

# 直列および並列共振コンデンサを用いた非接触給電の受電部整流回路

松下 真也\* 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

## Rectifier Circuits of Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors

Shinya Matsushita\*, Yasuyoshi Kaneko, Abe Shigeru (Saitama University)

Rectifier circuits suitable for the contactless power transfer systems using series and parallel resonant capacitors are studied. If the primary series and the secondary parallel capacitors are set proper values, the equivalent circuit of the system without rectifier becomes the same as an ideal transformer and the system shows good characteristics. However, it is unknown whether the system shows the same characteristics when a rectifier is connected to the secondary. We studied the diode rectifier, the diode rectifier with inductor and the rectifier with input power factor correction for the system. This paper describes the comparison among them and shows test results.

キーワード：非接触給電システム，共振コンデンサ，整流回路，昇圧形 PFC コンバータ  
(Contactless power transfer system, resonant capacitor, rectifier, boost type PFC converter)

### 1. はじめに

非接触給電は接点の不良、磨耗、火花がなく、クリーンルームなどの工場の搬送車で実用化が進んでいる<sup>(1)(2)</sup>。また、プラグインハイブリッド自動車や電気自動車においても利便性や急速充電による大電力化を考えると、非接触給電方式が有望である<sup>(3)(4)</sup>。

非接触給電には給電線に沿って受電部（ピックアップコイル）が移動する移動型<sup>(1)(2)(5)(7)(9)</sup>と、コア付きの一次巻線と二次巻線がほぼ定位置に置かれる固定型<sup>(6)(8)</sup>とがある。いずれも受電部のギャップ長が大きく、低結合係数と大きな漏れインダクタンスの問題があり、電源周波数を 10kHz 以上にとり二次誘起電圧を上げ、漏れリアクタンスの補償のために共振コンデンサが用いられている<sup>(1)~(9)</sup>。

筆者らは固定型および移動型の非接触給電システムにおいて、トランスの二次側に並列共振コンデンサを、一次側に直列共振コンデンサを設置し、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ほぼ理想変圧器と等価になることを示した<sup>(8)(9)</sup>。

この理想変圧器特性を用いると、(1) 抵抗負荷であれば電源力率がほぼ 1 となり電源の小型化と高効率化が可能である、(2) コンデンサの値は負荷の値（給電電力）に依らず一定でよい、(3) 電源を定電圧/定電流制御すれば負荷が変化しても、負荷も定電圧/定電流になる、(4) 効率の理論式<sup>(12)</sup>を用いれば給電トランスの最適設計や最大効率運転が可能である、などの利点があることが分かった。

しかし、二次側受電部の負荷は抵抗負荷であり、二次側

交流出力の整流回路方式についての検討が残されていた。一般的なダイオード整流回路を用いると、平滑コンデンサのため電流が断続的に流れ、高調波の発生や力率の悪化を招く。特に、二次側交流出力の力率が悪化すると本非接触給電方式の良好な特性が得られなくなる恐れがある。受電部整流回路として力率改善回路を用いて基本波力率を 1 にすることができれば、負荷を等価的に抵抗負荷と見なすことができ、この問題を解決できる可能性がある。

本論文では、一次側直列二次側並列共振コンデンサを用いた非接触給電システムにおいて、理想変圧器特性を実現するにはどのような整流回路を用いるべきかについて述べる。受電部整流回路の候補として、ダイオード整流回路、チョーク入力ダイオード整流回路、昇圧形 PFC コンバータを採り上げ、シミュレーションと実験で特性を比較する。

いずれの整流回路を用いても理想変圧器特性は概ね成立し、整流回路がある場合でも一次直列二次並列コンデンサ方式が有効であることを示す。

### 2. 非接触給電システム

**〈2-1〉 固定型<sup>(8)</sup>** 固定型非接触給電システムの構成を図 1 に示す。給電トランスは方形波インバータ電源で駆動し、一次側に直列コンデンサ  $C_s$  を、二次側に並列コンデンサ  $C_p$ 、整流回路、抵抗負荷を設置している。

方形波インバータの周波数は 10kHz とし、給電トランスは図 2 のように一次二次ともにフェライトコア（TDK PE22 UU120×160×20 2 段）にリッツ線を 50 ターン巻いたものを使用した。給電トランスのギャップ長は 10mm とした。

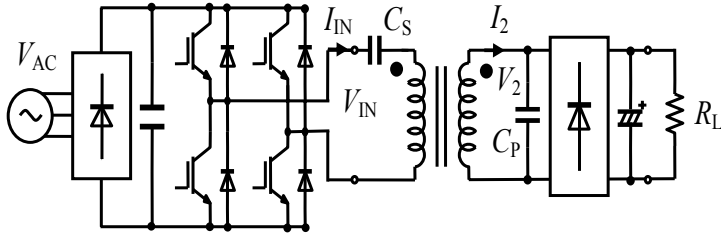


図1 固定型非接触給電システム

Fig. 1. Fixed position type Contactless Power Transformer system.

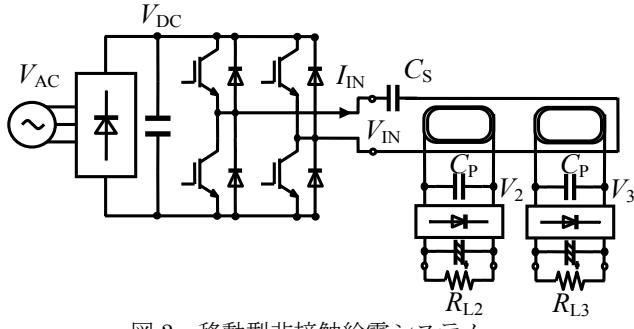


図3 移動型非接触給電システム

Fig. 3. Moving pick-up type contactless power transfer system.

〈2・2〉 移動型<sup>(9)</sup> 移動型非接触給電システムの構成を図3に示す。給電線は方形波インバータ電源で駆動し、電源と給電線との間に直列コンデンサ \$C\_S\$ を設置している。給電線に沿って移動可能な受電部が複数個あり、みな同一仕様である。各受電部の端子には同じ値の並列コンデンサ \$C\_P\$ および整流回路、抵抗負荷を設置する。

方形波インバータの周波数は 20kHz とし、図4に示すように給電線には長さ 2.9m のリッツ線を用い、受電部は E 字断面で長さ 160mm のフェライトコア (TDK PE22 EE80×76×20) にリッツ線を 6 ターン巻いたものを使用した。給電線と受電部との間のギャップ長は約 3mm である。

〈2・3〉 等価回路 図1の固定型の詳細等価回路を図5(a)に、図3の移動型の詳細等価回路を図5(b)に示す。また実験に用いた装置の等価回路定数を表1に示す。なお、等価回路は巻数比を \$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。実際の給電トランスでは、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

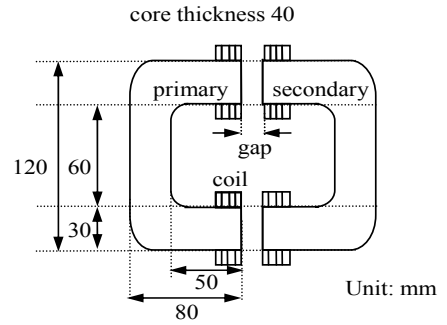


図2 非接触給電トランス

Fig. 2. Contactless Power Transformer.

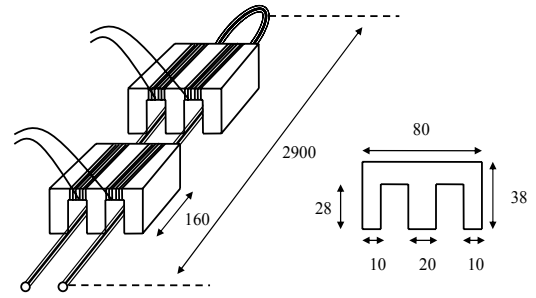


図4 受電部

Unit : mm

Fig. 4. Pick-up coils.

\$x\_0, x\_1, x\_2\$ に比べ十分小さい。従って巻線抵抗 \$r\_1, r\_2\$ と鉄損の \$r\_0\$ を省略し、整流器の負荷は純抵抗と見なせるとして解析を進める。

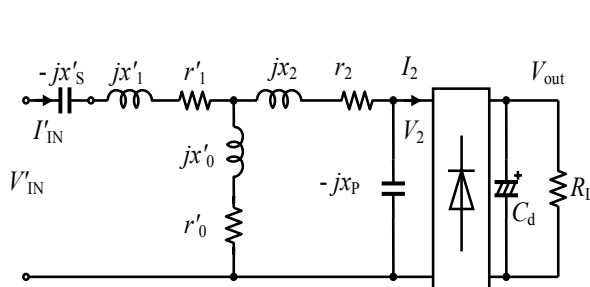
〈2・4〉 直列および並列共振コンデンサ 固定型と移動型は受電部の数が異なるだけで基本的には等価回路が同じなので、ここでは受電部が \$m\$ 個の場合について考える。

まず、二次側並列コンデンサ \$C\_P\$ の値はそれぞれ、電源周波数 \$f\_0\$ において励磁リアクタンス \$x'\_0\$ と漏れリアクタンス \$x\_2\$ との和 (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。

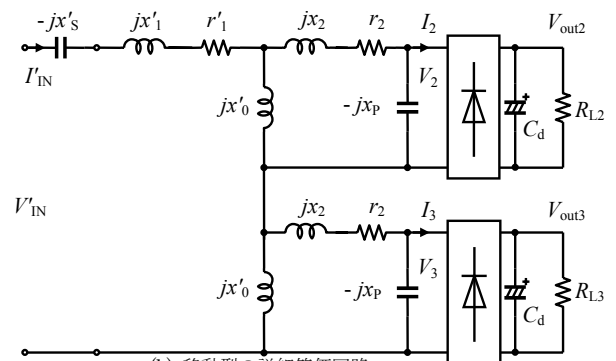
$$\frac{1}{\omega_0 C_P} = x_p = x'_0 + x_2 \quad \dots\dots\dots(1)$$

次に、一次側直列コンデンサの値を(2)式の値に決める。

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



(a) 固定型の詳細等価回路



(b) 移動型の詳細等価回路

図5 詳細等価回路

Fig. 5. Detailed equivalent circuit.

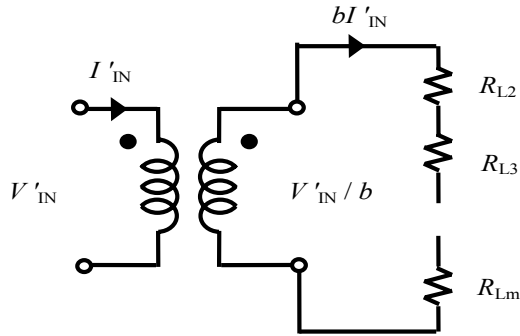


図 6 等価回路

Fig. 6. Equivalent circuit.

(2・5) 理想変圧器特性 ここで、入力電圧  $V'_{IN}$  と各二次電圧  $V_i$  および入力電流  $I'_{IN}$  と各二次電流  $I_i$  の関係を求めると、

$$V'_{IN} = b \sum_{i=2}^{m+1} V_i, \quad I'_{IN} = I_i/b, \quad b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \quad \dots\dots(3)$$

となり、図 6 に示すように巻数比  $b$  の理想変圧器に抵抗負荷を直列接続したものと等価であることが分かる。

以上をまとめると、一次側に(2)式で決まる直列コンデンサを、二次側に(1)式で決まる並列コンデンサを付加すれば、巻線抵抗と鉄損を無視した場合、電源周波数において、

- (1) 給電トランス部の等価回路は理想トランスとなる。
- (2) 複数負荷の場合は抵抗負荷の直列和に対して理想トランスの式が成り立つ。
- (3) 負荷に依らず電源効率 1 が可能で電源の小型化と効率向上が実現できる。
- (4) 直列および並列コンデンサの値はトランスのリアクタンス値  $x_0, x_1, x_2$  と巻数比  $a$  だけで決まり負荷に依らない。
- (5) 電源を定電圧/定電流制御すれば負荷が変化しても、負荷も定電圧/定電流になる。

### 3. 整流回路<sup>(10)</sup>

(3・1) ダイオード整流回路 ダイオード整流回路を図 7(a) に示す。最も簡単な整流回路であるが、その入力電流は多くの高調波を含み、効率も悪い。本非接触給電方式の良好な特性を保つためには基本波効率の改善が必要である。効率改善のために以下の二つの整流回路を検討する。

(3・2) チョーク入力ダイオード整流回路 チョーク入力ダイオード整流回路を図 7(b) に示す。受動素子のみで構成されるため、回路構成が簡単で低コストという利点がある。

ダイオード整流回路では平滑コンデンサのため、入力電流  $I_s$  の波形が高調波を多く含んだパルス状の波形となり効率も悪化する。チョーク入力ダイオード整流回路では、負荷と直列にリアクトル  $L_c$  を接続することで、入力電流  $I_s$  の波形を完全に正弦波に近づけることはできないが、基本波効率をほぼ 1 に近づけることができる。

(3・3) 昇圧形 PFC コンバータ<sup>(11)</sup> 昇圧形 PFC コンバ

表 1 実験装置の定数

Table 1. Parameters of experiment.

	Fixed position type	Moving pick-up type
$f_0$ [kHz]	10	20
$a$	1	1/6
$l_0$ [ $\mu$ H]	233	0.61
$l_1$	154	2.96
$l_2$	130	17.9
$r_0$ [m $\Omega$ ]	6.12	0
$r_1$	93.9	63.0
$r_2$	93.9	91.5
$C_s$ [ $\mu$ F]	1.07	18.1
$C_p$	0.698	1.59
$k$	0.622	0.307
$b$	0.641	0.552
$R_L$ [ $\Omega$ ]	10.3 or 50.8	50.8

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad l_1 = x_1/\omega_0 \quad l_2 = x_2/\omega_0 \quad l_0 = x_0/\omega_0 \quad C_s = 1/x_s\omega_0$$

表 2 整流回路の定数

Table 2. Parameters of rectifier.

	Fixed position type	Moving pick-up type
<b>Choke-input</b>		
$L_c$ [ $\mu$ H]	24.6	2.05
$C_d$ [ $\mu$ F]	470	200
<b>PFC</b>		
$L_p$ [ $\mu$ H]	2.50	2.50
$f_{sw}$ [kHz]	200	400
$C_d$ [ $\mu$ F]	470	200

ータ回路を図 7(c) に示す。ダイオード整流回路にリアクトル  $L_p$ 、ダイオード  $D_F$ 、スイッチング素子  $Q$  からなる昇圧チョップ回路を接続したものが昇圧形 PFC コンバータの基本回路である。チョーク入力ダイオード整流回路よりも高調波の抑制や効率改善の効果が大きい、スイッチング素子を高速でスイッチングさせる必要がある。

スイッチング素子  $Q$  を ON させるとリアクトル  $L_p$  にエネルギーを蓄え、OFF させると負荷側にそのエネルギーを供給する。図 8 に示すように  $Q$  が ON すれば交流電源の入力電圧  $V_s$  がリアクトルにかかり  $L_p$  の電流が直線的に増加する。 $Q$  が OFF すれば、 $L_p$  の電流が直線的に減少するので、 $L_p$  の電流のピーク値は整流電圧  $V_s$  の瞬時値に比例する。この動作によって、入力電流  $I_s$  の基本波を入力電圧  $V_s$  と同位相の正弦波に近づけることで効率が改善できる。

(3・4) 実験に用いた整流回路の定数 実験に用いた整流回路の定数を表 2 に示す。チョーク入力回路と PFC 回路のリアクトル  $L_c$  と  $L_p$  はシミュレーションを行い最適な値を決定した。昇圧形 PFC コンバータのスイッチング周波数  $f_{sw}$  は通常、電源周波数に対して 100 倍程度に選ぶが、本非接触給電システムの電源周波数は 10kHz と高いため、 $f_{sw}$  は

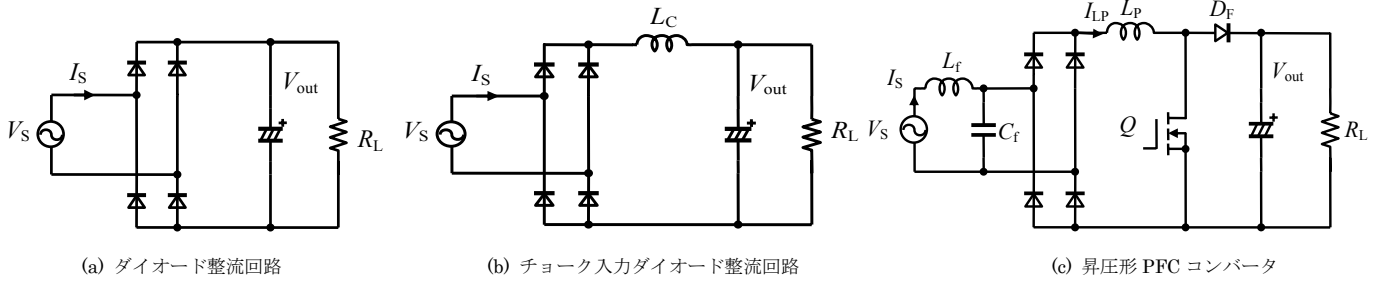


図 7 整流回路  
Fig. 7. Rectifier.

200kHz あるいは 400kHz とした。また通流率は  $d=0.2$  一定とした。

#### 4. 実験結果

理想変圧器特性は、整流器の出力電力に依らず

- (1) トランス二次電圧と二次電流が同相で負荷を純抵抗と見せる、
  - (2) 一次側が定電圧であれば二次電圧も定電圧となる、
  - (3) 一次電圧と二次電圧の関係が(3)式を満たす、
- ならば、成り立つと判断することができる。これらを確認するために、一次側基本波力率および一次電圧と二次電圧および出力電圧の関係に着目して実験を行った。

##### 〈4・1〉 固定型

〈4・1・1〉 基本特性 抵抗負荷  $R_L$  の値を  $20\Omega$  としたときの各整流回路の動作を確認した。実験結果を図 9 と表 3 に示す。

図 9 を見れば、入力電流  $I_{IN}$  と図 9(a) の二次電圧  $V_2$  と二次電流  $I_2$  の波形は正弦波に近いが、それ以外の波形は高調波成分を多く含んでいる。そこで、各波形から基本波成分の実効値を計算で求め、表 3 に示した。なお、( ) 内に示す値は Powersim.Inc. の PSIM によるシミュレーション結果の値である。

表 3 で実験結果とシミュレーション結果は良く一致している。ダイオード整流回路では一次側の基本波力率  $pf_{IN}$  が 0.923 まで悪化してしまうが、力率改善回路であるチョーク入力ダイオード整流回路と昇圧形 PFC コンバータを用いれ

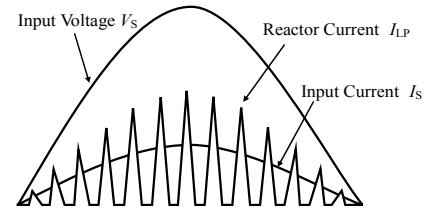


図 8 昇圧形 PFC コンバータの波形

Fig. 8. Boost type PFC converter waveforms.

ば、電圧と電流の位相が一致し、一次側の基本波力率  $pf_{IN}$  がほぼ 1 に改善されている。

〈4・1・2〉 負荷変動特性 入力電圧  $V_{IN}$  を一定とし、抵抗負荷  $R_L$  の値を  $10\Omega, 20\Omega, 50\Omega, 100\Omega$  と変化させた場合の一次側の基本波力率、二次電圧、出力電圧、給電効率の変化を調べた。実験結果を図 10 に示す。

図 10 で実験結果 (マーク) とシミュレーション結果 (線) は良く一致している。チョーク入力ダイオード整流回路と昇圧形 PFC コンバータでは抵抗負荷の値に依らず一次側の基本波力率 (図 10(a)) はほぼ 1 となっている。

二次電圧 (図 10(b)) はどの整流回路についてもほぼ等しく、抵抗負荷の値によらず一定となり、理想変圧器特性が成り立っていることが分かる。出力電圧 (図 10(c)) は、ダイオード整流回路とチョーク入力ダイオード整流回路では整流回路なしの場合と同様に抵抗負荷の値に依らずほぼ定電圧となっており、一次側を定電圧で駆動すれば出力電圧も定電圧となることが確認できる。また、昇圧形 PFC コン

表 3 固定型の実験結果

Table 3. Experimental results of fixed position type.

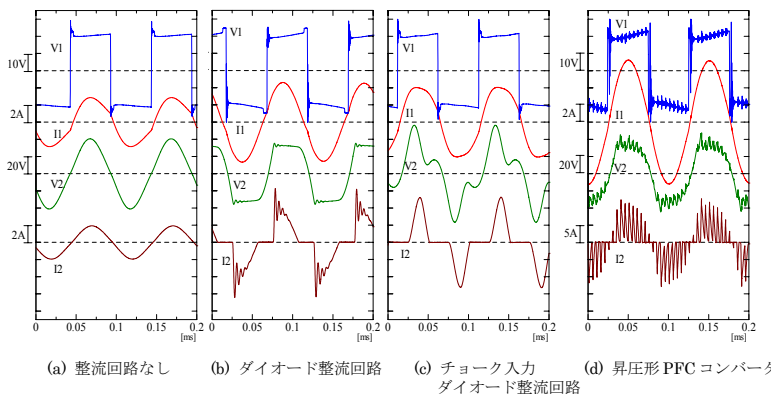


図 9 固定型の実験結果

Fig. 9. Experimental results of fixed position type.

Case	without rectifier	Diode Bridge	Choke input	PFC
$R_L[\Omega]$	20.6	20.6	20.6	20.6
$pf_{IN}$	0.989 (1.00)	0.923 (0.918)	0.991 (0.989)	0.999 (0.999)
$V_{IN}[V]$	18.1 (18.0)	18.0 (18.0)	18.0 (18.0)	17.6 (18.0)
$I_{IN}[A]$	2.04 (2.17)	2.97 (3.00)	3.14 (3.82)	4.87 (6.06)
$V_2[V]$	27.7 (27.7)	27.2 (27.5)	27.1 (27.3)	26.3 (26.8)
$I_2[A]$	1.32 (1.38)	1.94 (1.92)	2.02 (2.44)	3.15 (3.88)
$V_{IN}/V_2$	0.656 (0.651)	0.664 (0.654)	0.665 (0.659)	0.671 (0.671)
$V_{out}[V]$	—	30.2 (30.1)	32.6 (35.7)	38.7 (43.6)
$eff[\%]$	98.5 (98.0)	90.5 (90.9)	92.2 (91.7)	85.8 (87.1)

( ) : Simulation result.  $pf_{IN}$  : Fundamental power factor.

$V_{IN}, I_{IN}, V_2, I_2$  : Fundamental component rms value.

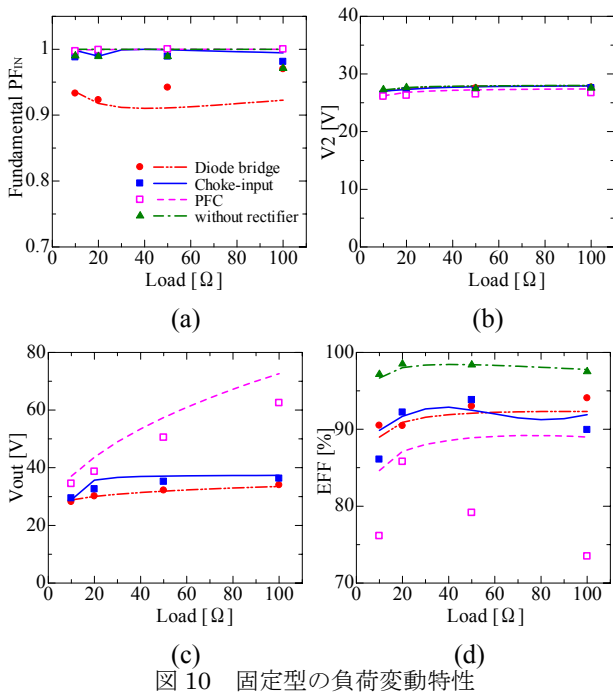


図 10 固定型の負荷変動特性

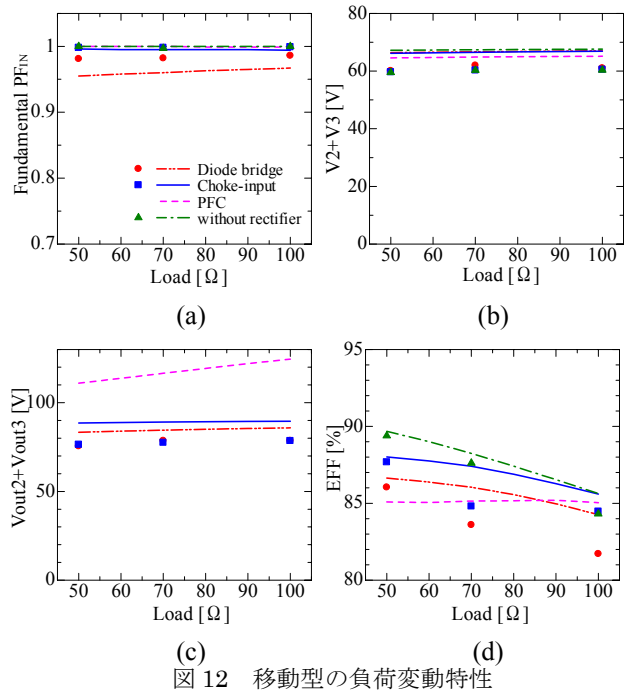


図 12 移動型の負荷変動特性

Fig. 10. Load change characteristics of fixed position type.

Fig. 12. Load change characteristics of moving pick-up type.

表 4 移動型の実験結果

Table 4. Experimental results of moving pick-up type.

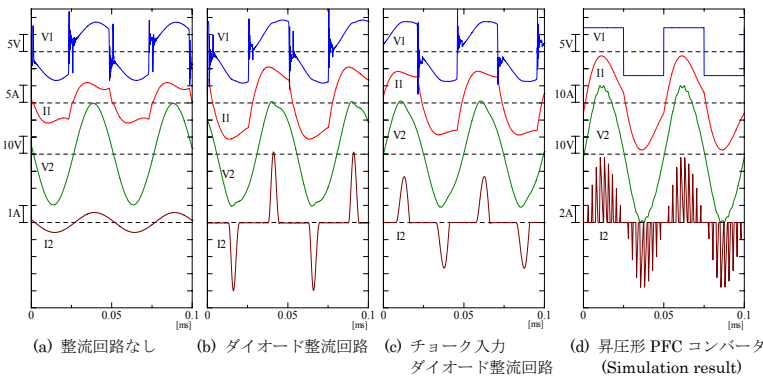


図 11 移動型の実験結果

Fig. 11. Experimental results of moving pick-up type.

バータでは通流率  $d$  一定で動作しているため抵抗負荷の値に比例して出力電圧も大きくなっているが、通流率  $d$  を変えれば出力電圧は調整可能である。

給電効率 (=出力電力/入力電力、図 10(d)) は、ダイオード整流回路とチョーク入力ダイオード整流回路では 90% 以上となるが、昇圧形 PFC コンバータはスイッチング損失のため給電効率が低い。なお、シミュレーションではスイッチング損失が考慮されていない。

#### 〈4・2〉 移動型

##### 〈4・2・1〉 基本特性 抵抗負荷 $R_{L2}, R_{L3}$ の値を各々 50Ω, 100Ω としたときの各整流回路の動作を確認した。実験およびシミュレーション結果を図 11 と表 4 に示す。表 4 には表 3 と同様に各波形の基本波成分の実効値を示した。なお、移動型では昇圧形 PFC コンバータを 400kHz で運転するのが困難であったため、シミュレーション結果だけを示す。

表 4 の実験結果とシミュレーション結果はある程度一致

Case	without rectifier	Diode bridge	Choke Input	PFC
$R_{L2}+R_{L3}[\Omega]$	50.8+102	50.8+102	50.8+102	50.8+102
$pf_{IN}$	1.00 (1.00)	0.986 (0.967)	0.999 (0.994)	— (0.999)
$V_{IN}[\text{V}]$	6.32 (6.30)	6.36 (6.30)	6.39 (6.30)	— (6.30)
$I_{IN}[\text{A}]$	4.38 (5.64)	7.89 (9.55)	7.47 (9.93)	— (19.4)
$V_2[\text{V}]$	20.8 (23.8)	21.5 (24.9)	20.9 (24.4)	— (27.6)
$I_2[\text{A}]$	0.408 (0.475)	0.745 (0.831)	0.718 (0.869)	— (1.74)
$V_3[\text{V}]$	39.6 (43.8)	39.5 (42.1)	39.7 (42.5)	— (37.5)
$I_3[\text{A}]$	0.379 (0.438)	0.731 (0.798)	0.696 (0.834)	— (1.72)
$V_{IN}/(V_2+V_3)$	0.628 (0.559)	0.626 (0.564)	0.633 (0.566)	— (0.581)
$V_{out2}[\text{V}]$	—	26.8(30.9)	26.3 (32.2)	— (46.9)
$V_{out3}[\text{V}]$	—	51.9 (55.0)	52.2 (57.4)	— (77.7)
$eff[\%]$	84.3 (85.6)	81.7 (84.3)	84.5 (85.6)	— (85.0)

( ) : Simulation result.  $pf_{IN}$  : Fundamental power factor.

$V_{IN}, I_{IN}, V_2, I_2, V_3, I_3$  : Fundamental component rms value.

している。ダイオード整流回路では一次側の基本波力率  $pf_{IN}$  が少し悪化する。チョーク入力ダイオード整流回路を用いればほぼ 1 に改善されていることが確認できる。

また、各受電部の二次電圧  $V_2$  と  $V_3$  および出力電圧  $V_{out2}$  と  $V_{out3}$  の比はほぼ抵抗  $R_{L2}, R_{L3}$  の比となっており、理論と一致していることが確認できる。

〈4・2・2〉 負荷変動特性 入力電圧  $V_{IN}$  を一定とし、抵抗負荷  $R_{L2}$  の値を 50Ω 一定、 $R_{L3}$  の値を 50Ω, 70Ω, 100Ω と変化した場合の一次側の基本波力率、二次電圧、出力電圧、給電効率の変化を調べた。実験結果を図 12 に示す。

実験結果 (マーク) とシミュレーション結果 (線) はほぼ一致している。固定型の結果と同様に力率改善回路を用

いれば抵抗負荷の値に依らず一次側の基本波力率(図 12(a))はほぼ 1 となり、二次電圧(図 12(b))についてもどの整流回路でもほぼ等しく、抵抗負荷の値に依らず一定となり理想変圧器特性が成り立っていることが分かる。出力電圧(図 12(c))についてもダイオード整流回路とチョーク入力ダイオード整流回路では整流回路なしの場合と同様に抵抗負荷の値に依らず定電圧となっており、一次側を定電圧で駆動すれば出力電圧も定電圧となることが確認できる。昇圧形 PFC コンバータの場合の出力電圧は、固定型の時と同様に抵抗負荷の値と共に大きくなる。

**〈4・3〉 理想変圧器特性** チョーク入力ダイオード整流回路と昇圧形 PFC コンバータは、二次電圧  $V_2$  と二次電流  $I_2$  の基本波がほぼ同位相(基本波力率 1)で、負荷を抵抗負荷と見なすことができる。ダイオード整流回路は基本波力率が多少悪化するが実用的には問題ない程度である。

二次電圧はどの整流回路でも抵抗負荷の値に依らずほぼ一定となる。一次と二次の電圧比(一次電圧/二次電圧の和)も整流回路なしの場合とほぼ同じ値で、表 1 に示した理論値(=巻数比  $b$ )との誤差は固定型では 8%、移動型では 15%以下であり、(3)式を満たすと言える。

出力電圧はダイオード整流回路とチョーク入力ダイオード整流回路では抵抗負荷の値に依らずほぼ一定となる。昇圧形 PFC コンバータでは通流率  $d$  を変えれば出力電圧を調整可能である。

以上の結果から、どの整流回路を用いても概ね理想変圧器特性が成り立ち、二次側に整流回路がある場合でも本非接触給電方式が有効であることが分かる。

## 5. 整流回路の選択

以上のようにダイオード整流回路でも本非接触給電方式の良好な特性はほぼ得られるので実用上は問題ないと思われる。しかし、良好な理想変圧器特性を求めるのであればチョーク入力ダイオード整流回路を選択すべきである。

昇圧形 PFC コンバータは理論的には理想的ではあるが、現実にはスイッチング損失が大きく実用的ではない。将来、より高速で損失の少ない素子の出現を期待したい。

## 6. むすび

本論文では一次直列二次並列共振コンデンサを用いた非接触給電システムの受電部整流回路について理想変圧器特性の視点から各種整流回路の比較を行なった。検討したいずれの整流回路についても理想変圧器特性が概ね成り立ち、二次側に整流回路がある場合でも一次側直列二次側並列コンデンサ方式が有効であることを示した。

実用上はダイオード整流回路で問題ないが、チョーク入力ダイオード整流回路や昇圧形 PFC コンバータのような力率改善回路を用いれば基本波力率をほぼ 1 に改善することができ、より良好な理想変圧器特性が得られる。

今後は、大電力給電時の整流特性や二次電池への充電制御を含む整流回路の検討を行ないたいと考えている。

## 文 献

- (1) 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)
- (2) J.T.Boys, G.A.Covic and A.W.Green : "Stability and control of inductively coupled power transfer systems", *Proc. IEE - Elect. Power Applicat.*, Vol.147, No.1 pp.37-43 (2000)
- (3) Chwei-Sen Wang, Oskar H. Stielau, and Grant A. Covic : "Design consideration for a contactless electric vehicle battery charger", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol.52, No. 5, pp.1308-1314 (2005)
- (4) R.Laouamer, M. Brunello, J.P.Ferrieux, O.Normand, N.Buchheit : "A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling", *IECON 97. 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, Vol.2, pp.792 - 797 (1997)
- (5) H.Irie, N.Minami, H.Minami, and H.Kitayoshi : "Non-contact energy transfer system using immittance converter", *T. IEE Japan*, Vol.120-D, No.6, pp.789-794 (2000) (in Japanese)  
入江寿一・南 信之・南 秀明・北吉晴芳 : 「イミタンス変換器を用いた非接触給電装置」, 電学論 D, Vol.120, No.6, pp.789-794 (2000)
- (6) H.Abe, H.Sakamoto, K.Harada : "A novel of output voltage stabilization with respect to load current variation in the non-contact energy transfer", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.11, pp.1285-1294 (2003) (in Japanese)  
安部秀明・坂本 浩・原田耕介 : 「負荷電流変化に対応した非接触給電出力電圧の安定化法」, 電学論 D, Vol.123, No.11, pp.1285-1294 (2003)
- (7) Myunghyo Ryu, Honnyong Cha, Yonghwan Park, Juwon Baek : "Analysis of the Contactless Power Transfer System using Modelling and Analysis of the Contactless Transformer", *IEEE IECON 2005*, pp.1036-1042 (2005)
- (8) 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)
- (9) S.Matsushita, Y.Oikawa, T.Iwata, Y.Kaneko, S.Abe : "Moving Pick-up Type Contactless Power Transfer System using Series and Parallel Resonant Capacitors", *IEEJ, SPC-07-29*, pp49-54 (2007) (in Japanese)  
松下真也・及川康史・岩田卓也・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移動型非接触給電システム」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-07-29, pp49-54 (2007)
- (10) 「高力率コンバータ ―回路・制御方式と適用状況の現状と動向―」, 電気学会技術報告, No.785 (2000-6)
- (11) H.Nakano, Y.Satou, A.Nabae : "Improvement Effect of Input Current of Boost Type One Main Switching Element Rectifier without Using Feed Back Control", *T. IEE Japan*, Vol. 115-D, No.5, pp.562-569 (1995) (in Japanese)  
中野博民・佐藤祐樹・難波江 章 : 「フィードバック制御を行わない一石昇圧形整流回路の入力電流波形改善効果」, 電学論 D, Vol.115, No.5 pp.562-569 (1995)
- (12) Y.Oikawa, S.Matsushita, Y.Kaneko, S.Abe : "Efficiency of Contactless Power Transfer System using Series and Parallel Resonant Capacitors", *The 2006 National Conventinon Record, IEE Japan*, No.4-220 (2006) (in Japanese)  
及川康史・松下真也・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の効率」, 平 19 電学全大, No.4-220 (2006)