

Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors

Toshihiro Fujita Non-member (Saitama University)

Yasuyoshi Kaneko Member (Saitama University, kaneko@ees.saitama-u.ac.jp)

Shigeru Abe Member (Saitama University, abe@ees.saitama-u.ac.jp)

Keywords: contactless power transfer system, transformer, resonant capacitor, inverter, elevator

A new contactless power transfer system using series and parallel resonant capacitors is described. If the primary series resonant capacitor and the secondary parallel resonant capacitor are chosen appropriately, the equivalent circuit of the transformer with these capacitors 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 voltage is constant, the output voltage is also constant regardless the output current.

Fig. 1 shows the configuration of our contactless power transfer system. The ferrite-core transformer with 10~20 mm gap is driven by 10 kHz rectangular waveform inverter. As the winding resistance and the ferrite-core loss are very small, the simplified equivalent circuit of Fig. 2 can be used.

The parallel capacitor C_p at the secondary winding and the series capacitor C_s at the primary winding are determined as following values.

$$\frac{1}{\omega_0 C_p} = x_p = x_0 + x_2 \dots\dots\dots (1)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_s} = x_s = \frac{x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_0}{x_0 + x_2} \dots\dots\dots (2)$$

where x_1 , x_2 and x_0 are the leakage reactance of primary and secondary windings and the magnetizing reactance.

The impedance Z in Fig. 2 that includes the resistance load R is given by

$$Z = \left(\frac{x_0}{x_0 + x_2} \right)^2 R \dots\dots\dots (3)$$

The V_1 and I_1 can be expressed as follows.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_0}{x_0 + x_2} & 0 \\ 0 & \frac{x_0 + x_2}{x_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

This equation shows the equivalent circuit of the transformer with

resonant capacitors is the same as that of an ideal transformer at the resonant frequency. Then the following good characteristics are obtained.

- (1) The turn ratio $a = x_0/(x_0 + x_2)$ is determined only by the reactance of the transformer and not by the load impedance.
- (2) If the primary voltage V_1 is constant, the secondary voltage V_2 is also constant regardless load change.
- (3) In the case of resistance load, the power factor of primary is always 1.

Fig. 3 shows the experiment results of the resistance-load change. The phases of V_2 , I_1 and I_2 are equal with that of V_1 . The secondary voltage V_2 is approximately constant with resistance change. The efficiency between inverter output and the load ($R = 100 \Omega$) is 96% at 10 mm gap and 92% at 20 mm gap.

The other capacitor configuration is also discussed and the advantage of this configuration is shown in detail.

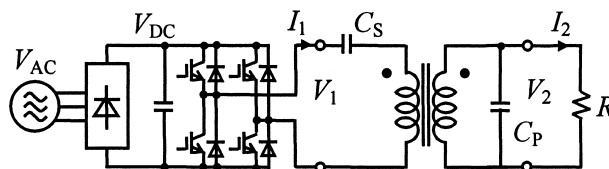


Fig. 1. Contactless power transfer system

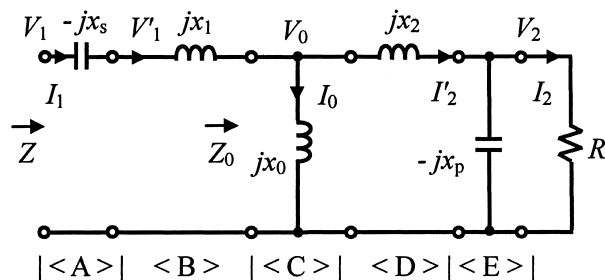


Fig. 2. Simplified equivalent circuit

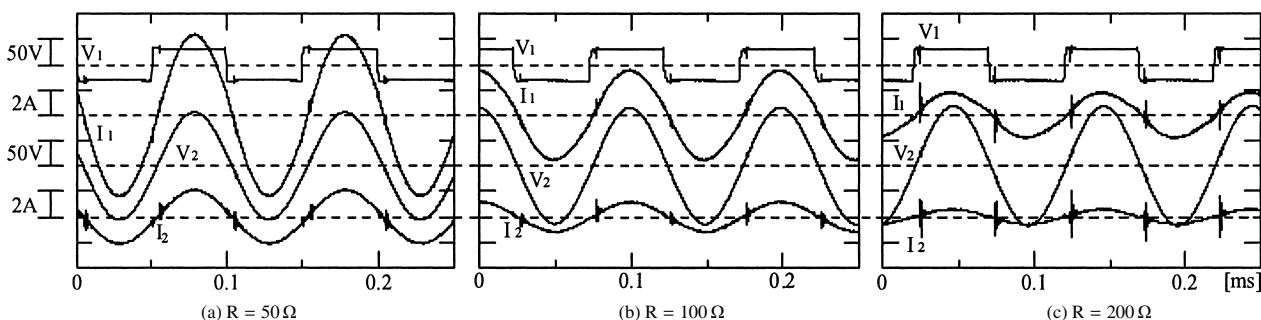


Fig. 3. Characteristics with resistance-load change

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

非会員 藤田 敏博^{*,**} 正員 金子 裕良^{*}
正員 阿部 茂^{*}

Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors

Toshihiro Fujita^{*,**}, Non-member, Yasuyoshi Kaneko^{*}, Member, Shigeru Abe^{*}, Member

A new contactless power transfer system using series and parallel resonant capacitors is described. If the primary series resonant capacitor and the secondary resonant capacitor are set proper values, the equivalent circuit of the transformer with these capacitors 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 voltage is constant, the output voltage is also constant regardless the output current. The paper describes the determination of the series and the parallel capacitor values, the derivation of the equivalent circuit and the test results which shows the usefulness of the new contactless power transfer system.

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

Keywords: contactless power transfer system, transformer, resonant capacitor, inverter, elevator

1. はじめに

工場の搬送車やエレベータなどの移動体に対して，接触集電や制御ケーブルに代わる非接触給電が研究され，実用化が進んでいる。非接触給電は接点の不良，磨耗，火花がなく，クリーンかつ保守も容易である。エレベータでは，テレビ塔用などの屋外用エレベータで制御ケーブルが使えないほか，将来のマルチカーエレベータでは制御ケーブルレス化が不可欠である。

非接触給電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⁽¹⁾⁻⁽³⁾⁽⁵⁾⁽⁷⁾と，コア付きの一次巻線と二次巻線が空隙を隔ててほぼ定位置に置かれる定位置型⁽⁴⁾⁽⁶⁾⁽⁸⁾とがある。いずれもトランス部のギャップ長が大きくなり，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，漏れリアクタンスの補償のため共振回路が用いられてきた。文献(1)(2)では給電線（一次巻線）とピックアップコイル（二次巻線）に並列コンデンサを設置している。文献(3)(5)(8)は二次側に並列コンデンサを設置し，文献(3)(5)は給電線を定電流で給電している。文献(4)(6)では二次側に直列コンデンサ

を設置している。非接触給電では，給電効率の向上，機器の小型化，負荷特性が重要である。これらの点から共振回路の構成方法やコンデンサの容量決定法にはまだ改善の余地があると思われる。

本論文では給電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接続し，これらを適切な値にすると，共振周波数において給電部の等価回路が極めて簡単になり，巻線抵抗や鉄損を無視すると巻数比が励磁リアクタンスと漏れリアクタンスで決まる理想変圧器と等価になることを示す。これはトランス一般に成り立つことであるが，非接触給電に適用すれば，特性解析が簡単になるだけでなく，定電圧源で駆動すれば二次電圧も負荷に依らず定電圧となり，抵抗負荷であればその値が変わっても一次側力率は常に1であるなどの良好な特性が得られる。本文では等価回路による理論計算，抵抗負荷での実験結果，一次二次逆構成の場合，抵抗負荷での周波数特性などを示し，本方式の有効性と留意点を明らかにする。

2. 非接触給電システムの構成

本論文では図1に示す定位置型の非接触給電システムを考えるが，移動型にも適用可能である。

高周波電源にはフルブリッジインバータを用い，給電トランスは図2に示すように一次二次とも同じ形状のフェライトコアにリッツ線を巻いている。ギャップ長は10mm～20mm程度を考える。給電トランスの一次巻線に直列コンデンサを，二次巻線に並列コンデンサを設置している。

* 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

** 現，デンソー（株）

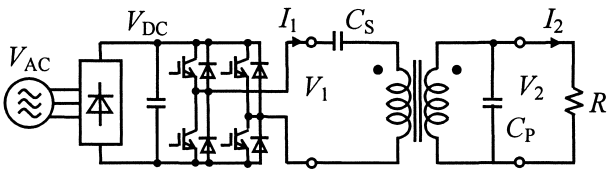


図 1 非接触給電システム
Fig. 1. Contactless power transfer system.

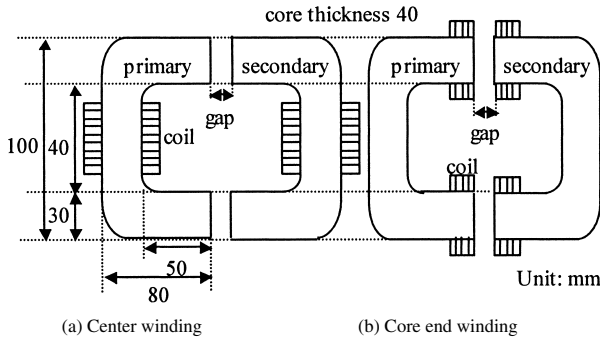


図 2 非接触給電トランス
Fig. 2. Contactless Power Transformer.

非接触給電では通常二次側出力を直流に変換するが^{(1)~(8)}、本論文では共振コンデンサを含むトランスの特性を明確にするため、図 1 のように負荷は抵抗とし、その値を変化させることで負荷電力変化を模擬し、特性変化を調べる。

3. 等価回路

〈3・1〉 給電トランスの等価回路 給電トランスを T 形等価回路で表し、直列および並列共振コンデンサと抵抗負荷を加えた詳細等価回路を図 3 に示す。解析を分かりやすくするため給電トランスの励磁アドミタンスは励磁インピーダンスで表し、簡単のため巻数比は 1 としている。実際の給電トランスでは、〈4・1〉節で述べるように、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、高周波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。従って巻線抵抗 r_1 , r_2 と鉄損の r_0 を省略し、図 4 の簡略等価回路で解析を進める。

〈3・2〉 直列および並列共振コンデンサ まず図 4 の簡略等価回路で二次側の並列共振コンデンサ C_P の値を、電源周波数において励磁リアクタンス x_0 と二次漏れリアクタンス x_2 と共振するように (1) 式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_P} = x_P = x_0 + x_2 \dots \dots \dots (1)$$

一次側の直列コンデンサ C_S の容量性リアクタンスを $-x_S$ とすれば、トランスの一次側から見た抵抗負荷を含むインピーダンス $Z = V_1/I_1$ は (2) 式で表される。

$$Z = \left(\frac{x_0}{x_0 + x_2} \right)^2 R + j \left(\frac{x_2 x_0}{x_0 + x_2} + x_1 - x_S \right) \dots \dots \dots (2)$$

次に C_S の値を、一次側力率が 1 となるように、つまり (2) 式の虚数部が 0 となるように、(3) 式の値に決める。

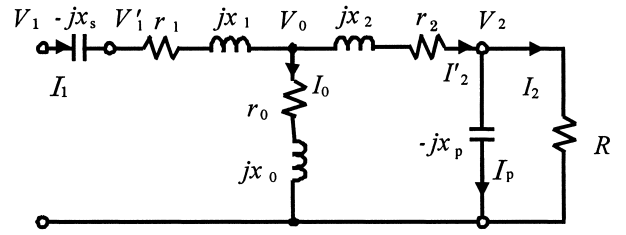


図 3 詳細等価回路
Fig. 3. Detailed equivalent circuit.

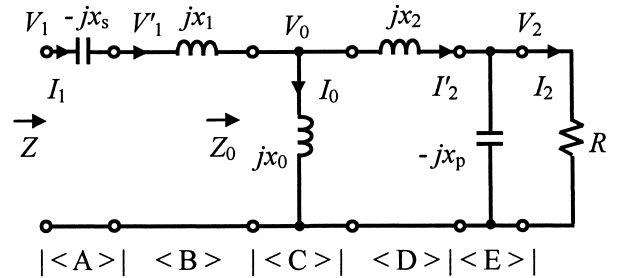


図 4 簡略等価回路
Fig. 4. Simplified equivalent circuit.

$$\frac{1}{\omega_0 C_S} = x_S = x_1 + \frac{x_2 x_0}{x_0 + x_2} = \frac{x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_0}{x_0 + x_2} \dots \dots \dots (3)$$

こうすれば、 Z は (4) 式のように簡単になる。

$$Z = \left(\frac{x_0}{x_0 + x_2} \right)^2 R \dots \dots \dots (4)$$

重要なことは並列コンデンサの値も直列コンデンサの値も負荷に依らず、給電トランスのリアクタンス値 x_0 , x_1 , x_2 だけで決まることである。

〈3・3〉 コンデンサを含めた給電トランスの等価回路

(4) 式の意味を明確にするため、図 4 の簡略等価回路をその下部に示すように、左から右に A~E と 5 分割し、各部分の 4 端子回路の F 行列を A~E で表すと、最初の部分 A は、

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} V'_1 \\ I'_1 \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} 1 & -j \frac{x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_0}{x_0 + x_2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (5)$$

となり、全体の F 行列は (6) 式のように簡単になる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = ABCDE \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_0}{x_0 + x_2} & 0 \\ 0 & \frac{x_0 + x_2}{x_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6)$$

$$V_1 = aV_2 \quad I_1 = \frac{1}{a}I_2 \quad a = \frac{x_0}{x_0 + x_2} \dots \dots \dots (7)$$

(6) 式は、電源周波数 (共振周波数) において、コンデンサを含めた給電トランスの等価回路が理想トランスと等価であり、(7) 式の関係が成り立つことを示している。

以上をまとめると、一次側に (3) 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) 巻数比 a は、励磁リアクタンスと二次漏れリアクタンスだけで決まり、負荷に依らない、
 - (3) 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だけで決まり負荷に依らない、
 - (4) 定電圧源/定電流源で駆動すれば、二次側も定電圧特性/定電流特性となる、
 - (5) 抵抗負荷の値を変えても一次側力率は常に 1 となる、
 - (6) 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。

〈3・4〉 一次側並列コンデンサの場合 図 5 のように一次側に並列コンデンサを設置し、共振形コンバータを用いて正弦波電圧を印加する方式が有名であり実用化されている⁽¹⁾⁽²⁾。この方式でも入力力率を 1 にできる。図 5 でトランスの一次側から見た負荷 R を含むインピーダンス $Z' = V_1/I_1$

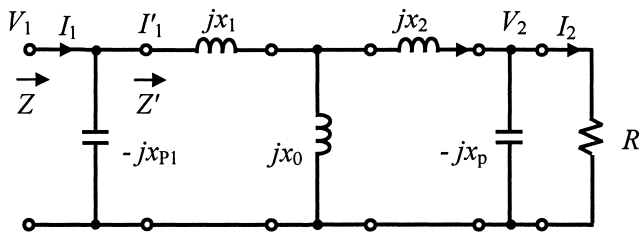
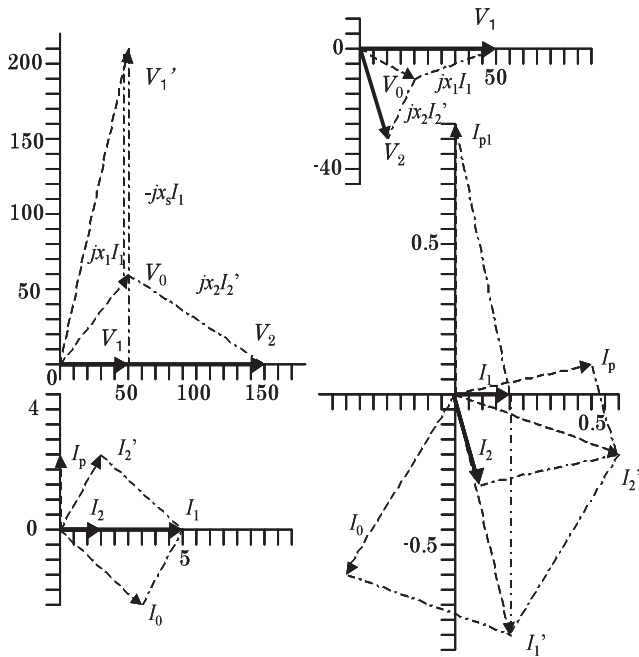


図 5 一次側並列コンデンサの等価回路
Fig. 5. Parallel capacitor at primary winding.



(a) Series capacitor at primary winding (b) Parallel capacitor at primary winding

図 6 ベクトル図

Fig. 6. Vector diagram.

は (8) 式で表されるので、(8) 式の R' と X' を用いて一次側並列コンデンサの値 C_{p1} を (9) 式の値とすれば、インピーダンス $Z = V_1/I_1$ は (10) 式となり虚数部が無くなる。しかし (9) 式から明らかのように、並列コンデンサの値 C_{p1} は負荷 R に依存し、 R を変えると C_{p1} の値も変える必要がある。

$$Z' = \left(\frac{x_0}{x_0 + x_2} \right)^2 R + j \frac{x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_0}{x_0 + x_2} = R' + jX' \quad \dots \dots \dots (8)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_{p1}} = x_{p1} = \frac{R'^2}{X'} + X' \quad \dots \dots \dots (9)$$

$$Z = \left(\frac{x_0}{x_0 + x_2} \right)^2 R + \left(\frac{x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_0}{x_0} \right)^2 \frac{1}{R} \quad \dots \dots \dots (10)$$

一次側が直列コンデンサの場合と並列コンデンサの場合とを図 6 のベクトル図で比較すると、直列コンデンサの場合是一次と二次の電圧と電流がすべて同じ位相となり、入力電流 I_1 に対する励磁電流 I_0 の大きさも並列コンデンサの場合に比べ小さいことがわかる。なおトランス定数は〈4・1〉節のコイル中央巻の値をもとに抵抗は 0, $x_0 : x_2 = 1 : 2$, $V_1 = 50 \text{ V}$, $R = 100 \Omega$ として計算した。

4. 実験結果

〈4・1〉 実験回路 図 1 の回路で実験を行った。高周波電源には電圧方形波インバータを用い、出力周波数 f_0 は 10 kHz とした。図 2 に示す給電トランスは、フェライトコア (TDK PE22 UU120×160×20 2 段) とリッツ線 (0.25 mmφ×24 2 並列) を使用し、巻数は $n_1 = n_2 = 50$ と一次二次同じ巻数とし、漏れインダクタンスによる特性変化を調べるため (a), (b) 2 種類用意した。負荷は 10~200 Ω の抵抗負荷とした。

表 1 に図 2 に示したトランスの定数測定結果を示す。なおトランス定数は LCR メータで 10 kHz で測定した。一次側から二次開放時と短絡時、および二次側から一次開放時と短絡時の R と L を測定し、計算で導出した。

表 1 トランス定数

Table 1. Parameters of transformer.

Winding	center		core end	
Gap[mm]	10	20	10	20
r_1 [Ω]	0.127	0.127	0.134	0.127
r_2	0.167	0.167	0.134	0.127
r_0	0	0	0.006	0.003
l_1 [mH]	0.681	0.711	0.142	0.173
l_2	0.717	0.740	0.154	0.176
l_0	0.348	0.205	0.278	0.144
k	0.332	0.220	0.653	0.452
C_s [μF]	0.278	0.291	1.080	1.011
C_p	0.237	0.267	0.586	0.793

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

一次側の直列コンデンサ C_S と二次側の並列コンデンサ C_P の値はそれぞれ (3) 式と (1) 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。各コンデンサの内部抵抗は高周波用のため約 0.01Ω (at 10 kHz) と小さい。

例えばコイル中央巻でギャップ長 10 mm の場合、10 kHz で、 $x_1 = 42.8 \Omega$, $x_2 = 45.1 \Omega$, $x_0 = 21.9 \Omega$, $r_1 = 0.127 \Omega$, $r_2 = 0.167 \Omega$, $r_0 = 0 \Omega$ となり、抵抗分は対応するリアクタンス分に比べ十分小さい。これより〈3・1〉節の簡略等価回路が適用可能であることがわかる。

結合係数 k の値をみれば、コイルをコア端部に巻くこと(端巻)で漏れ磁束が大きく減少することが分かる。非接触給電は結合係数が小さい場合が多いので、本章ではコイル

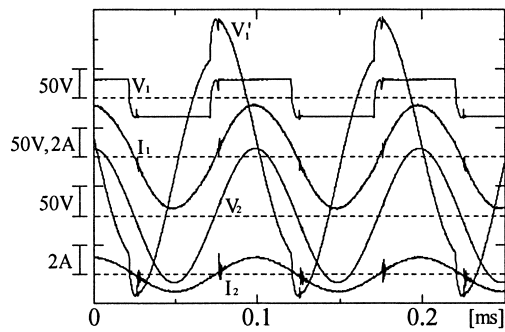


図 7 電圧電流波形 (中央巻 10 mm, $R = 100 \Omega$)

Fig. 7. Voltage and current waveforms.

表 2 実験結果

Table 2. Experiment results (center winding).

Gap[mm]	10	10 (calculated)	10	20
$R[\Omega]$	50	100	200	100
V_1 [V]	27.42	27.6 (27.0)	27.8	27.7
V_2	74.0	80.4(81.3)	83.3	116.4
I_1 [A]	4.44	2.48 (2.45)	1.24	5.15
I_2	1.47	0.82 (0.797)	0.41	1.12
P_1 [W]	117.1	68.7 (66.0)	34.8	140.9
P_2	109.2	66.0 (64.8)	33.8	130.0
efficiency	93.3	96.1(98.2)	97.2	92.3

V_1 : Fundamental component rms value.

中央巻トランスでの実験結果を記す。

〈4・2〉 基本特性 図 1 の回路でコイル中央巻トランスを用いギャップ長 10 mm, 負荷抵抗を 100Ω とした場合の電圧電流波形を図 7 に、電圧電流値を表 2 の 10 mm- 100Ω の列に示す。カッコ内は図 3 と表 1 から求めた計算値である。

表 2 の実験結果は計算値とよく一致している。図 7 を見れば一次、二次の電圧と電流の位相はほぼ一致しており、理論どおりである。図 6 のベクトル図とも適合している。一次側の直列コンデンサの出力電圧 V_1' はピークで 200 V を超えており、 V_1 の変化時に電圧ジャンプが見られる。

〈4・3〉 負荷変動特性 入力電圧 V_1 を一定にして、負荷抵抗を 50Ω , 100Ω , 200Ω と変えた場合の出力電圧 V_2 の変化を調べた。実験結果を図 8 と表 2 に示す。負荷抵抗が小さくなると電流が増加し、巻線抵抗による電圧降下の影響が増すが、出力電圧 V_2 は概ね一定であり、理論どおりの定電圧特性を示している。インバータ出力から抵抗負荷までの効率も 93% 以上が維持されている。抵抗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・4〉 ギャップ長 20 mm の特性 ギャップ長を 20 mm に拡大したときの特性を図 9 と表 1, 表 2 に示す。表 1 より結合係数 k は 10 mm のときの 0.332 から 0.220 に低下しているが、効率は 92% が得られている。結合係数の

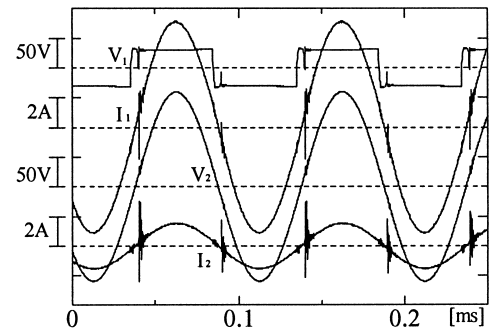


図 9 電圧電流波形 (中央巻 20 mm, $R = 100 \Omega$)

Fig. 9. Voltage and current waveforms.

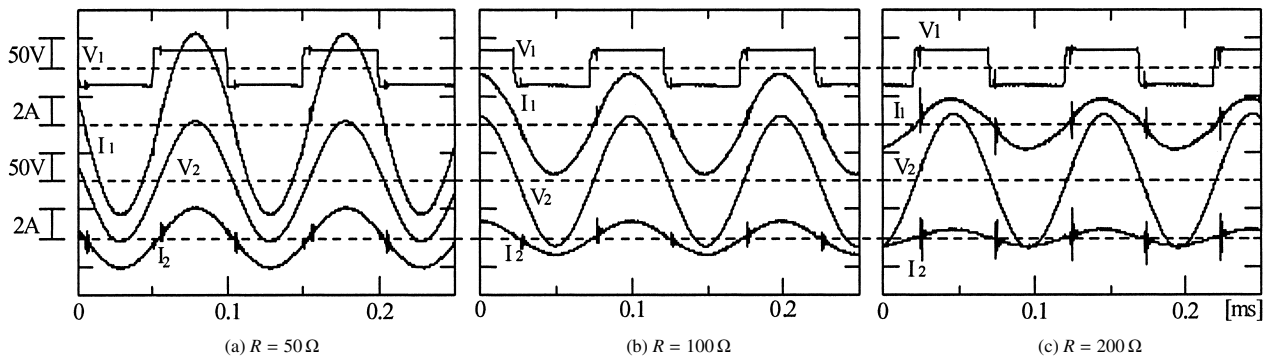


図 8 負荷抵抗を変化させたときの特性

Fig. 8. Characteristics with resistance-load change.

低下と共に二次電圧 V_2 は (7) 式のとおり、上昇することが確認できる。従って供給電力も (7) 式の $1/a$ の二乗にほぼ比例して増大している。

今回はギャップ長毎に最適なコンデンサ値を選んだ。ギャップ変動が大きい場合には、トランス定数変化（共振特性の変化）が小さいトランス形状を工夫する必要がある⁽⁶⁾。

5. 考察

〈5・1〉一次側と二次側を入れかえた場合 〈3・3〉節において一次電流と二次電流の値を負に変えても (6) 式は成立することから、図 10 に示すように一次側を並列コンデンサ、二次側を直列コンデンサとしても同じような理想変圧器特性が得られることが分かる。

コンデンサ C_{P1} と C_{S2} を (11)(12) 式の値とすれば、(13) 式の理想変圧器特性が得られることが分かる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_{P1}} = x_{P1} = x_0 + x_1 \dots\dots\dots (11)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_{S2}} = x_{S2} = \frac{x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_0}{x_0 + x_1} \dots\dots\dots (12)$$

$$V_1 = a' V_2 \quad I_1 = \frac{1}{a'} I_2 \quad a' = \frac{x_0 + x_1}{x_0} \dots\dots\dots (13)$$

しかし、インバータ電源から見た負荷側のインピーダンス $Z = V_1/I_1$ の周波数特性に注意しなければならない。

図 11 は、図 4 と図 10 の回路に r_1 , r_2 , r_0 を追加し $Z = V_1/I_1$ の周波数特性を比較したものである。図 4 の回路は共振周波数でインピーダンスが小さくなり (図 11(a))、共振周波数の電流が主に流れることが分かるが、図 10 の回路は逆の特性 (図 11(b)) のため大きな高調波電流が流れる。

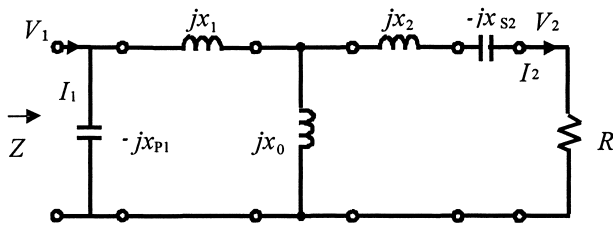


図 10 一次並列二次直列コンデンサの等価回路
Fig. 10. Equivalent circuit with parallel and series capacitors.

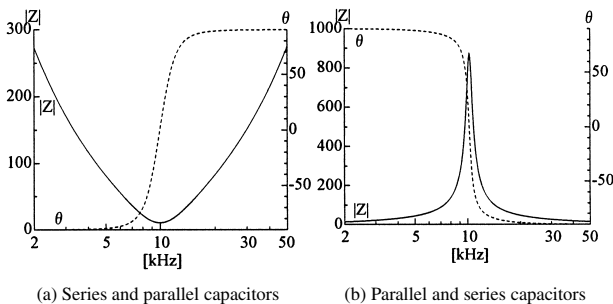


図 11 Z の周波数特性 (中央巻)
Fig. 11. Frequency characteristics of Z.

図 10 の回路では共振周波数の正弦波電源で駆動すれば期待の特性が得られる可能性があるが、本論文提案の図 4 の回路のほうがシステム全体が簡単になると思われる。

〈5・2〉抵抗負荷の値による特性変化 コイル中央巻のトランスの次にコイル端巻のトランスで実験を行ったところ、図 4 の回路でも Z の周波数特性が重要であることがわかった。コイル端巻での Z の周波数特性を図 12 に示す。負荷抵抗 $R = 100 \Omega$ では図 12(a) のように $|Z|$ に谷が 2 つが生じ、方形波インバータで駆動した場合、図 13(a) のように電流波形 I_1 が正弦波にならない。負荷抵抗を $R = 10 \Omega$ まで下げると、図 12(b) の特性および図 13(b) の波形となり問題はなくなる。

ギャップ長 10 mm の端巻コイルで負荷抵抗を 10~100 Ω と変えた場合の特性を表 3 に示す。

図 1 のように一次側に直列共振コンデンサ、二次側に並列共振コンデンサを用いた場合に、 $|Z|$ の周波数特性が図 12(b) のように谷が一つになり、方形波電圧の低次高調波に起因する高調波電流が流れにくくなる負荷抵抗 R の条件を求めよう。

図 4 の簡略等価回路で、Z の周波数特性を Z_{AB} (直列コンデンサ C_s と一次漏れインピーダンス l_1 の AB 部分) と Z_0 (CDE 部分 + 負荷) の 2 つに分けて考えれば、 $Z_{AB} = 1/sC_s + sl_1$ で $|Z_{AB}|$ の周波数特性は V 字形になり山は現れないため、 $|Z_0|$ の周波数特性が電源周波数 f_0 付近に

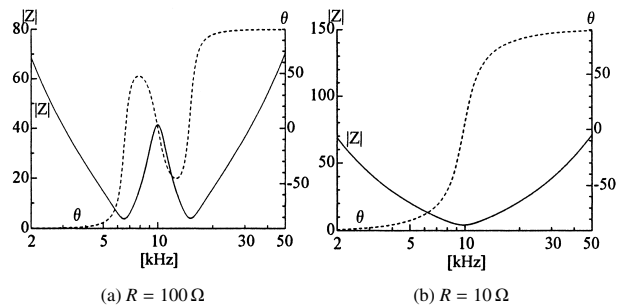


図 12 Z の周波数特性 (端巻)

Fig. 12. Frequency characteristics of Z.

表 3 端巻トランスの実験結果

Table 3. Experiment results (core end winding).

Gap[mm]	10	10	10	10
R	10 Ω	20 Ω	50 Ω	100 Ω
V_1 [V]*	27.6	27.5	27.7	27.5
V_2	36.5	39.7	41.8	41.72
I_1 [A]	5.11	2.80	1.31**	0.74**
I_2	3.31	1.81	0.81	0.43
P_1 [W]	132.5	75.36	36.0	19.0
P_2	119.0	70.83	34.0	17.8
efficiency	89.8	94.0	94.5	93.8

*: Fundamental component rms value.

** : Not sinusoidal wave.

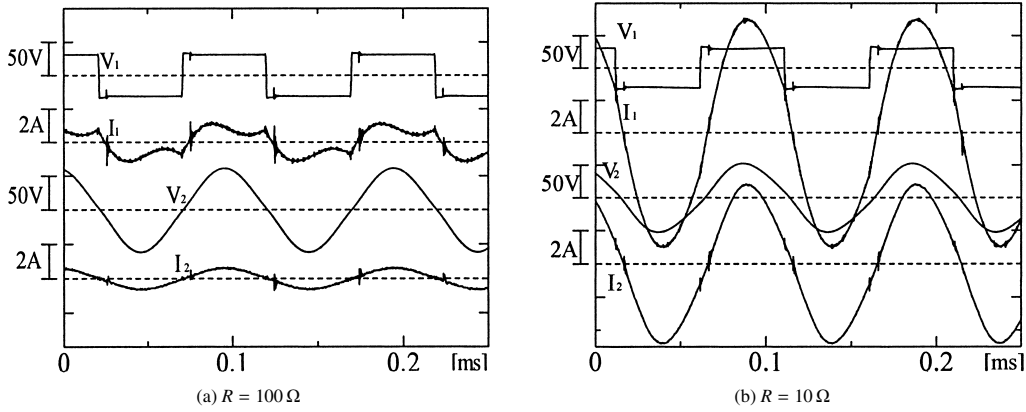


図 13 電圧電流波形 (端巻 10 mm)

Fig. 13. Voltage and current waveforms.

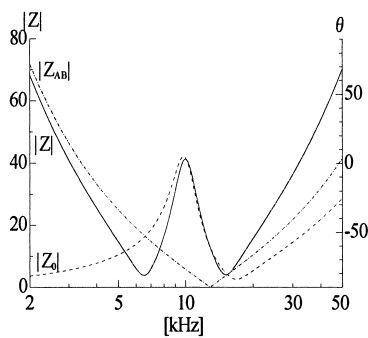


図 14 Z₀ の周波数特性

Fig. 14. Frequency characteristics of Z₀.

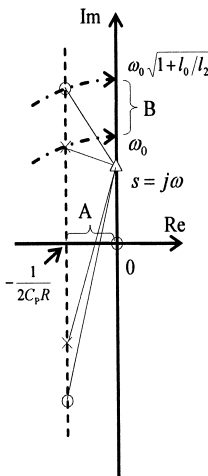


図 15 Z₀ の極, 零点配置

Fig. 15. Poles and zeros of Z₀.

山 (ピーク) を持たないようにすれば良いことが分かる。

図 12(a) の周波数特性を Z_{AB} と Z₀ に分けて示したのが図 14 である。Cs と l₁ の共振周波数は、(14) 式より電源周波数 f₀ より少し大きくなる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_S} = x_S = \frac{x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_0}{x_0 + x_2}$$

$$= x_1 + \frac{x_2 x_0}{x_0 + x_2} \dots \dots \dots (14)$$

$$Z_0 = \frac{l_0 l_2}{l_0 + l_2} \frac{s \left\{ s^2 + \frac{1}{C_P R} s + \left(1 + \frac{l_0}{l_2} \right) \omega_0^2 \right\}}{s^2 + \frac{1}{C_P R} s + \omega_0^2} \dots \dots (15)$$

$$= \frac{l_0 l_2}{l_0 + l_2} \frac{(s - z_1)(s - z_2)(s - z_3)}{(s - p_1)(s - p_2)} \dots \dots \dots (16)$$

Z₀ は (15) 式で表され、極と零点の配置は図 15 のようになる。(16) 式の分母 (s - p_i) や、分子 (s - z_i) は s = jω と極 p_i、零点 z_j を結ぶ複素ベクトルであるため、極と零点の位置から周波数特性にピークが現れる条件を求めることができる。負荷抵抗 R が大きくなると極と零点は虚軸上の ±ω₀、±ω₀√(1+l₀/l₂) に近づくので、図 15 で距離 A > 距離 B となる負荷抵抗であれば、これらの極や零点と s = jω を結ぶ複素ベクトルは相殺し、|Z₀| の周波数特性はピークを持たないと考えられる。従って、

$$\frac{1}{2C_P R} > (\sqrt{1+l_0/l_2}-1) \times \omega_0, \quad R < \pi f_0 \left(\frac{l_0+l_2}{\sqrt{1+l_0/l_2}-1} \right) \dots \dots \dots (17)$$

が得られる。表 1 のコイル中央巻コイルとコイル端巻について、ギャップ長 10 mm の場合の最大負荷抵抗を (16) 式より求めるとそれぞれ 153 Ω と 20 Ω となる。一次電流波形を正弦波にする条件が R < 20 Ω であることは、図 13(a)(b) の実験結果と一致しており、(17) 式の有効性を示している。

〈5・3〉 給電効率向上策 本論文で提案した図 1 の回路で、(1)(3) 式の値のコンデンサを用いれば、〈4・4〉節のように漏れ磁束が大きく結合係数が小さい場合でも、漏れリアクタンスはコンデンサで補償され、高い効率が得られる。しかし漏れ磁束が大きい場合、近くに導体があるとそこに誘導電流が流れ、効率が低下することに注意しなければならない。損失の小さい磁気シールドあるいは漏れ磁束の少ない磁気回路を用いて誘導による損失を抑えることが重要である。またリッツ線や低損失のコンデンサの採用により効率が向上することは言うまでもない。

6. むすび

本論文では給電トランスの一次側に直列共振コンデンサ

を接続し、二次側に並列共振コンデンサを接続し、これらを適切な値にすると、共振周波数において給電部の等価回路が極めて簡単になり、巻線抵抗や鉄損を無視すると巻線比が励磁リアクタンスと漏れリアクタンスで決まる理想変圧器と等価になることを示した。これはトランス一般に成り立つことであるが、非接触給電に適用すれば、特性解析が簡単になるだけでなく、定電圧源で駆動すれば二次電圧も負荷に依らず定電圧となり、抵抗負荷であればその値が変わっても一次側力率は常に1であるなどの良好な特性が得られる。このことを実験によっても確認した。

また周波数特性から一次二次逆構成の場合の特性および方形波電源で駆動した場合に一次電流波形が正弦波となる負荷抵抗の最大値の求め方を示した。

非接触給電では二次側出力を直流に変換する 경우가多く、また移動型では二次側が複数の場合が多い。これらへの対応は今後の課題であるが、直流に変換する場合は抵抗負荷と等価になる高力率コンバータも検討すべきであり、本論文の直列および並列共振コンデンサ方式は二次側が複数の場合へも拡張可能と考えられる。

本研究の実験で多大なご協力を頂いた大学院生の及川康史氏に感謝いたします。

(平成18年3月27日受付, 平成18年10月3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 Appl.*, 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. IA*, Vol.31, No.1, pp.27–35 (1995)
- (4) D.A.G. Pedder, A.D. Brown, and J.A. Skinner: "A contactless electrical energy transmission system", *IEEE Trans. IA*, 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, 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", JSME[No.01-58], Elevator 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)

1. (2) 式の導出

図4のDとEの部分のインピーダンス Z_{DE} は,

$$Z_{DE} = jx_2 + \frac{-jRx_p}{R - jx_p} = \frac{x_2x_p - jR(x_p - x_2)}{R - jx_p}$$

$$= \frac{x_2x_p - jRx_0}{R - jx_p} \dots\dots\dots (付 1)$$

$$\therefore Z_0 = \frac{jx_0Z_{DE}}{jx_0 + Z_{DE}} = \frac{Rx_0^2 + jx_0x_2x_p}{(x_0 + x_2)x_p}$$

$$= \left(\frac{x_0}{x_0 + x_2}\right)^2 R + j\frac{x_0x_2}{x_0 + x_2}$$

$$\therefore Z = Z_0 + j(x_1 - x_s)$$

$$= \left(\frac{x_0}{x_0 + x_2}\right)^2 R + j\left(\frac{x_2x_0}{x_0 + x_2} + x_1 - x_s\right)$$

\dots\dots\dots (付 2)

2. (6) 式の B, C, D, E

$$B = \begin{bmatrix} 1 & jx_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j\frac{1}{x_0} & 1 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 & jx_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{1}{x_0 + x_2} & 1 \end{bmatrix}$$

\dots\dots\dots (付 3)

藤田 敏博 (非会員) 1982年1月15日生。2004年3月埼玉大学工学部電気電子システム工学科卒業。2006年3月同大学大学院理工学研究科修士課程電気電子システム工学専攻修了。同年デンソー(株)入社。



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。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。



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電力系統, オブジェクト指向, 計算幾何応用のシステム研究開発に従事。1997年同社稲沢製作所エレベーター開発部長。2001年ビルシステム事業本部技師長。2004年4月埼玉大学工学部教授, 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。

