

Moving Pick-Up Type Contactless Power Transfer Systems and their Efficiency Using Series and Parallel Resonant Capacitors

Yasuyoshi Kaneko Member (Saitama University, kaneko@ees.saitama-u.ac.jp)
 Shinya Matsushita Non-member (Saitama University)
 Yasufumi Oikawa Non-member (Saitama University)
 Shigeru Abe Member (Saitama University, abe@ees.saitama-u.ac.jp)

Keywords: contactless power transfer system, efficiency, equivalent circuit, resonant capacitor, inverter, elevator

Important characteristics and the efficiency of contactless power transfer systems with multiple pick-ups are described. If primary series capacitor and the secondary parallel capacitors are chosen correctly and the winding resistances are ignored, the equivalent circuit of the transformer with these capacitors becomes the same as an ideal transformer at the resonant frequency. Using this characteristics, the efficiency is derived easily and the meaning to short pick-up terminal becomes clear.

Fig. 2 is the simplified equivalent circuit of the system shown in Fig. 1. The secondary parallel capacitor C_P and the primary series capacitor C_S are determined as follows,

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

where x'_1 , x_2 and x'_0 are the leakage reactances and the magnetizing reactance. and m is the number of pick-ups.

The impedance Z in Fig. 2 that includes the resistance loads and V_2 , V_3 , I_{L2} , I_{L3} are given by

$$Z = b^2 (R_{L2} + R_{L3}) \quad b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \quad \dots (2)$$

$$V_2 + V_3 = V'_{IN}/b \quad I_{L2} = I_{L3} = (V'_{IN}/b)/(R_{L2} + R_{L3}) \quad \dots (3)$$

These equations shows the equivalent circuit of the transformer with resonant capacitors is the same as that of an ideal transformer as shown in Fig. 3.

From Fig. 2 and Fig. 3, it is obvious to short terminal V_3 , that is $R_{L3} = 0$, is equivalent to remove the pick-up of R_{L3} from the system.

Fig. 4 shows the experimental results. The primary voltage V_{IN} is the same between (a) and (b), and the primary current I_{IN} is the same between (a) and (c). In Fig. 4 (b), the voltage ratio V_2/V_3 is equal to the R_L ratio. The secondary voltage V_2 is the same between (a) and (c). These results verify the equivalent circuit of Fig. 3. The ideal transformer characteristics is applicable to the sum of secondary loads in the case of multiple pick-ups.

In the case of an m pick-up system and the pick-ups' parameters and load R_L are identical, the efficiency is approximated by

$$\eta = \frac{m R_L I_{Lm}^2}{r'_1 I_1^2 + m r_2 I_m^2 + m R_L I_{Lm}^2} \cong \frac{1}{1 + \frac{r'_1}{m R_L} \left(\frac{x'_0 + x_2}{x'_0} \right)^2 + \frac{r_2 R_L}{(x'_0 + x_2)^2}} \quad \dots (4)$$

where r'_1 and r_2 are the resistance of windings.

The maximum efficiency η_{max} is obtained when $R_L = R_{Lmax}$.

$$R_{Lmax} = \frac{x'_0}{b^2} \sqrt{\frac{r'_1}{m r_2}} \quad \eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{x'_0} \sqrt{\frac{r'_1 r_2}{m}}} \quad \dots (5)$$

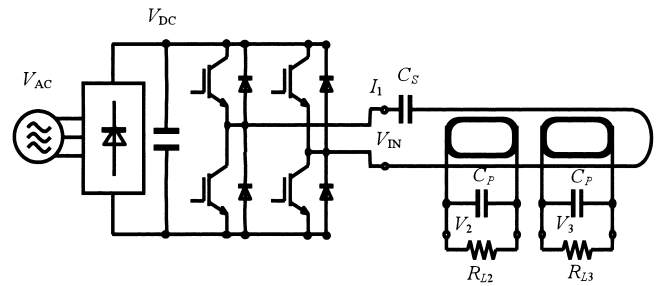


Fig. 1. Moving pick-up type contactless power transfer system

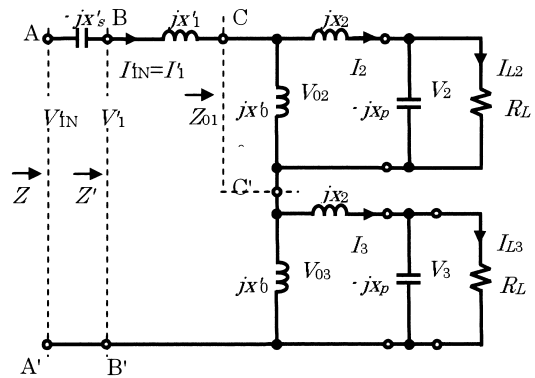


Fig. 2. Simplified equivalent circuit with capacitors and loads

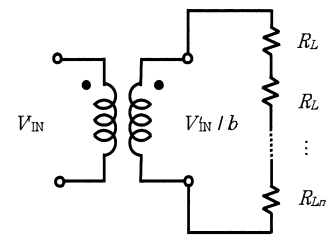
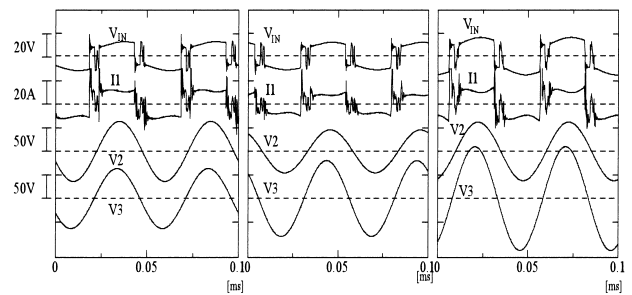


Fig. 3. Equivalent circuit of multiple pick-ups



(a) Case1 50 Ω + 50 Ω (b) Case2 50 Ω + 100 Ω (c) Case3 50 Ω + 100 Ω
 Fig. 4. Experimental results

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

正員 金子 裕良* 非会員 松下 真也*
非会員 及川 康史* 正員 阿部 茂*

Moving Pick-Up Type Contactless Power Transfer Systems and their Efficiency Using Series and Parallel Resonant Capacitors

Yasuyoshi Kaneko*, Member, Shinya Matsushita*, Non-member, Yasufumi Oikawa*, Non-member,
Shigeru Abe*, Member

The equivalent circuit, the efficiency and the important characteristics of moving pick-up type contactless power transfer systems are described. If primary series capacitor and the secondary parallel capacitors are chosen correctly and the winding resistances are ignored, the equivalent circuit of the transformer with these capacitors becomes the same as an ideal transformer at the resonant frequency. This simple approximation helps to understand the phenomena with load changes. As the circuit analysis becomes simple, the approximate value of power transfer efficiency can be derived. This paper describes the determination of the capacitor values, the derivation of the equivalent circuit and the efficiency, and the test results.

キーワード：非接触給電システム，効率，等価回路，共振コンデンサ，インバータ，エレベータ

Keywords: contactless power transfer system, efficiency, equivalent circuit, resonant capacitor, inverter, elevator

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（モノレール）で実用化されている⁽¹⁾⁽²⁾。また，将来のマルチカーエレベータでは不可欠の技術として研究⁽⁶⁾⁽⁷⁾が進められているほか，電気自動車や移動ロボットへの非接触充電手段としても注目されている。

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⁽¹⁾⁻⁽³⁾⁽⁵⁾⁽⁷⁾⁽⁹⁾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⁽⁴⁾⁽⁶⁾⁽⁸⁾⁽¹⁰⁾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。

筆者らは固定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トランスと等価になることを示した⁽¹⁰⁾。しかし二次側

受電部が1個の固定型で負荷も抵抗負荷であったため，受電部が複数個となる移動型への拡張，二次側交流出力を直流に変換する方式の検討が残されていた。また非接触給電において重要な給電効率に関しても，設計に役立つ理論式は未だ発表されていない。

本論文では，移動型複数受電部への拡張と給電効率について述べる。固定型の場合と同様に，各受電部の二次側に並列共振コンデンサを，一次側の電源と給電線との間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，二次側が抵抗負荷の場合，抵抗負荷の総和（直列和）に対して，理想トランスと同じ式が成り立つことを示す。各二次側電圧は抵抗負荷の値で分圧される。このため定電圧源で駆動した場合，各抵抗負荷の値が等しい場合は，負荷の値に依らず各二次電圧は定電圧となるが，ある抵抗負荷の値だけが変化すると残りの抵抗負荷の電圧も分圧比に従って変化する。定電流源で駆動すればこのような問題は起きない。また，抵抗負荷であるかぎり一次側力率は常に1となる。さらに，この理想トランス特性を利用すれば，給電効率は極めて簡単な近似式で表され，非接触給電の効率が何で決まるのかが明らかになる。

本文では複数受電部の場合の等価回路，並列および直列コンデンサの値の決定法，抵抗負荷での実験結果，給電効率および抵抗負荷の値を変化させたときの最大効率などを

* 埼玉大学

〒338-8570 さいたま市桜区下大久保 255

Saitama University

255, Shimo-Okubo, Sakura-ku, Saitama 338-8570

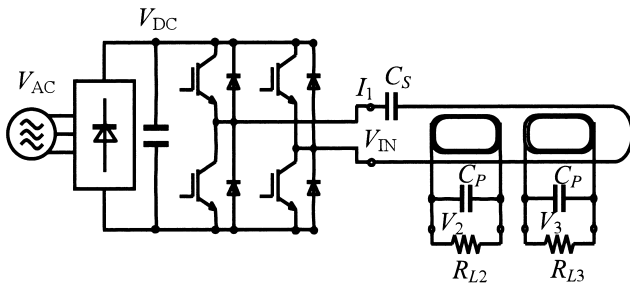


図1 移動型非接触給電システム

Fig. 1. Moving pick-up type contactless power transfer system.

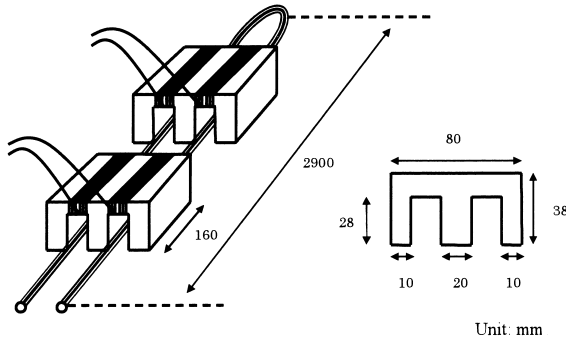


図2 受電部

Fig. 2. Pick-up coils.

示し、一次側直列・二次側並列共振コンデンサ方式が移動型非接触給電システムに対しても有効であることを示す。

2. 移動型非接触給電システムの構成

移動型非接触給電システムの構成を図1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、すべて同一仕様である。各受電部の端子には同じ値の並列コンデンサ C_P を設置する。負荷は抵抗負荷とし、その値を変えることで負荷電力（給電電力）の変化を模擬する。

方形波インバータの周波数は C_S や C_P の値を小さくするため 20 kHz とした。給電線には長さ 2.9 m のリッツ線 ($\phi 0.25 \text{ mm} \times 24 \times 16$) を用いた。受電部は E 字断面で長さ 160 mm のフェライトコア (TDK PE22 EE80 $\times 76 \times 20$) にリッツ線 ($\phi 0.25 \text{ mm} \times 24 \times 2$) を 6 ターン巻いたものを使用した。受電部の外形を図2に示す。

3. 等価回路

〈3・1〉 移動型の等価回路 移動型では受電部が複数個の等価回路が必要となるが、従来は受電部1個の等価回路で解析するのが一般的で、受電部が複数個の等価回路は発表されていない。本論文では図2に示す受電部が2個のモデルで考えるが、これを m 個に拡張するのは容易である。

一次給電線の諸量は添え字1で、二つの二次受電部の諸量は添え字2と3で表すことにすると、コンデンサや抵抗負荷を除いた回路の方程式は(1)式で表される。

$$\begin{aligned} v_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} + r_1 i_1 \\ v_2 &= L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{12} \frac{di_1}{dt} + r_2 i_2 \\ v_3 &= L_3 \frac{di_3}{dt} + M_{13} \frac{di_1}{dt} + r_3 i_3 \dots \dots \dots (1) \end{aligned}$$

ここで v_j , i_j , L_j , r_j は各巻線 ($j = 1, 2, 3$) の瞬時電圧、瞬時電流、自己インダクタンス、巻線抵抗で、 M_{jk} は巻線 j と巻線 k の間の相互インダクタンスである。

巻数比 $a (= N_1/N_2)$ とし、一次側諸量を二次側に変換し、漏れリアクタンス l_1, l_2, l_3 を導入すると(2)式が得られる。

$$\begin{aligned} v'_1 &= l'_1 \frac{di'_1}{dt} + m'_2 \frac{d(i'_1 + i'_2)}{dt} + m'_3 \frac{d(i'_1 + i'_3)}{dt} + r'_1 i'_1 \\ v_2 &= l_2 \frac{di_2}{dt} + m'_2 \frac{d(i'_1 + i'_2)}{dt} + r_2 i_2 \\ v_3 &= l_3 \frac{di_3}{dt} + m'_3 \frac{d(i'_1 + i'_3)}{dt} + r_3 i_3 \dots \dots \dots (2) \end{aligned}$$

ここで、

$$\begin{aligned} v'_1 &= v_1/a \quad i'_1 = ai_1 \quad r'_1 = r_1/a^2 \\ l'_1 &= L_1/a^2 - M_{12}/a - M_{13}/a \\ m'_2 &= M_{12}/a \quad m'_3 = M_{13}/a \\ l_2 &= L_2 - M_{12}/a \quad l_3 = L_3 - M_{13}/a \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

(2)式の二次電流の向きを逆にし、電源周波数 f_0 の定常状態の実効値で表すと(4)式となる。

$$\begin{aligned} V'_1 &= jx'_1 I'_1 + jx'_{02} (I'_1 - I_2) + jx'_{03} (I'_1 - I_3) + r'_1 I'_1 \\ V_2 &= -jx_2 I_2 + jx'_{02} (I'_1 - I_2) - r_2 I_2 \\ V_3 &= -jx_3 I_3 + jx'_{03} (I'_1 - I_3) - r_3 I_3 \dots \dots \dots (4) \end{aligned}$$

ここで、

$$\begin{aligned} V'_1 &= V_1/a \quad I'_1 = aI_1 \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \\ x'_1 &= \omega_0 l_1/a^2 \quad x_2 = \omega_0 l_2 \quad x_3 = \omega_0 l_3 \\ x'_{02} &= \omega_0 m'_2 \quad x'_{03} = \omega_0 m'_3 \dots \dots \dots (5) \end{aligned}$$

V'_1 , I'_1 は二次側に換算した一次電圧と一次電流の実効値で、 V_2 , I_2 , V_3 , I_3 は受電部の二次側 ($j = 2, 3$) の電圧、電流の実効値である。

(4)式から図3の移動型2受電部の等価回路が得られる。受電部のフェライト鉄心は損失が小さいため、鉄損は無視する。

〈3・2〉 直列および並列共振コンデンサ 図3の等価回路で巻線抵抗 r_1, r_2, r_3 は漏れリアクタンス x_1, x_2, x_3 に比べて十分小さいので省略し、図4の簡略等価回路で解析を進める。また受電部は同一仕様のため、

$$x'_{02} = x'_{03} = x'_0, \quad x_2 = x_3 \dots \dots \dots (6)$$

とし、励磁リアクタンス x_0 は一次側に含めて、

$$x'_0 = x_0/a^2, \quad x_0 = \omega_0 l_0 \dots \dots \dots (7)$$

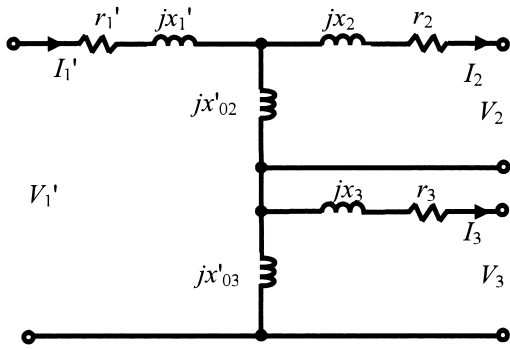


図3 受電部の詳細等価回路

Fig. 3. Detailed equivalent circuit of pick-up coils.

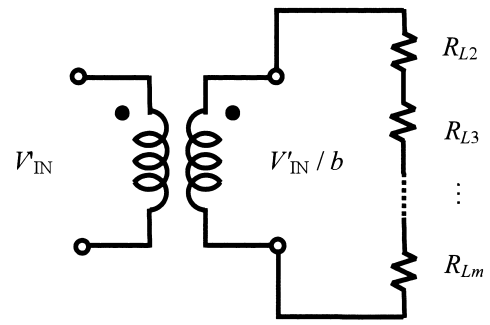


図5 複数受電部等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit of multiple pick-up coils.

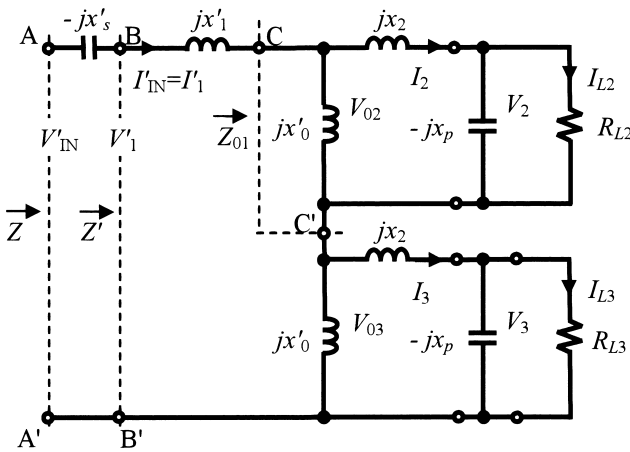


図4 コンデンサと負荷を含めた簡略等価回路

Fig. 4. Simplified equivalent circuit including capacitors and loads.

とする。

まず図4で二次側の並列コンデンサ C_p の値を、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 との和に共振するように(8)式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_p} = x_p = x'_0 + x_2 = \omega_0 L_2 \dots\dots\dots (8)$$

このとき図4のCC'から負荷側を見たインピーダンス Z_{01} は(9)式で表される。

$$Z_{01} = \frac{R_{L2}x'_0{}^2 + jx'_0x_2(x'_0 + x_2)}{(x'_0 + x_2)^2} \dots\dots\dots (9)$$

BB'から負荷側を見たインピーダンス Z' は(10)式となる。

$$Z' = \frac{R_{L2}x'_0{}^2 + jx'_0x_2(x'_0 + x_2)}{(x'_0 + x_2)^2} + \frac{R_{L3}x'_0{}^2 + jx'_0x_2(x'_0 + x_2)}{(x'_0 + x_2)^2} + jx'_1$$

$$= \left(\frac{x'_0}{x'_0 + x_2}\right)^2 (R_{L2} + R_{L3}) + j\left(\frac{2x'_0x_2}{x'_0 + x_2} + x'_1\right) \dots\dots\dots (10)$$

次に一次側直列コンデンサの値を、一次側力率が1となるように、つまり(10)式の虚数部を相殺するように、(11)式の値に決める。ここで m は受電部の個数である。

$$\frac{1}{\omega_0 C'_s} = x'_s = \frac{mx'_0x_2}{x'_0 + x_2} + x'_1 \quad (m = 2) \dots\dots\dots (11)$$

こうすれば、AA'から見た負荷側のインピーダンス Z は(12)式のように簡単になる。

$$Z = \left(\frac{x'_0}{x'_0 + x_2}\right)^2 (R_{L2} + R_{L3}) \dots\dots\dots (12)$$

並列コンデンサ C_p の値も、直列コンデンサ C_s の値も負荷 R_{L2} , R_{L3} に依らず、励磁リアクタンス x_0 と漏れリアクタンス x_1 , x_2 と巻数比 a , 受電部個数 m で決まることは重要である。

〈3・3〉理想変圧器特性 各抵抗負荷 R_{L2} , R_{L3} の電圧 V_2 , V_3 と電流 I_{L2} , I_{L3} を求めよう。

$$b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \dots\dots\dots (13)$$

とおき、 I'_1 , V_{02} を求め、 V_2 と V_3 を求めると、

$$V_2 = \frac{V'_{IN}}{b} \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{L3}} \quad V_3 = \frac{V'_{IN}}{b} \frac{R_{L3}}{R_{L2} + R_{L3}} \dots\dots (14)$$

$$V_2 + V_3 = \frac{V'_{IN}}{b} \quad I_{L2} = I_{L3} = \frac{V'_{IN}}{b} \frac{1}{R_{L2} + R_{L3}} \dots\dots (15)$$

となる。(15)式より図5の理想トランスの等価回路が得られるが、移動型では抵抗負荷の総和(直列和)に対して、理想トランスの式が成り立つ。

また、各受電部の二次電圧は接続された抵抗負荷の値で分圧されることを示している。

受電部が m 個の場合は、図3の等価回路で縦に m 個の受電側が並び、各受電部の二次電圧 V_i が(16)式となることは容易に推察できる。

$$V_i = \frac{V'_{IN}}{b} \frac{R_{Li}}{\sum_{j=2}^{m+1} R_{Lj}} \dots\dots\dots (16)$$

以上をまとめると、一次側に(11)式で決まる直列コンデ

ンサを、二次側に (8) 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) 複数受電部の移動型でも、抵抗負荷の直列和をひとまとめに考えれば、等価回路は固定型と同じように理想トランスと等価になる。
 - (2) 各受電部の電圧は、抵抗負荷の値で分圧される。
 - (3) 理想トランスの巻数比 b は、給電線と受電部の励磁リアクタンス x_0 、二次漏れリアクタンス x_2 、巻数比 a だけで決まり、負荷の値に依らない。
 - (4) 直列コンデンサ C_S および並列コンデンサ C_P の値は、給電線と受電部のリアクタンス値 x_0 、 x_1 、 x_2 と巻数比 a だけで決まり負荷の値に依らない。
 - (5) 負荷抵抗が変化しても、定電圧源で駆動すれば各受電部の電圧の和は一定になり、定電流源で駆動すれば各受電部の負荷電流の値は一定になる。
 - (6) 抵抗負荷の値を変えても一次側力率は常に 1 となる。
 - (7) 効率と力率の改善の見通しを得やすい。
- などの良好な特性が得られることが分かる。

4. 実験結果

〈4・1〉 実験回路と等価回路定数 図 1 の回路において受電部 2 個で実験を行った。給電線と受電部の定数測定結果を表 1 に示す。2 個の受電部の定数の相違は僅少であった。受電部定数は進行方向位置による変動は少なく、給電線とフェライトコアの相対位置による変動もコアの脚部を長くすれば十分小さくできる。なお、各定数は LCR メータと正弦波信号発生器を用いた測定値から算出した。また、一次側直列コンデンサ C_S と二次側並列コンデンサ C_P はそれぞれ (11) 式と (8) 式から計算し、実際に実験に用いたコンデンサの値を表 1 に記した。

〈4・2〉 負荷変動特性 入力電圧 V_{IN} を一定にして、抵抗負荷 $R_{L2} + R_{L3}$ の値を $50\Omega + 50\Omega$ 、 $50\Omega + 100\Omega$ と変えた場合の二次電圧 V_2 、 V_3 の変化を調べた。実験結果を図 6(a), (b) と表 2 の Case1, 2 に示す。

図 6 を見れば、入力電圧 V_{IN} と入力電流 I_1 の波形には高調波成分が多く含まれるが、二次側の電圧 V_2 、 V_3 は正弦波で高調波成分はほとんど含まれない。そこで V_{IN} の基本

波成分 V_{IN1} を波形から計算し、 V_{IN1} の電圧を印加したときの各部の理論値を表 2 の () 内に示した。なお理論値は巻線抵抗を加えた図 3 の詳細等価回路で計算した。

実験値と理論値はほぼ一致している。前章の理論どおりに、二次電圧の和 $V_2 + V_3$ はほぼ一定であり、 V_2 と V_3 の比も抵抗の値の比に近い。抵抗の値が変わっても電圧と電流の位相は変化せず、一次側力率もほぼ 1 である。

〈4・3〉 定電流駆動特性 前節に示したように電源が定電圧であれば、ある抵抗負荷の値が変化すると他の抵抗負荷の電圧も変化する。図 5 より、定電流で駆動すればこのような問題は起きないことが分かる。図 6(a) と (c) は $R_{L2} + R_{L3}$ の値がそれぞれ $50\Omega + 50\Omega$ 、 $50\Omega + 100\Omega$ であるが、入力電流の基本波成分 I_{11} がほぼ一定になるよう入力電圧 V_{IN} を調整している。図 6(a), (c) と表 2 Case1, 3 より、 R_{L3} を変えても R_{L2} の電圧 V_2 に変化のないことが確認できる。

〈4・4〉 一つの受電部を短絡する実験と撤去する実験

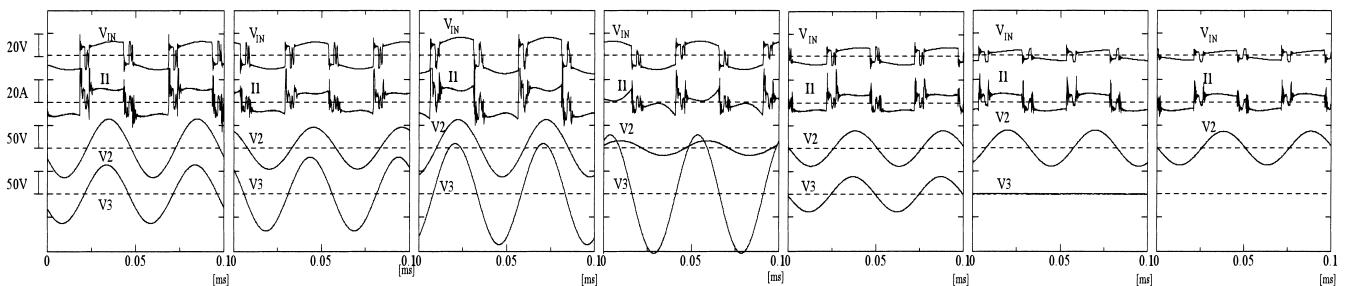
複数受電部の非接触給電では、軽負荷になった受電部が過電圧となる問題がある。図 6(a) Case1 の状態から V_3 の端子を開放にしたのが図 6(d) Case4 である。 V_2 、 V_3 の電圧は図 3 の詳細等価回路で計算すると表 2 のように 0 や ∞ にはならず、実験値と概ね一致する。この過電圧の対策として軽負荷になった受電部を短絡する方法が知られている⁽¹⁾。

一次電流 I_{11} を下げ、ほぼ一定に保ち一つの受電部を短絡する実験と撤去する実験を行った。結果を図 6(e), (f), (g) および表 2 Case5, 6, 7 に示す。図 6(f) Case6 は図 6(e) Case5 の状態で V_3 の端子を短絡、すなわち $R_{L3} = 0$ とした場合を示している。電源が電圧一定であれば他の受電部 V_2 の電圧は上昇するが、電流一定であるため電圧 V_2 は変化しない。Case7 は一つの受電部を給電線の上から撤去し

表 1 実験装置の定数

Table 1. Parameters of experiment.

l_0	[μ H]	0.68	a	1/6
l_1	[μ H]	2.96	r_1	[m Ω] 15
$l_2 = l_3$	[μ H]	16.17	$r_2 = r_3$	[m Ω] 46
L_1	[μ H]	4.32	C_S	[μ F] 18.17
$L_2 = L_3$	[μ H]	40.73	C_P	[μ F] 1.56
$M_{12} = M_{13}$	[μ H]	4.09	$R_{L2} = R_{L3}$	[Ω] 51.4



(a) Case1 $50\Omega + 50\Omega$ (b) Case2 $25\Omega + 100\Omega$ (c) Case3 $50\Omega + 100\Omega$ (d) Case4 $50\Omega + \text{open}$ (e) Case5 $50\Omega + 50\Omega$ (f) Case6 $50\Omega + \text{short}$ (g) Case7 $50\Omega + \text{remove}$

図 6 実験結果

Fig. 6. Experimental results.

表 2 実験結果

Table 2. Experimental results.

Case	1	2	3	4	5	6	7
$R_{L2}[\Omega]$	51.4	51.4	51.4	51.4	51.4	51.4	51.4
$R_{L3}[\Omega]$	51.4	102.6	102.6	open	51.4	short	rmove
$V_{IN}[V]^*$	10.8	10.3	13.7	11.0	6.75	3.82	3.69
$V_{IN1}[V]**$	9.42(9.42)	9.12(9.12)	12.5(12.5)	10.3(10.3)	5.82(5.82)	2.96(2.96)	2.84(2.84)
$I_1[A]^*$	11.6	8.01	13.7	6.04	7.29	7.02	6.60
$I_{IN}[A]**$	9.47(9.76)	6.44(6.68)	9.54(9.15)	2.74(1.68)	5.97(6.03)	5.94(6.03)	5.76(5.78)
$V_2[V]^*$	45.1(46.2)	31.8(31.6)	43.9(43.3)	12.0(7.95)	27.9(28.5)	27.7(28.5)	26.7(27.4)
$V_3[V]^*$	44.9(46.2)	56.0(58.2)	77.6(79.8)	91.0(94.5)	27.7(28.5)	0.04(0.00)	—
$P_1[W]$	87.1(91.9)	58.6(60.9)	116(114)	27.9(17.2)	34.0(35.1)	17.0(17.9)	15.5(16.4)
$P_2[W]$	39.6(41.4)	19.6(19.4)	37.4(36.5)	2.82(1.23)	15.1(15.8)	14.9(15.8)	13.9(14.6)
$P_3[W]$	39.3(41.4)	30.6(33.0)	58.7(62.1)	0.00(0.00)	14.9(15.8)	0.00(0.00)	—
$eff[\%]$	90.5(90.2)	85.7(86.1)	82.6(86.1)	10.1(7.17)	88.1(90.2)	87.9(88.7)	89.8(88.8)

*rms value, ** Each fundamental component rms value of V_{IN} and I_1 ,() Calculated value from detailed equivalent circuit by fundamental component rms value of V_{IN} .

た場合である。 V_{IN} , I_1 , V_2 の波形は図 6(f) とほぼ同じであった。これらから受電部の出力を短絡することは、この受電部を撤去するのとはほぼ等価であることが分かる。これは図 5 から明らかである。

〈4・5〉 考 察 本論文の一次側直列コンデンサと二次側並列コンデンサの方式では、一次電源電圧 V_{IN} が主に理想トランスの巻数比 b と負荷抵抗の直列和で決まる。実験例でも V_{IN} がかなり小さく、インバータ電源にとって好ましくない。給電線の長さが増加して一次側漏れインダクタンス L_1 が大きくなっても直列コンデンサ C_S で補償するため V_{IN} は大きくならない。もちろん受電部の個数が増え給電電力が増加すれば、それに比例して V_{IN} は増大する。

一次電圧を上げるには、受電部のピックアップコイルの巻数を減らす方法もあるが、給電線の巻数を 1 ではなく 2, 3 と増やす方法がある⁹⁾。またインバータ電源と給電線の間に高周波トランスを設置する方法も考えられる。

5. 給電効率

〈5・1〉 給電効率 非接触給電では、機器の小形化・廉価化のため給電効率と電源力率が特に重要である。図 3 の詳細等価回路から、主な給電損失は巻線抵抗にあることは明らかである。従って巻線抵抗を下げれば効率は向上する。特に受電部の巻線抵抗 r_2 を下げることは重要である。 r_2 には負荷電流に加えて大きな共振電流が流れるからである。 V_2 一定で抵抗負荷の値を下げれば、共振電流の比率が下がるため給電効率が上がる。二次巻線の並列数を増せば r_2 は減少し、 C_P を小さくできれば共振電流が減少するので効率が上がる。ここではこれらの関係を理論的に明らかにする。

〈5・2〉 給電効率の近似式 本方式では等価回路が理想トランスとほぼ等価になることを利用し、給電効率の近似式が簡単に求まる。受電部は m 個で同一仕様 (巻線抵抗 r_2 , 漏れリアクタンス x_2) とし、抵抗負荷は $R_L = R_{L2} = \dots = R_{Lm}$

とする。

入力電流を I_1' とすれば、図 5 から各抵抗負荷に流れる電流 I_{Lm} と、二次側の巻線抵抗を流れる電流 I_m は (17) 式で近似できる。

$$I_{Lm} = b I_1'$$

$$|I_m| = |I_{Lm} + I_{Cm}| = b I_1' \sqrt{1 + \left(\frac{R_L}{x_P}\right)^2} \dots \dots \dots (17)$$

次に、図 3 の詳細等価回路において各抵抗での消費電力を求めると給電効率 η の近似式は (18) 式となる。

$$\eta = \frac{m R_L I_{Lm}^2}{m R_L I_{Lm}^2 + r_1' I_1'^2 + m r_2 I_m^2}$$

$$= \frac{m R_L}{m R_L + \frac{r_1'}{b^2} + m r_2 \left\{ 1 + \left(\frac{R_L}{x_P}\right)^2 \right\}} \dots \dots \dots (18)$$

一般に $R_L \gg x_p$ であるので、 η は (19) 式で近似できる。

$$\eta \cong \frac{m R_L}{m R_L + \frac{r_1'}{b^2} + m r_2 \left(\frac{R_L}{x_P}\right)^2}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{r_1'}{m R_L} \left(\frac{x_0' + x_2}{x_0'}\right)^2 + \frac{r_2 R_L}{(x_0' + x_2)^2}} \dots \dots \dots (19)$$

また、(19) 式から給電効率 η が最大となる抵抗 R_{Lmax} の値と、そのときの最大効率 η_{max} を求めると (20) 式となる。

$$R_{Lmax} = \frac{x_0'}{b^2} \sqrt{\frac{r_1'}{m r_2}} \quad \eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{x_0'} \sqrt{\frac{r_1' r_2}{m}}} \dots \dots (20)$$

非接触給電の最大効率 η_{max} は、巻数比 a , 巻線抵抗 r_1, r_2 , 励磁リアクタンス x_0 で決まり、漏れリアクタンス x_1, x_2 には依らないことがわかる。

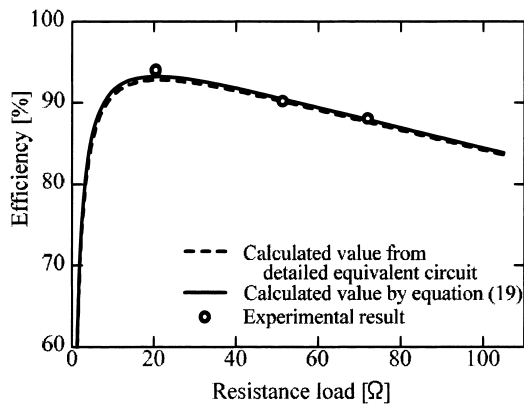


図7 給電効率
Fig. 7. Efficiency.

表3 給電効率
Table 3. Efficiency.

Resistance load [Ω]	Efficiency [%]		
	Calculated value from detailed equivalent circuit	Calculated value by equation (19)	Experimental results
20.5	92.8	94.2	94.0
51.4	90.2	90.5	90.2
72.1	87.6	87.9	88.0
102.6	83.9	84.2	81.8

〈5・3〉 実験結果と考察 受電部2個の場合について、図3の詳細等価回路、(19)式の効率近似式および実験から求めた給電効率 η を図7と表3に示す。(20)式より求めた給電効率 η が最大となる抵抗負荷の値は $R_{Lmax} = 20.55 \Omega$ である。詳細等価回路、効率近似式および実験から求めた給電効率はほぼ一致している。

(20)式から給電効率を上げるには、巻線抵抗 r_1, r_2 を小さくし、励磁リアクタンス x_0 を大きくすることが重要となる。

6. むすび

本論文では移動型非接触給電の詳細等価回路を明らかにし、直列および並列共振コンデンサを用いる方式は、移動型複数受電部においても固定型と同じく理想トランス特性が成り立つこと、この理想トランス特性を利用すれば、給電効率は簡単な近似式で表されることなどを示した。

本方式では二次側が抵抗負荷の場合、抵抗負荷の総和(直列和)に対して、理想トランスと同じ式が成り立ち、各二次側電圧は各抵抗の値で分圧される。このため電源を定電流制御すれば、ある受電部の負荷が変化しても他の受電部の電圧が変化することはない。ある受電部が軽負荷になれば端子電圧が高電圧になる恐れがあるが、この受電部の出力を短絡すれば問題なく、これはこの受電部を撤去したのと同様等価である。また、本方式の電源効率、抵抗負荷であるかぎり常に1となり電源容量を小さくできる。

給電効率の近似式を用いれば、最大効率となる抵抗負荷の値と、そのときの最大効率が求まる。また、効率を上げるにはどうすれば良いか、それがどの程度効果があるのかなどが簡単に分かり、効率改善策を立てやすい。

今後は受電部の出力に各種の整流器を介して負荷を接続した場合の特性を明らかにしたい。

(平成19年8月17日受付, 平成20年2月6日再受付)

文 献

- (1) A.W. Green and J.T. Boys: "10 kHz 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) K.W. Klontz, D.M. Divan, D.W. Novotny, and R.D. Lorenz: "Contactless power delivery system for mining applications", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.31, pp.27–35 (1995)
- (4) D.A.G. Pedder, A.D. Brown, and J.A. Skinner: "A contactless electrical energy transmission system", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.46, No.1, pp.23–30 (1999)
- (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 (2000-6) (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, **120**, 6, pp.789–794 (2000-6)
- (6) H. Ayano, H. Nagase, and H. Inaba: "Highly efficient contactless electrical energy transmission system", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.3, pp.263–270 (2003-3) (in Japanese)
綾野秀樹・長瀬 博・稲葉博美:「高効率非接触給電装置の検討」, 電学論 D, **123**, 3, pp.263–270 (2003-3)
- (7) T. Yumura, M. Iwata, A. Kuwata, and H. Araki: "Basic study of roped double-car elevator system", *JSMEN[No.01-58], Elevator and Amusement Rides Conference*, pp.21–24 (2002)
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ーの基礎技術開発」, 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)
- (8) H. Abe, H. Sakamoto, and 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 (2003-11) (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, **123**, 11, pp.1285–1294 (2003-11)
- (9) M. Ryu, H. Cha, Y. Park, and J. Baek: "Analysis of the Contactless Power Transfer System using Modelling and Analysis of the Contactless Transformer", *IEEE IECON 2005*, pp.1036–1042 (2005)
- (10) T. Fujita, Y. Kaneko, and S. Abe: "Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors", *IEEJ Trans. IA*, Vol.127, No.2, pp.174–180 (2007-2) (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, **127**, 2, pp.174–180 (2007-2)
- (11) S. Matsushita, Y. Oikawa, T. Iwata, Y. Kaneko, and S. Abe: "Moving Pick-up Type Contactless Power Transfer System using Series and Parallel Resonant Capacitors", *IEEJ, SPC-07-29*, pp.49–54 (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」, 電学半導体電力変換研究, SPC-07-29, pp.49–54 (2007)
- (12) Y. Oikawa, S. Matsushita, Y. Kaneko, and S. Abe: "Efficiency of Contactless Power Transfer System using Series and Parallel Resonant Capacitors", *The 2006 National Conversion 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)
- (13) T. Iwata, S. Matsushita, Y. Kaneko, and S. Abe: "Characteristics Change of Contactless Power Transfer System by Pick-up Parameters", *The 2006 National Conversion Record, IEE Japan*, No.4-219 (2006) (in Japanese)
岩田卓也・松下真也・金子裕良・阿部 茂:「移動型非接触給電の受電部定数における特性変化」, 平 19 電学全大, No.4-219 (2006)

金子 裕 良



(正員) 1965年6月22日生。1987年3月埼玉大学工学部電気工学科卒業。1989年3月同大学大学院修士課程修了。同年新日本製鐵(株)入社。1990年4月埼玉大学工学部助手。1995年2月同大学総合情報処理センター講師。2000年4月工学部講師。2008年4月同大学院理工学研究科准教授。現在電気機器の制御および産業ロボットの知的情報処理・制御の研究に従事。工学博士。計測自動制御学会、溶接学会各会員。

松下 真 也



(非会員) 1982年6月18日生。2006年3月埼玉大学工学部電気電子システム工学科卒業。2008年3月同大学大学院理工学研究科博士課程数理電子情報系専攻修了。同年三菱電機(株)入社。在学中は非接触給電システムの研究に従事。

及川 康 史



(非会員) 1981年9月8日生。2005年3月埼玉大学工学部電気電子システム工学科卒業。2007年3月同大学大学院理工学研究科博士前期課程電気電子システム工学専攻修了。同年東京電力(株)入社。在学中は非接触給電システムの研究に従事。

阿部 茂



(正員) 1949年3月29日生。1971年6月東京大学工学部電子工学科卒業。1976年同大学院博士課程修了。工学博士。同年三菱電機(株)入社。中央研究所、産業システム研究所で研究開発に従事。1997年同社稲沢製作所エレベータ開発部長。2001年ビルシステム事業本部技師長。2004年4月埼玉大学大学院理工学研究科教授。現在パワーエレクトロニクス応用とシステム技術の研究に従事。1985年電気学会論文賞受賞。IEEE, 電子情報通信学会, 情報処理学会各会員。