

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

藤田 敏博*, 金子 裕良, 阿部 茂 (埼玉大学)

Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors

Toshihiro Fujita, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

Abstract

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 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. 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、等価回路、共振コンデンサ、定電圧特性、エレベータ

(Contactless Power Transfer System, equivalent circuit, resonant capacitor, constant voltage characteristics, 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⁾⁽²⁾⁽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、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以上にし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。本方式を用いれば、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

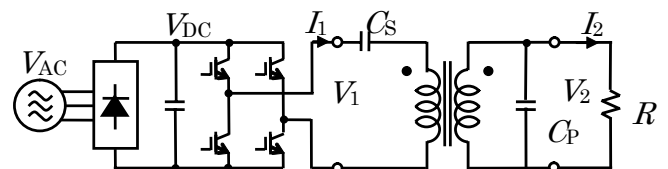
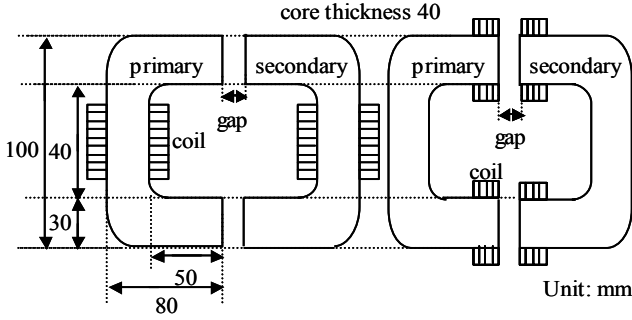


図1 非接触給電システム

Fig. 1. Contactless power transfer system.

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、大部分は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。負荷は抵抗負荷とし、値を変化させ特性変化を調べる。



(a) Center winding. (b) Core end winding.

図2 非接触給電トランス

Fig. 2. Contactless Power Transformer.

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)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と巻線抵抗(銅損)は、高周波電源周波数においてトランスのリアクタンスに比べ十分小さい。従って巻線抵抗と鉄損を省略し、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。

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

このとき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' は(2)式で表される。

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

次に一次側の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(2)式の虚数部を相殺するように、(3)式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_s} = x_s = \frac{x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_0}{x_0 + x_2} \quad (3)$$

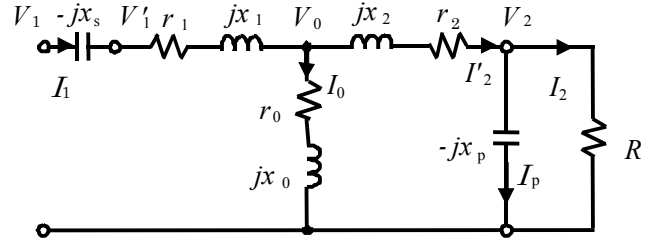
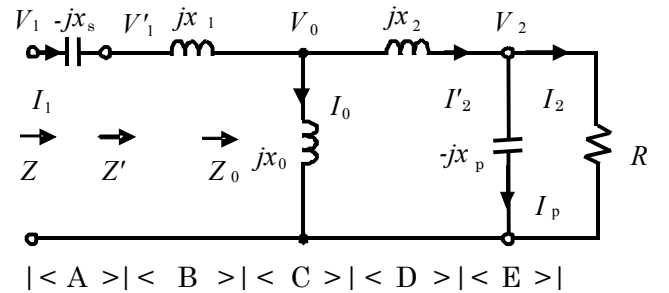


図3 詳細等価回路

Fig. 3. Detailed equivalent circuit.



$$| \langle A \rangle | \langle B \rangle | \langle C \rangle | \langle D \rangle | \langle E \rangle |$$

図4 簡略等価回路

Fig. 4. Simplified equivalent circuit.

こうすれば、直列コンデンサの入力から見た負荷側のインピーダンス Z は(4)式のように簡単になる。

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

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

図4の下部に示したA,B,C,D,Eのように、簡略等価回路を4端子回路に分割しF行列を求める。最初のA部分は、

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

となり、全体のF行列は(6)式のように簡単になる。

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

$$V_1 = a V_2 \quad I_1 = \frac{1}{a} I_2 \quad a = \frac{x_0}{x_0 + x_2} \quad (7)$$

これより、電源周波数(共振周波数)においては、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になり、(7)式の関係が成り立つことが分かる。

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。

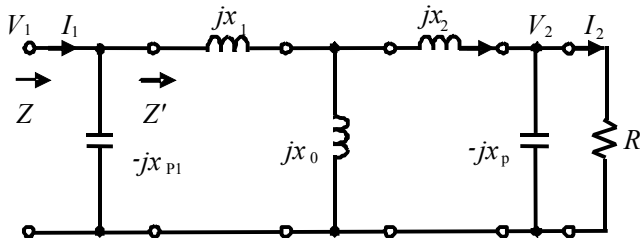
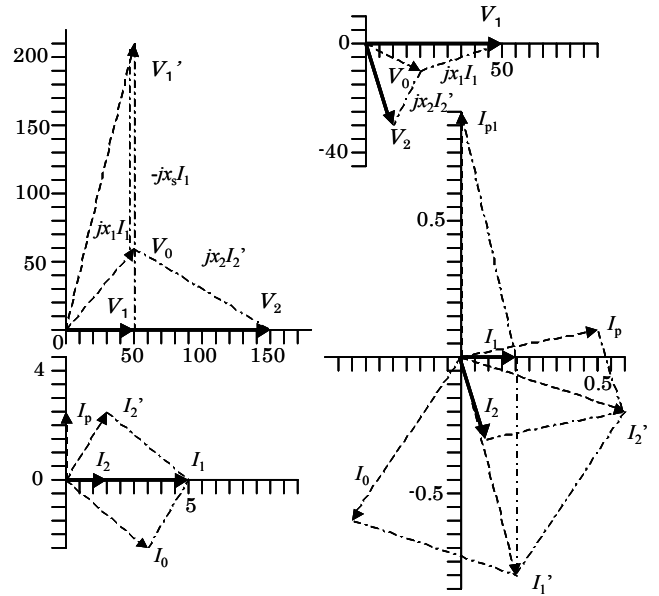


図5 一次側並列コンデンサの等価回路

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.

〈3・4〉 一次側並列コンデンサの場合

一次側の直列コンデンサを、図5のように並列コンデンサにしても、入力力率を1にできる。(2)式を(8)式とくと、一次側並列コンデンサの値を(9)式の値とすれば、負荷側のインピーダンス Z 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。

$$Z' = R' + jX' \dots (8) \quad \frac{1}{\omega_0 C_{p1}} = x_{p1} = \frac{R'^2}{X'} + X' \dots (9)$$

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

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ベクトル図(図6参照)で比較すると、直列コンデンサの場合は一次と二次の電圧と電流がすべて同じ位相となり、励磁電流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〉の coils 中央巻の値をもとに抵抗は0、 $x_0 : x_2 = 1 : 2$ 、 $V_1 = 50V$ 、 $R = 100\Omega$ 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形方形波インバータを用い、出力周波数 f_0 は10kHzとした。今回はソフトスイッチングにはしていない。

表1 トランス定数

Table 1. Parameters of transformer.

Winding	center		core end	
	10	20	10	20
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

(注) $\omega_0 = 2\pi f_0$ $l_1 = x_1/\omega_0$ $l_2 = x_2/\omega_0$ $l_0 = x_0/\omega_0$

給電トランスにはフェライトコア (TDK PE22 UU120×160×20 2段) とリッツ線 (0.25mmφ×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た。負荷は10~200Ω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10kHz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。

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 (10kHz)と小さい。

例えばコイル中央巻でギャップ長 10mm の場合、10kHz 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比に十分小さい。これより〈3・1〉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 10mm、負荷抵抗を 100Ω とした場合の各部の電圧電流波形を図7に、電圧電流値を表2の 10mm-100 Ω の列に示す。カッコ内は計算値である。

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(計算値)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 200V

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。負荷抵抗が変わっても、出力電圧 V_2 はほぼ一定であり、理論どおりの定電圧特性を示しており、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。

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

注) V_1 は方形波であるがその基本波実効値を示す

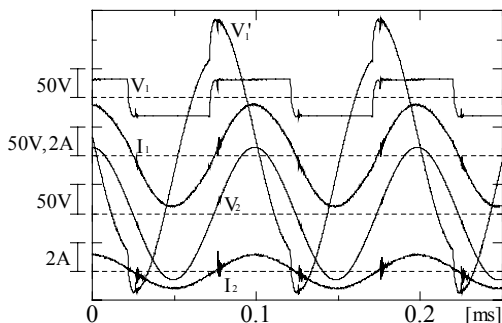


図7 電圧電流波形 (中央巻 10mm、 $R=100\Omega$)

Fig.7. Voltage and current waveforms.

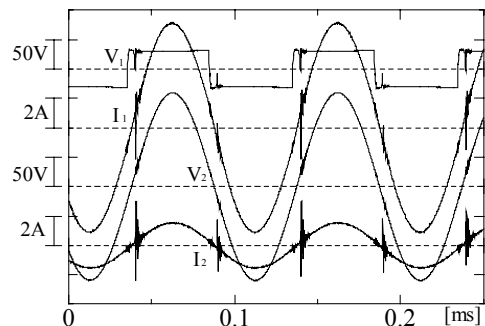


図9 電圧電流波形 (中央巻 20mm、 $R=100\Omega$)

Fig.9 Voltage and current waveforms.

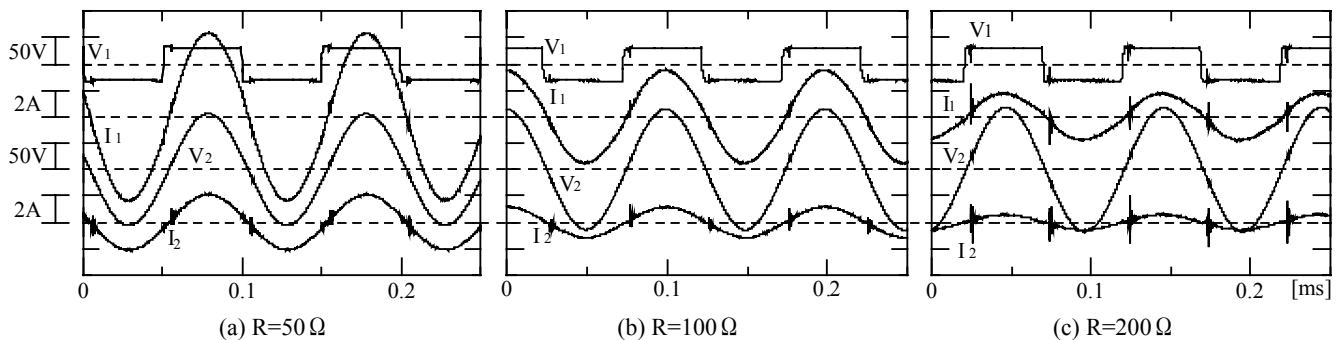


図8 負荷抵抗を変化させたときの特性

Fig. 8 Characteristics with resistance-load change.

〈4・4〉 ギャップ長 20mm の特性

ギャップ長を 20mm 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 10mm 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。

5. 考察

〈5・1〉 一次側と二次側を入れかえた場合

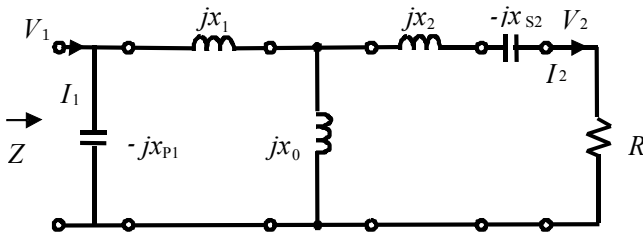


図 10 一次並列二次直列コンデンサの等価回路

Fig. 10 Equivalent circuit with parallel and series capacitors.

〈3・3〉において一次電流と二次電流の値を負に変わっても(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。

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

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

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

しかし、図 1 の電圧形方形波インバータで図 10 の回路を駆動すると図 8 のような波形結果は得られない。この原因はインバータから見た負荷側のインピーダンス Z の周波数特性の違いにあると考えられる。

図 11 は図 4 と図 10 の回路の Z の周波数特性を比較したものである。図 4 の方式は共振周波数でインピーダンスが小さくなり、共振周波数の電流が主に流れることが分かるが、図 10 の回路は逆の特性のため大きな高調波電流が流れる。

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 の方式のほうが回路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

コイル端巻のトランスで実験を行ったところ、図 4 の方式でも Z の周波数特性が重要であることがわかった。

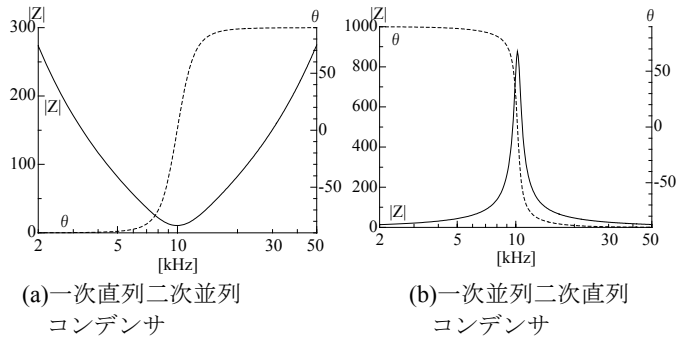


図 11 Z の周波数特性 (中央巻)

Fig. 11. Frequency characteristics of Z.

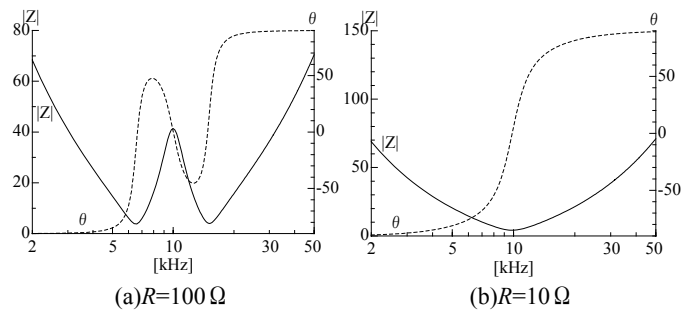


図 12 Z の周波数特性 (端巻)

Fig. 12. Frequency characteristics of Z

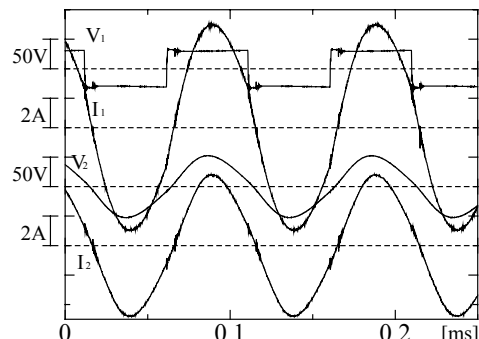


図 13 電圧電流波形 (端巻 10mm、R=10Ω)

fig.13 Voltage and current waveforms.

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	10Ω	20Ω	50Ω	100Ω
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

注) V_1 は方形波であるがその基本波実効値を示す

*波形は正弦波ではない

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 つ生じ、方形波インバータで駆動した場合、電流波形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)の特性となり電流波形は正弦波になった。

端巻コイルで負荷抵抗 $R=10\Omega$ 、ギャップ長 10mm の場合の特性を図 13 と表 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) のようになり高調波電流が流れにくくなる負荷抵抗 R の条件を求める。

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 A B 部分、 Z_0 : C D E 部分 + 負荷の 2 つに分けて考える。図 12(a)の周波数特性をこのように分けて示したのが図 14 である。 C_s と l_1 との共振周波数は、(14)式より電源周波数 f_0 より少し大きくなる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_s} = x_s = \frac{x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_0}{x_0 + x_2} = x_1 + \frac{x_2 x_0}{x_0 + x_2} \dots (14)$$

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

$|Z_0|$ の周波数特性が図 14 のようなピークを持たないようにすればよい。 Z_0 は(15)式で表され、極と零点配置は図 15 のようになる。負荷抵抗 R が大きくなると極と零点は虚軸上の $\pm \omega_0$ 、 $\pm \omega_0 \sqrt{1+l_0/l_2}$ 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、 $|Z_0|$ の周波数特性はピークを持たないと考えられる。従って、

$$\frac{1}{2C_p R} > (\sqrt{1+l_0/l_2} - 1) \times \omega_0, \quad R < \pi f_0 \left(\frac{l_0 + l_2}{\sqrt{1+l_0/l_2} - 1} \right) \dots (16)$$

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

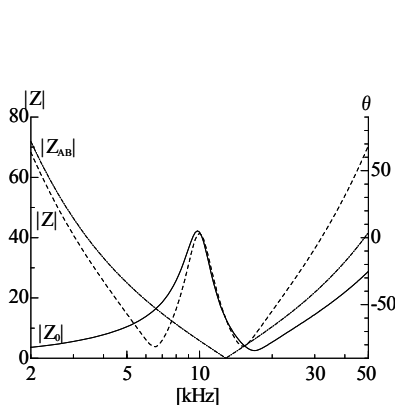


図14 Z_0 の周波数特性

Fig. 14. Frequency characteristics of Z_0 .

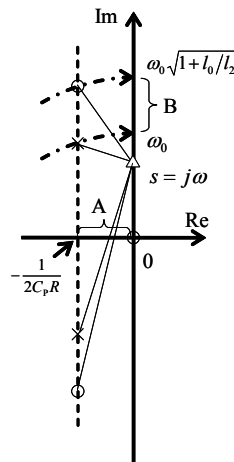


図15 Z_0 の極、零点配置

Fig.15 Poles and zeros of Z_0 .

て、ギャップ長 10mm の場合の最大負荷抵抗を(16)式より求めるとそれぞれ 153Ω と 20Ω となり、実験に近い値が得られた。

〈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、漏れ磁束が大きく結合係数が低くても、漏れリアクタンスはコンデンサで補償されるため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大きく低下する。損失の小さい磁気シールドは高価であるため、漏れ磁束を抑え誘導損失が出ないようにすることが重要である。リッツ線や低損失のコンデンサの採用により確実に効率は向上する。

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。本方式を用いれば、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ことを実験で確認した。

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。整流器負荷での特性、移動型複数負荷の特性などは今後の課題である。

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。

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", IEE Proc. - Electr. PowerAppl., 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) 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) 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) 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) 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)