧が定電流に、定電流が定電圧に変換されるイミタンス変換器特性⁽⁷⁾となる。効率が最大となる負荷抵抗の値 R_{LMAX} とその時の効率 η_{MAX} は S/P 方式と等しく(5)(6)式となる。

〈3・5〉一次直列インダクタ一次並列二次直列コンデンサ方式(LP/S方式) 二次側に直列コンデンサ C_{S2} を接続するLP/S方式の等価回路を図6(b)に示す。 C_{S2} の値はS/P方式と同様に(16)式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_{S2}} = x_{S2} = x'_0 + x_2 \dots\dots\dots(16)$$

LP/P方式と同様に r'_0, r'_1, r_2 を省略した回路で図6の点線から右側のインピーダンスを $R' + jX'$ とする。一次直列インダクタ L'_{S1} と並列コンデンサ C'_{P1} の値を(17)式の値に決める。

$$\omega_0 L'_{S1} = x'_{S1} = \frac{1}{\omega_0 C'_{P1}} = x'_{P1} = X' \dots\dots\dots(17)$$

回路全体のインピーダンス Z_{LPS} は、

$$Z_{LPS} = \frac{X'^2}{R'} = \left(\frac{x'_0 + x'_1}{x'_0} \right)^2 R_L = d^2 R_L \dots\dots\dots(18)$$

$$d = \frac{x'_0 + x'_1}{x'_0} \dots\dots\dots(19)$$

となり、電源の力率が1となる。入出力関係は次式となる。

$$\begin{pmatrix} V'_{IN} \\ I'_{IN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d & 0 \\ 0 & 1/d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_L \\ I_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} dV_L \\ I_L/d \end{pmatrix} \dots\dots\dots(20)$$

(20)式からLP/S方式はS/P方式と同様に理想変圧器特性が得られることが分かる。また、最大効率が得られる負荷 R_{LMAX} とその時の効率 η_{MAX} は(21)(22)式のようになる。

$$R_{LMAX} = x'_0 \sqrt{\frac{r_2}{r'_1}} \dots\dots\dots(21)$$

$$\eta_{MAX} = \frac{1}{1 + \frac{2}{x'_0} \sqrt{r'_1 r_2}} \dots\dots\dots(22)$$

4. 提案方式の比較

〈4・1〉実験モデル 提案方式の回路においてシミュレーション及び実験を行った。図2のように、給電線は長さ5.0mで1回巻の場合は0.25mmφ×24×16のリッツ線を使用した。受電部にはフェライトコアを使用し、0.05mmφ×1800のリッツ線を6回巻いた。NS/P方式の給電線には長さ5.0mで0.25mmφ×64のリッツ線を6回巻いて $N_1=6$ とした。実験装置の定数を表1に、各方式のインダクタとコンデンサの値を表2に示す。

TS/P方式で用いる高周波トランスは、コアにTDK製PQ107X87X70を使用し、一次巻線には0.25mmφ×24×2のリッツ線を36回巻き、二次巻線には0.25mmφ×24×16のリッツ線を6回巻いた。巻数比は非接触トランスの巻数比の逆数とした。

表1 実験装置の定数

Table 1. Parameters of experiments.

N_1	1	6(NS/P)
f_0 (kHz)	20	20
a	1/6	6/6
l_0 (μH)	0.345	12.9
l_1 (μH)	6.89	224
l_2 (μH)	4.45	3.82
r_0 (mΩ)	0.0	0
r_1 (mΩ)	19.1	424
r_2 (mΩ)	8.07	7.66
k	0.18	0.20
b	0.73	0.77
R_L (Ω)	20	20
η_{MAX} (%)	91.2	93.2
R_{LMAX} (Ω)	26.7	20.2

表2 インダクタとコンデンサの定数

Table 2. Parameters of inductance and capacitor.

TS/P	$C_S=9.08\mu F$	$C_P=3.76\mu F$	
NS/P	$C_S=0.279\mu F$	$C_P=3.78\mu F$	
S/SP	$C_{S1}=8.76\mu F$	$C_{S2}=4.29\mu F$	$C_P=30.3\mu F$
LP/P	$L_{S1}=6.98\mu H$	$C_{P1}=9.07\mu F$	$C_{P2}=3.76\mu F$
LP/S	$L_{S1}=7.23\mu H$	$C_{P1}=8.76\mu F$	$C_{S2}=3.76\mu F$

S/SP方式、LP/P方式、LP/S方式についてはシミュレーションだけ行った。S/SP方式のコンデンサは $V_{IN}=V_L$ となるような値に設定した。

シミュレーション及び実験での負荷抵抗 R_L の値は20Ωとし、高周波電源の周波数 f_0 は20kHzとした。

〈4・2〉シミュレーション 表1、表2の定数を用いて、Powersim.Inc.のPSIMを用いて負荷電力 P_L が1.5kWとなるようなシミュレーションを行った。NS/P方式以外のシミュレーションでは $N_1=1$ の実験装置定数を使用した。結果を図7、表3に示す。効率 η はインバータ出力 P_{IN} と負荷電力 P_L から、電源力率 pf は V_{IN} と I_{IN} から求めた。

表3を見れば、 V_{IN} が最も高いのはLP/S方式であり、次いでS/SP方式、TS/P方式、NS/P方式、LP/P方式である。表3に示される様に、 η はNS/P方式で最も高くなった。

TS/P方式では高周波トランスが挿入されるため効率が力率が低下する。S/SP方式、LP/P方式、LP/S方式の一次電流にかなりの高調波が含まれることが分かる。LP/P方式の一次波形と二次波形の位相は(15)式に示される様に90°ずれている。

〈4・3〉給電実験 TS/P方式とNS/P方式では、シミュレーションと同様に負荷電力 $P_L=1.5kW$ の給電実験を行った。結果を図8、表4に示す。インバータ効率 η_{INV} はインバータ入力 P_{DC} とインバータ出力 P_{IN} から求めた。

両方式のインバータ入出力電圧 V_{DC} 及び V_{IN} はほぼ同じで

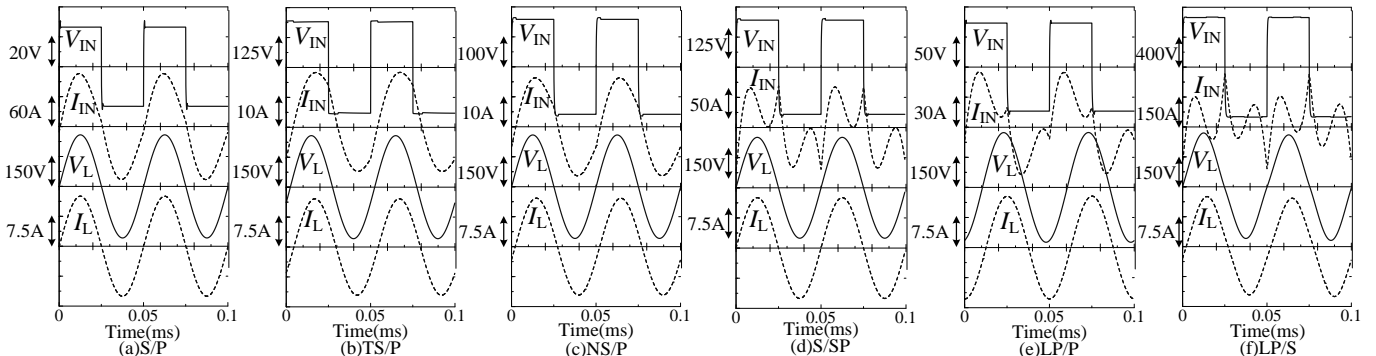


図7 シミュレーション結果(a)S/P方式(b)TS/P(c)NS/P方式(d)S/SP方式(e)LP/P方式(f)LP/S方式

Fig. 7. Waveforms of simulations. (a)S/P (b)TS/P (c)NS/P (d)S/SP (e)LP/P (f)LP/S.

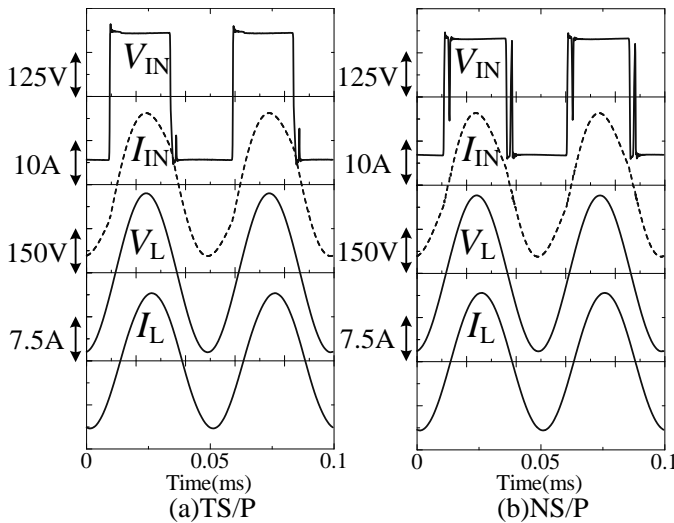


図8 実験結果(a)TS/P方式(b)NS/P方式

Fig. 8. Waveforms of experiments. (a)TS/P (b)NS/P.

あり、インバータ効率 η_{INV} に大きな差はない。しかし、高周波トランスが無い場合、NS/P方式の方がシステム全体の効率は5.5%高く、力率も高い。なおTS/P方式の力率は直列コンデンサ C_S の値で調整可能である。

5. 考察

〈5・1〉 給電効率 各方式の負荷-効率曲線を図9、図10に示す。図10から、S/SP、LP/S方式は給電効率が最大となる負荷抵抗値 R_{LMAX} が小さく、 $R_L=20\Omega$ での1.5kW給電では効率 η が非常に低くなる。今回の実験モデルではこの2方式は採用が困難なため、他の3方式について比較を行う。

〈5・2〉 TS/P方式、NS/P方式、LP/P方式の比較 これら3方式のシミュレーション及び実験結果から、いずれの方式も、(1) V_{IN} を高くできる、(2) 効率は高い、(3) 力率1が可能である (TS/P方式は C_S の調整必要) ことが分かる。

TS/P方式は高周波トランスのため、若干のコストアップと効率低下があるが、インバータと給電線を絶縁できる長所があり、実用性が高い方式である。

NS/P方式の給電線は $N_1=6$ であり $N_1=1$ の給電線と比較すると、 r_1 は36倍になるはずだが、今回の実験装置では約22倍であったため、効率が最も高くなった。この原因として

表3 シミュレーション結果

Table 3. Simulation results.

Method	S/P	TS/P	NS/P	S/SP	LP/P	LP/S
$V_{IN}(V)$	23.7	165	143	180	63.3	615
$I_{IN}(A)$	72.2	12.5	11.5	29.9	26.2	16.7
$P_{IN}(kW)$	1.66	1.69	1.61	5.13	1.66	10.3
$\eta(\%)$	90.5	88.9	93.2	27.9	90.6	14.6
pf	1	0.91	1	1	1	1

$V_L=182V, P_L=1.5kW, R_L=20\Omega$

表4 実験結果

Table 4. Experimental results.

Method	TS/P	NS/P
$V_{IN}(V)$	162	146
$V_L(V)$	191	187
$V_{DC}(V)$	182	168
$P_{IN}(kW)$	1.78	1.68
$\eta(\%)$	84.5	90.0
$\eta_{INV}(\%)$	95.6	95.5
pf	0.92	1.0

$P_L=1.5kW, R_L=20\Omega$

は、 $N_1=1$ に比べ $N_1=6$ の方がリッツ線の周りに隙間ができるため、近接効果が減少した可能性があると考えている。

TS/P方式では高周波トランスの巻数比で、NS/P方式では一次巻線の巻数 N_1 で自由に一次電圧 V_{IN} を決定できる。LP/P方式は、(14)(15)式から、 x'_1 により一次二次電圧比が決定される。 x'_1 は給電線に直列にコンデンサあるいはインダクタを挿入すれば調節可能である。このようにして(14)式の c を調節すれば、一次電圧 V_{IN} を自由に決定できる。この時、挿入する素子の抵抗を無視すれば効率は変化しない。

〈5・3〉 給電線の長さ 大規模な移動型非接触給電システムを想定し、〈4・1〉の実験モデルの給電線の長さが50mと100mになった場合の検討を行う。 r_1 と l_1 はほぼ給電線の長さに比例するため、これらを10、20倍した等価回路定数を表5に示す。NS/P方式の高周波トランスによる損失を無視すれば3方式とも R_{LMAX} と η_{MAX} は(5)(6)式で表され給電線長で変わるのは r_1 だけである。100mになると r_1 は20倍になり、 η_{MAX} は70%まで低下し、 R_{LMAX} は4.5倍になる。

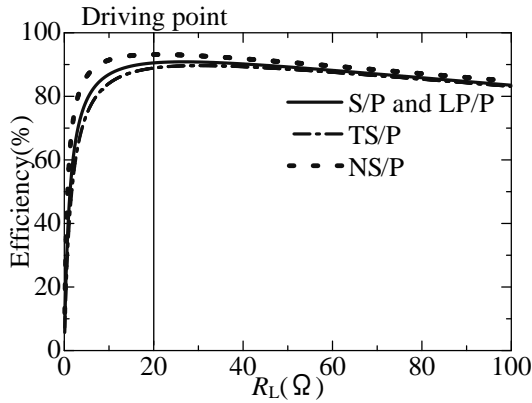


図9 負荷-効率曲線

Fig. 9. Efficiency curves.

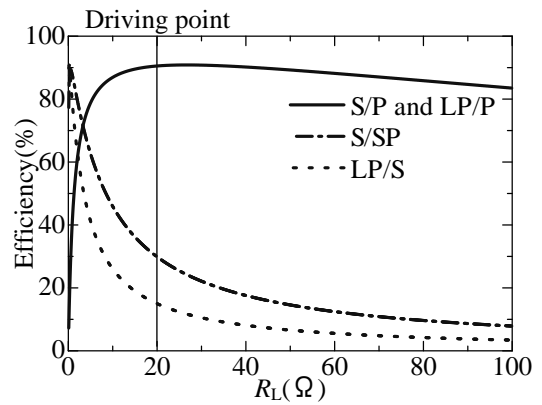


図10 負荷-効率曲線

Fig. 10. Efficiency curves.

表5 給電線長変化時の等価回路定数計算値

Table 5. Calculated parameters of equivalent circuit.

Track Length(m)	5	50	100
$l_0(\mu\text{H})$	0.345	0.345	0.345
$l_1(\mu\text{H})$	6.89	68.9	138
$l_2(\mu\text{H})$	4.45	4.45	4.45
$r_0(\text{m}\Omega)$	0.0	0.0	0.0
$r_1(\text{m}\Omega)$	19.1	191	382
$r_2(\text{m}\Omega)$	8.07	8.07	8.07
k	0.18	0.06	0.04
b	0.73	0.73	0.73
$\eta_{\text{MAX}}(\%)$	91.2	76.8	70.0
$R_{\text{LMAX}}(\Omega)$	26.7	84.1	119

給電線が長くなっても、TS/P、NS/P方式では l_1 を直列コンデンサにより補償するため(4)式の入出力特性は変化しない。LP/P方式でも、給電線に直列にコンデンサを挿入し l_1 を補償すれば入出力特性は変化しない。

給電線が長い場合に給電効率を高くするには、給電線のリッツ線の並列数を増やし r_1 を減少させるか、受電部を長くして(4)式の b を増加させる必要がある。

提案方式の特性比較のまとめを表6に示す。

6. まとめ

本論文では、一次直列二次並列コンデンサ方式を用いた移動型非接触給電の電圧比問題の解決法を5方式提案し、シミュレーションと実験により特性を比較した。

給電効率の点から実用上はTS/P、NS/P、LP/P方式が適している。TS/P方式は高周波トランスによる損失増加、NS/P方式は敷設工事に難がある。LP/P方式では高調波電流と、定電圧駆動で負荷に定電流が流れる特性に注意する必要がある。

給電線が長くなる場合、一次漏れインダクタンスの増加は直列コンデンサで補償可能であるが、巻線抵抗の増加による効率の低下が問題となる。

表6 特性比較

Table 6. Characteristics comparison.

Method	TS/P	NS/P	LP/P
V_{IN}	○	○	○
Installation	○	△	○
Efficiency	△	○	○
Harmonics	○	○	△

文 献

- (1) 久野 剛：「無接触給電搬送システム」IEEJ Journal, Vol.128, No.12, pp.800-803(2008)
- (2) T. Yumura, M. Iwata, A. Kuwata, and H. Araki : "Basic Study of Roped Double-Car Elevator System", JSME[No.01-58], Elevator, Escalator and Amusement Rides Conference, pp.21-24 (2002) (in Japanese)
湯村 敬・岩田雅史・桑田朗子・荒木 宏：「ロープ式ダブルカーエレベータの基礎技術開発」, 日本機械学会[No.01-58], 昇降機・遊戯施設等の最近の技術進歩技術講演会講演論文集, pp.21-24, (2002)
- (3) A.W.Green and J.T.Boys : "10kHz inductively coupled power transfer - concept and control", IEE Power electronics and variable speed drives conference, PEVD, No.399 pp.694-699(1994)
- (4) Y.Kaneko, S.Matsushita, Y.Oikawa, S.Abe : "Moving Pick-Up Type Contactless Power Transfer Systems and their Efficiency Using Series and Parallel Resonant Capacitors", IEEJ, Trans. IA, Vol.128, No.7, pp919-925(2008) (in Japanese)
金子裕良・松下真也・及川康史・阿部 茂：「直列および並列共振コンデンサを用いた移動型非接触給電と給電効率」, 電学論 D, 128 巻 7号, pp919-925 (2008)
- (5) T.Fujita, Y.Kaneko, S.Abe : "Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors", IEEJ Trans. IA, Vol.127, No.2, pp.174-180 (2007) (in Japanese)
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)
- (6) Chwei-Sen Wang, Grant A.Covic and Oskar H. Stielau : "Investigating an LCL Load Resonant Inverter for Inductive Power Transfer Applications", IEEE, Power Electronics, Vol.19, No.4 pp.995-1002 (2004)
- (7) H.Irie, N.Minami, H.Minami, H.Kitayoshi: "Non-Contact Energy Transfer System Using Immittance Converter", T.IEE Japan, Vol.120-D, No.6, pp789-794(2000)(in Japanese)
入江寿一・南信之・南秀明・北吉春芳：「イミタンス変換器を用いた非接触給電装置」, 電学論 D, 120 巻 6号, pp789-794(2000)