

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

松下 真也* 及川 康史

岩田 卓也 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

Moving Pick-up Type Contactless Power Transfer System using Series and Parallel Resonant Capacitors

Shinya Matsushita*, Yasuhumi Oikawa, Takuya Iwata, Yasuyosi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

A moving pick-up type contactless power transfer system using series and parallel resonant capacitors is described. If the primary series resonant capacitor and the secondary resonant capacitors are set proper values, the equivalent circuit of the system becomes very simple at the resonant frequency. Ignoring the winding resistance and the core loss, the equivalent circuit is the same as an ideal transformer. Therefore, the circuit analysis is easy, and if the input current is constant, the secondary pick-up coil currents are also constant. This paper describes the determination of the series and the parallel capacitor values, the derivation of the equivalent circuit and the test results for the contactless power transfer system.

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

(Contactless Power Transfer System, 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が進められている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。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⁾⁽²⁾⁽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定位置型⁽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。

筆者らは定位置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発表した⁽¹⁰⁾。しかし 2 次側受電部が 1 個の定位置型で負荷も抵抗負荷であったため、実用上重要な移動型の複数受電部への拡張、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。

本論文では、移動型複数受電部への拡張について述べる。定位置型の場合と同様に、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。各二次側電圧は接続された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。しかし、抵抗負荷であるかぎり一次側力率は常に 1 となる。

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などを示し、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、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 を設置する。負荷は

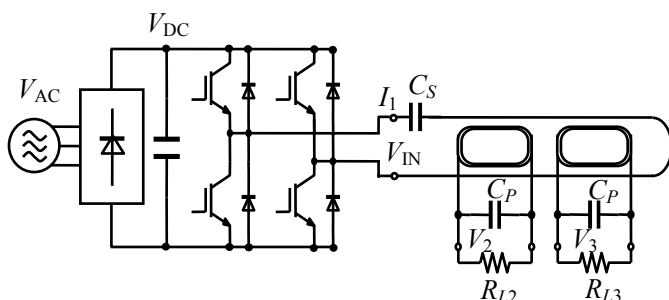


図 1 移動型非接触給電システム

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

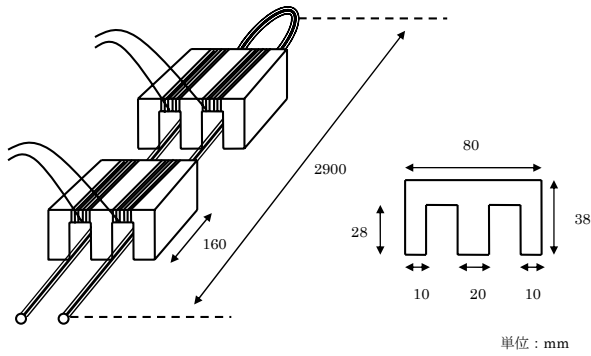


図2 受電部

Fig. 2. Pick-up coils.

抵抗負荷とするが、各受電部の負荷電力に応じて抵抗の値を変える。

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 20kHz とした。給電線には長さ 2.9m のリッツ線 (ϕ 0.25mm×24×16) を用いた。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 (ϕ 0.25mm×24×2) を 6 ターン巻いたものを使用した。受電部を図2に示す。

3. 等価回路

〈3・1〉 移動型の等価回路 移動型では一般に複数個の受電部に電力を供給する。本論文では図3のように受電部が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、図3で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。

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

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。

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

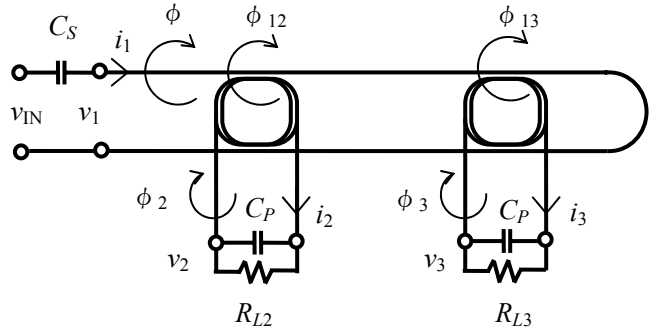


図3 2受電部モデル

Fig. 3. Model of two pick-up coils system.

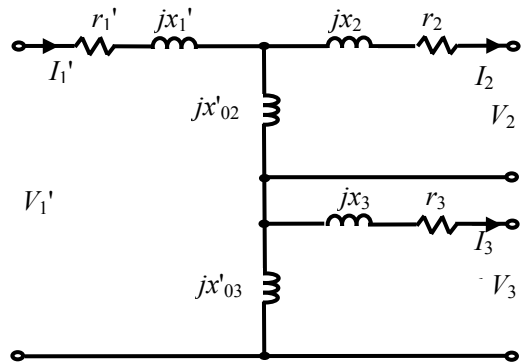


図4 受電部の詳細等価回路

Fig. 4. Detailed equivalent circuit of pick-up coils.

ここで、

$$\begin{aligned} v'_1 &= v_1/a \quad i'_1 = a i_1 \quad r'_1 = r_1/a^2 \\ l'_1 &= L_1/a^2 - M_{12}/a - M_{13}/a \\ m'_2 &= M_{12}/a \quad m'_3 = M_{13}/a \\ l_2 &= L_2 - M_{12}/a \quad l_3 = L_3 - M_{13}/a \end{aligned} \quad \dots(3)$$

(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。

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

ここで、

$$\begin{aligned} V'_1 &= V_1/a \quad I'_1 = a I_1 \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \\ x'_1 &= \omega_0 l_1/a^2 \quad x_2 = \omega_0 l_2 \quad x_3 = \omega_0 l_3 \\ x'_{02} &= \omega_0 m'_2 \quad x'_{03} = \omega_0 m'_3 \end{aligned} \quad \dots(5)$$

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4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。

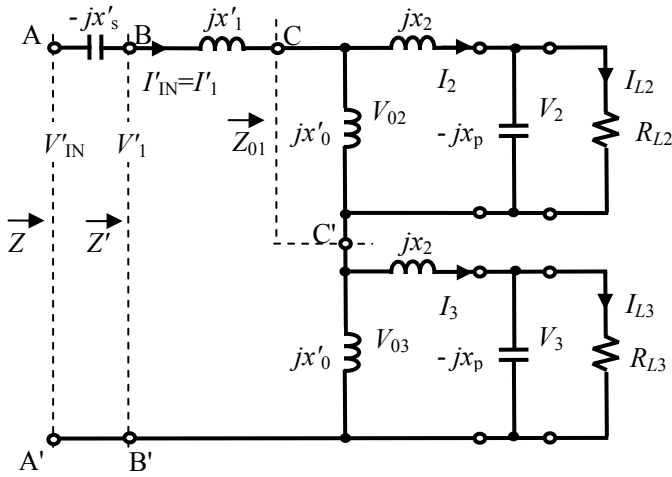


図5 コンデンサと負荷を含めた簡略等価回路
Fig. 5. Simplified equivalent circuit including capacitors and loads.

〈3・2〉 直列および並列共振コンデンサ 図4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 に比べ十分小さいので省略し、図5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、

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

とし、励磁リアクタンス x_0 は一次側に含めて、

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

とする。

まず図5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。

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

このとき図5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。

$$Z_{01} = \frac{R_{L2} x_0'^2 + jx_0' x_2 (x'_0 + x_2)}{(x'_0 + x_2)^2} \quad \dots\dots\dots(9)$$

BB' から負荷側を見たインピーダンス Z は(10)式となる。

$$Z' = \frac{R_{L2} x_0'^2 + jx_0' x_2 (x'_0 + x_2)}{(x'_0 + x_2)^2} + \frac{R_{L3} x_0'^2 + jx_0' x_2 (x'_0 + x_2)}{(x'_0 + x_2)^2} + jx_1'$$

$$= \left(\frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \right)^2 (R_{L2} + R_{L3}) + j \left(\frac{2x_0' x_2}{x'_0 + x_2} + x_1' \right) \quad \dots\dots\dots(10)$$

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。

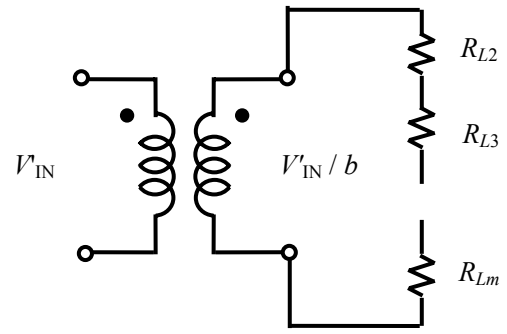


図6 複数受電部等価回路

Fig. 6. Equivalent circuit of multiple pick-up coils.

$$\frac{1}{\omega_0 C'_s} = x'_s = \frac{2x_0' x_2}{x'_0 + x_2} + x'_1 \quad \dots\dots\dots(11)$$

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。

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

重要なことは並列コンデンサ C_p の値も、直列コンデンサ C_s の値も負荷に依らず、励磁リアクタンス値 x'_0 と漏れリアクタンス値 x_1, x_2 と巻数比 a だけで決まることである。

〈3・3〉 コンデンサを含めた特性 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。

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

とおき、 I_1, V_{01} を求め、 V_2 と V_3 を求めると、

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

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

となる。(15)式より図6の理想変圧器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、各受電部の二次側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4の等価回路で縦に m 個の受電側が並び、各受電部の2次電圧 V_i が(16)式となることは容易に推察できる。

表 1 実験装置の定数

Table 1. Parameters of experiment.

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

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

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、等価回路は定位置型と同じように理想変圧器と等価になる。
 - (2) 各受電部の電圧は、抵抗負荷の値で分圧される。
 - (3) 理想変圧器の巻数比 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給電部の電圧の和は一定になり、定電流源で駆動すれば各給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

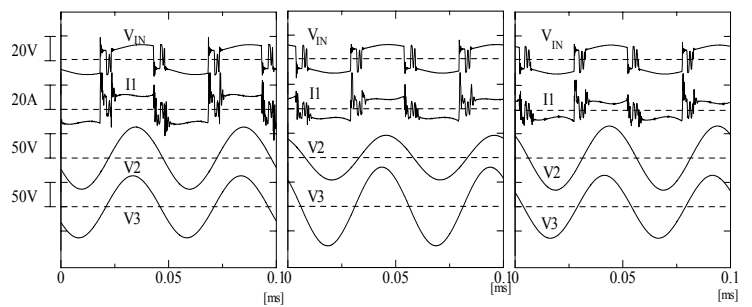
〈4・1〉 実験回路と等価回路定数 図 1 の回路で受電部 2 個で実験を行った。給電線と受電部の定数測定結果を表 1 に示す。定数は LCR メータと正弦波信号発生器を用い 20kHz で測定した。一次側から二次側開放時、および二次側から一次側開放時の R と L を、一次側に 20kHz の正弦波電圧を印加して一次と二次の電圧比を測定し、これらの値から各種定数を算出した。また、一次側直列コンデンサ C_S と二次側並列コンデンサ C_P はそれぞれ(11)式と(8)式から計算し、実際に実験に用いたコンデンサの値を表 1 に記した。

〈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 $50\Omega+50\Omega$ 、 $50\Omega+100\Omega$ 、 $100\Omega+100\Omega$ 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 7 と表 2 の Case1,2,3 に示す。

図 7 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入れた図 4 の詳細等価回路で計算した。

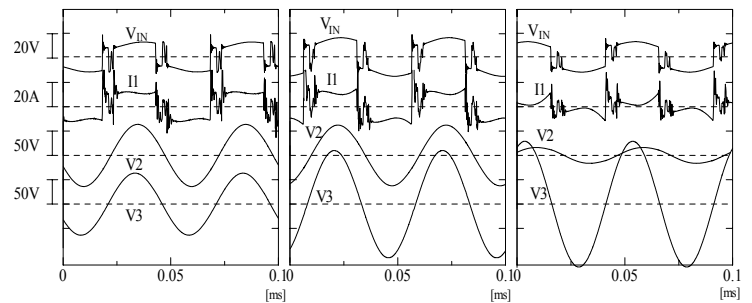
実験値と理論値はほぼ一致している。前章の理論どおりに、二次電圧の和 V_2+V_3 はほぼ一定であり、 V_2 と V_3 の比も抵抗の値の比に近い。抵抗の値が変わっても電圧と電流の位相は変化せず、一次側力率もほぼ 1 である。

〈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



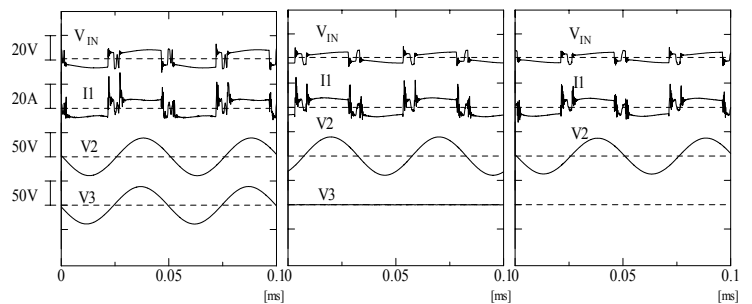
(a)Case1 50Ω+50Ω (b)Case2 50Ω+100Ω (c)Case3 100Ω+100Ω
図 7 負荷変動特性

Fig. 7. Characteristics of load change.



(a)Case1 50Ω+50Ω (b)Case4 50Ω+100Ω (c)Case5 50Ω+open
図 8 定電流駆動特性および無負荷実験

Fig. 8. Characteristics of constant current drive and no-load.



(a)Case6 50Ω+50Ω (b)Case7 50Ω+short (c)Case8 50Ω+remove
図 9 短絡および撤去実験

Fig. 9. Characteristics of short circuit and pick-up coil removal.

表 2 実験結果

Table 1. Experiment results.

Case	1	2	3	4	5	6	7	8
$R_{L2}[\Omega]$	51.4	51.4	102.6	51.4	51.4	51.4	51.4	51.4
$R_{L3}[\Omega]$	51.4	102.6	102.6	102.6	開放	51.4	短絡	撤去
$V_{IN}[V]$	10.8	10.3	10.4	13.7	11.0	6.75	3.82	3.69
$V_{IN1}[V]$	9.42(9.42)	9.12(9.12)	9.42(9.42)	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	7.01	13.7	6.04	7.29	7.02	6.60
$I_{11}[A]$	9.47(9.76)	6.44(6.68)	5.38(5.33)	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)	46.4(46.5)	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)	45.5(46.5)	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)	49.6(50.3)	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)	21.0(21.1)	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)	20.2(21.1)	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)	83.1(83.9)	82.6(86.1)	10.1(7.17)	88.1(90.2)	87.9(88.7)	89.8(88.8)

() : 理論値、 V_{IN} , I_1 , V_2 , V_3 : 実効値、 V_{IN1} , I_{11} : V_{IN} , I_1 の基本波成分の実効値

負荷の電圧も変化する。図 6 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 8 (a)と(b)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を調整している。図 8 (a)(b)と表 3 Case1,4 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〉 一つを受電部を無負荷にする実験 受電部が複数の場合、ある負荷が軽負荷や無負荷になる場合を考えておく必要がある。抵抗負荷は二次側に接続される様々な回路の等価抵抗を表していると考え、無負荷は $R_{L3}=\infty$ で、負荷電流が流れない場合に相当する。図 8 (a)Case1 の状態から、 V_3 の端子を開放にしたのが図 8 (c)Case5 である。電源電圧が一定であれば、 $R_{L3}=\infty$ なので(14)式で考えると V_2 が 0 になるが実際はそうはならない。巻線抵抗を考慮した図 4 の詳細等価回路で計算すると、表 3 の Case5 の理論値に示す値となり、実験値に近づく。しかし無負荷になった受電部の電圧 V_3 が過電圧になり、他の負荷の電圧 V_2 が大きく下がるという悪影響が出る。また電源を定電流にすると軽負荷の受電部の電圧はさらに過電圧になる。

〈4・5〉 一つを受電部を短絡する実験と撤去する実験

前節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、ほぼ一定に保ち図 9 および表 3 Case6,7,8 の実験を行った。図 9 (b)Case7 は図 9 (a)Case6 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。また図 9 (c)Case8 は一つを受電部を給電線の上から撤去した場合の実験結果である。これを見れば、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 6 から明らかである。

5. 考察

〈5・1〉 周波数特性 4 章までは主に電源周波数 f_0 が一定で、システムの諸定数も変化しない場合を扱ってきた。実際には移動型では受動部の移動に伴い、大きくないにしても諸定数の変化は避けられない。まず Z の周波数特性から、電源周波数が変化した場合の特性変化や、電源が高調波成分を含む場合の特性を調べよう。前論文⁽¹⁰⁾で、固定型一負荷ではあるが、抵抗負荷の値が小さくなると Z のゲイン特性が電源周波数付近で谷形になり、高調波電流が流れにくくなること、つまり一次電流が正弦波に近づくことを示した。

図 1 0 (a)は抵抗負荷が $50\Omega+50\Omega$ の場合(図 7 (a)Case1 と図 9 (a)Case6 の場合)の周波数特性を示している。これを見れば低次高調波が流れやすく一次電流波形が正弦波にならないことが分かる。図 1 0 (b)は抵抗負荷が $5\Omega+5\Omega$ の場合である。 Z の周波数特性は谷形となり一次電流は正弦波になると予想できるが、電流が約 10 倍になるため実験はできなかった。

次に受電部の個数が変化した時の Z の周波数特性を図 1 1 に示す。一次直列コンデンサ C_s の値は受電部が 2 個の場合の表 1 の値で計算した。受電部の個数が増えると、ゲイン特性の形は大きくは変化しないが、全体にゲインが上がる事が分かる。

〈5・2〉 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率が特に重要である。図 4 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

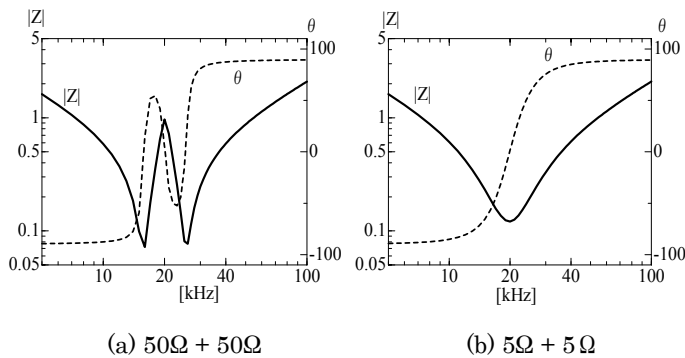


図 10 周波数特性

Fig. 10. Frequency characteristics of Z.

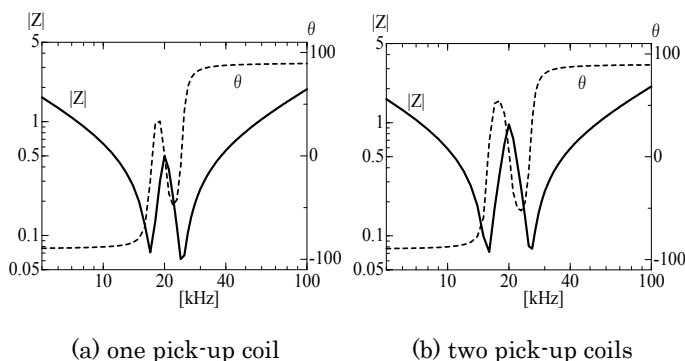


図 11 周波数特性

Fig. 11. Frequency characteristics of Z.

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。

〈5・3〉 一次電源電圧 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。もちろん給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、給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。

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、移動型においても一次側に直列コンデンサを、二次側に並列共振コンデンサを入れる方式が有望であることを示した。

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。ある受電部が無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等価である。また電源力率は、抵抗負荷であるかぎり常に 1 となり電源の容量を小さくできる。

今後の課題としては、受電部の出力を直流に変換する方式がある。高力率コンバータを用いれば、受電部の出力電圧と出力電流を正弦波にできるため、本稿の抵抗負荷と等価になり、本論文で述べた良好な特性が得られると考えている。

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) 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) Don A.G.Pedder, Andrew D.Brown and J.Andrew 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) (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.Ayano, H.Nagase, H.Inaba : "Highly efficient contactless electrical energy transmission system", *IEEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.3, pp.263-270 (2003) (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, Vol.123, No.3 pp.263-270 (2003)
- (7) T.Yumura, M.Iwata, A.Kuwata and H.Araki : "Basic study of roped double-car elevator system", JSME[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, K.Harada : "A novel of output voltage stabilization with respect to load current variation in the non-contact energy transfer", *IEEEJ 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)
- (9) 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)
- (10) T.Fujita, Y.Kaneko, S.Abe : "Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors", IEEJ, SPC-06-46, pp.53-58 (2006) (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」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-06-46, pp.53-58 (2006)