

# 非接触給電の最大効率の結合係数 $k$ とコイルの $Q$ による表現

遠井 敬大\* 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

## Maximum Efficiency of Contactless Power Transfer Systems using $k$ and $Q$

Takahiro Tohi\*, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

This paper presents a simple theoretical equation of maximum efficiency for contactless power transfer systems. Conventional theoretical equations are composed of many factors such as transformer's resistances and inductances. The proposed equation is composed only of coupling factor  $k$  and  $Q$  factors. This shows ideas to improve efficiency of contactless power transfer systems.

キーワード：非接触給電，電気自動車，効率，結合係数， $Q$   
(contactless power transfer system, electric vehicle, efficiency, coupling factor,  $Q$  factor)

### 1. はじめに

近年，電気自動車やプラグインハイブリット自動車への関心が高まっている。これらの充電方式として利便性・安全性・保守性に優れた非接触給電が有望視されている。また，携帯電話や電動髭剃りなどは非接触給電による充電がすでに実用化され，今後応用分野の拡大が期待されている。

非接触給電は，電磁誘導方式と磁気共鳴方式があるが，どちらも共振回路を備えた等価回路で特性を評価できる。電磁誘導方式では一次直列二次並列コンデンサ方式（SP方式）が多く用いられ，磁気共鳴方式は一次直列二次直列コンデンサ方式（SS方式）の等価回路で表現可能である<sup>(1)</sup>。

非接触給電では給電効率の高いトランスを設計する必要がある。筆者らは電磁誘導方式を用いて，SP方式の理想変圧器特性を利用して，鉄損を無視した場合の最大効率  $\eta_{\max}$  とそのときの抵抗負荷の値  $R_{L\max}$  がトランス定数を用いた簡単な式で表せることを示した<sup>(2)</sup>。本稿では  $\eta_{\max}$  と  $R_{L\max}$  が，結合係数  $k$  と一次コイルの  $Q_1$  と二次コイルの  $Q_2$  を用いて，さらに簡単な式で表現できることを示す。

さらに同じ手法をSS方式や一次並列二次並列コンデンサ方式(PP方式)にも適用し， $k$  が小さい範囲（例えば  $k < 0.3$ ）で鉄損を無視した場合には，SP方式，SS方式，PP方式のいずれも，最大効率  $\eta_{\max}$  が同じ理論式となることを示す。なお，その時の抵抗負荷の値  $R_{L\max}$  は異なる式となる。

この最大効率の理論式から，(1) 給電効率  $\eta$  を上げるには  $k$  を上げ， $Q_1$ ， $Q_2$  を大きくすれば良いこと，(2)  $R_{L\max}$  が二次コイルの抵抗値  $r_2$  と関係が深いことが分かる。また，(3)  $Q_1$ ， $Q_2$  は LCR メータだけで簡単に測定できるため，給電効率を上げるための方針が立てやすい利点もある。

松木と小紫も， $k$ ， $Q_1$ ， $Q_2$  による  $\eta_{\max}$ ， $R_{L\max}$  の式を発表し

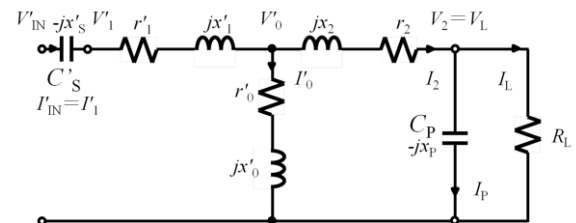


図1 一次直列二次並列コンデンサ方式詳細等価回路  
Fig. 1. Detailed equivalent circuit for method of SP.

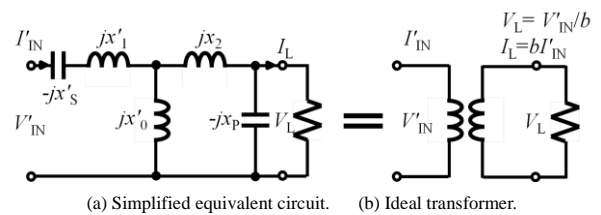


図2 簡略等価回路と理想変圧器特性  
Fig. 2. Simplified equivalent circuit and ideal transformer.

ているが<sup>(3)(4)</sup>，本稿の理論式はより簡単でコンデンサ方式によらず  $\eta_{\max}$  を同じ理論式で表現できる特長がある。

以下，2章でSP方式とその双対であるPS方式，3章でSS方式，4章でPP方式について，最大効率  $\eta_{\max}$  とそのときの抵抗負荷の値  $R_{L\max}$  の理論式を導出する。5章ではSP方式とSS方式について，非接触給電トランスを用いた1.5kW給電実験を行い，理論式の正しさを検証する。

### 2. 一次直列二次並列コンデンサ方式(SP方式)

非接触給電トランスの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  $C_P$  を設置する方式（SP方式）である。

〈2・1〉 等価回路  $C_S$  と  $C_P$  と抵抗負荷  $R_L$  を含むトランス部の詳細等価回路を図1に示す。一次側諸量は巻数比  $a = N_1/N_2$  で二次側の値に換算しダッシュをつけて表す。

二次側の  $C_P$  の値は、電源周波数  $f_0 (= \omega_0 / 2\pi)$  において二次自己インダクタンス  $L_2$  と共振するように、一次側の  $C'_S$  の値は一次側電源力率が1となるように、(1)式の値に決める。

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

$$\frac{1}{\omega_0 C'_S} = x'_S = \frac{x'_0 x_2}{x'_0 + x_2}$$

フェライトコアとリッツ線を用いると鉄損を表わす  $r'_0$  と巻線抵抗  $r'_1$ ,  $r_2$  は、電源周波数  $f_0$  においてトランスのリアクタンス  $x'_0 (= \omega_0 M/a)$ ,  $x_1$ ,  $x_2$  に比べて十分小さい。従って  $r'_0$  と  $r'_1$ ,  $r_2$  を省略した図2(a)の簡略等価回路で解析を進める。なお、 $M$  は相互インダクタンス、 $L_1 (= a^2(x'_1 + x'_0)/\omega_0)$  は一次側自己インダクタンスである。

ここで、 $V_{IN}$  と  $V_2$ ,  $I_{IN}$  と  $I_L$  の関係を求めると、(2)式が成り立ち巻数比  $b$  の理想変圧器と等価となる。なお(2)式より  $b$  は結合係数  $k$  に近い値となることが分かる。

$$V'_{IN} = V_{IN} / a = b V_2, \quad I'_{IN} = I_L / b$$

$$b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \quad \dots\dots\dots (2)$$

〈2・2〉 給電効率の最大値 図1で鉄損を無視し ( $r_0=0$ ) 銅損のみを考慮すると、トランス効率  $\eta_{SP}$  は(3)式のように定義できる。

$$\eta_{SP} = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r'_1 I_1^2 + r_2 I_2^2} \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで、図1より各部電流は(4)式で表すことができる。

$$I'_1 = I'_{IN}, \quad |I_2| = |I_L| \sqrt{1 + \left(\frac{R_L}{x_p}\right)^2} \quad \dots\dots\dots (4)$$

従って、(2)、(4)式より(3)式は(5)式に変形できる。

$$\eta_{SP} = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r'_1 I_1^2 + r_2 I_2^2} = \frac{R_L}{R_L + \frac{r'_1}{b^2} + r_2 \left\{ 1 + \left(\frac{R_L}{x_p}\right)^2 \right\}} \quad \dots\dots (5)$$

(5)式より、トランス効率の最大値  $\eta_{\max SP}$  とそのときの抵抗負荷の値  $R_{L\max SP}$  を求めると(6)式となる<sup>(1)</sup>。

$$\eta_{\max SP} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1}} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$R_{L\max SP} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1}$$

〈2・3〉 最大効率の  $k$  と  $Q$  による表現 コイルの  $Q$  と結合係数  $k$  を(7)式で定義する。

$$Q_1 = \frac{\omega_0 L_1}{r_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{r_2}, \quad k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad \dots\dots\dots (7)$$

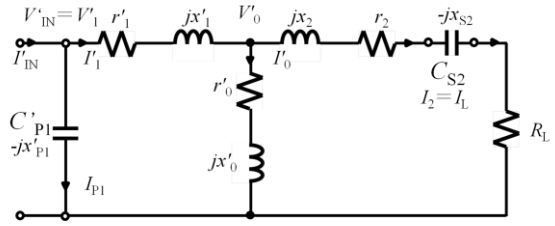


図3 一次側二次側を入れ替えた場合  
Fig. 3. Detailed equivalent circuit for method of PS.

ここで、(1)、(2)式より  $x_p$  と  $b$  は(8)式に変形できる。

$$x_p = r_2 Q_2, \quad b = \frac{M/a}{L_2} \quad \dots\dots\dots (8)$$

(6)式の根号内の式を変形すると、(9)式となる。

$$\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} = \frac{a^2 L_2^2}{M^2} \frac{Q_2 L_1}{a^2 Q_1 L_2} = \frac{L_1 L_2}{M^2} \frac{Q_2}{Q_1} = \frac{1}{k^2} \frac{Q_2}{Q_1} \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$\therefore k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

従って、(10)式が成り立てば(11)式に近似できる。

$$\frac{1}{k^2} \frac{Q_2}{Q_1} \gg 1 \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$\eta_{\max SP} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k \sqrt{Q_1 Q_2}}} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$R_{L\max SP} = \frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$$

非接触給電では  $Q_1$  と  $Q_2$  は一般に数百程度でほぼ値が等しいので、 $k$  がおよそ 0.3 以下であれば(10)式は十分成り立つ。(11)式より最大効率は  $k$  と  $Q$  だけで表され、効率を上げるには  $k$  と  $Q$  を大きくするだけでよいことが分かる。

〈2・4〉 一次並列二次直列コンデンサ方式(PS方式)

SP方式の一次側と二次側のコンデンサの接続方式を入れ替えたPS方式でも理想変圧器特性が成り立つ<sup>(5)</sup>。双方向の非接触給電を想定し、PS方式について給電効率の最大値  $\eta_{\max PS}$  とそのときの抵抗負荷の値  $R_{L\max PS}$  も求めておこう。

図3に示したPS方式の詳細等価回路において各コンデンサの値を(12)式のように決めると、(13)式の理想変圧器特性が成り立つ。

$$\frac{1}{\omega_0 C'_{P1}} = \omega_0 L'_1 = x'_{p1} = x'_0 + x'_1 \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_{S2}} = x_{S2} = \frac{x'_0 x'_1}{x'_0 + x'_1} + x_2$$

$$V'_{IN} = V_{IN} / a = b' V_2, \quad I'_{IN} = I_L / b'$$

$$b' = \frac{1}{b} = \frac{x'_0 + x'_1}{x'_0} \quad \dots\dots\dots (13)$$

SP方式と同様に銅損だけを考慮トランス効率を(3)式で定義する。各部電流は(14)式となることから効率式は(15)式に

変形できる。

$$I_2 = I_L, \quad |I'_1| = |I_L| \sqrt{b^2 + \left(\frac{R_L}{x'_0}\right)^2} \dots\dots\dots(14)$$

$$\eta_{PS} = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r'_1 I_1'^2 + r_2 I_2^2} = \frac{R_L}{r'_1 \left\{ b^2 + \left(\frac{R_L}{x'_0}\right)^2 \right\} + r_2 + R_L} \dots\dots\dots(15)$$

(15)式より、トランス効率の最大値  $\eta_{\max PS}$  とそのときの抵抗負荷の値  $R_{L\max PS}$  を求めると(16)式となる。

$$\eta_{\max PS} = \frac{1}{1 + \frac{2r'_1}{x'_{P1}} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r_2}{r'_1}} + 1} \dots\dots\dots(16)$$

$$R_{L\max PS} = x'_0 \sqrt{\frac{r_2}{r'_1} + b^2}$$

さらに、 $k$  と  $Q$  の式に変形を行う。(2・3)と同様に変形を行うと(16)式は(10)式の条件下で(17)式となる。

$$\eta_{\max PS} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}} \dots\dots\dots(17)$$

$$R_{L\max PS} = kr_2 \sqrt{Q_1 Q_2} + k^2 \cong kr_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$$

(17)式の  $\eta_{\max}$  は一次側と二次側を入れ替える前の(11)式と一致する。しかし、 $R_{L\max}$  は異なる式となるので注意が必要である。また、 $Q$  はそれぞれ数百程度で、 $k$  は1以下であるため、 $Q_1 Q_2 \gg k^2$  となり(17)式のように近似できる。

### 3. 一次直列二次直列コンデンサ方式(SS方式)<sup>(6)</sup>

電磁誘導方式でSS方式を採用することも可能であるが、磁気共鳴方式では等価回路がSS方式となることから<sup>(1)</sup>、磁気共鳴方式の特性を知る上でもSS方式を調べることは重要である。

**〈3・1〉 等価回路** 一次側直列コンデンサ  $C'_{S1}$  と二次側直列コンデンサ  $C_{S2}$  と抵抗負荷  $R_L$  を含む詳細等価回路を図4に示す。 $C'_{S1}$  と  $C_{S2}$  の値は、電源周波数  $f_0$  で一次コイルと二次コイルの自己インダクタンスと共振するように(18)式の値に決める。このとき、一次側と二次側の電圧電流間に(19)式の関係が成り立つ。これはイミタンス変換特性と呼ばれ、一次側を定電圧(あるいは定電流)で駆動すると、二次側が定電流(定電圧)になる特性である。

$$x'_{S1} = \frac{1}{\omega_0 C'_{S1}} = x'_0 + x'_1 \quad x_{S2} = \frac{1}{\omega_0 C_{S2}} = x'_0 + x_2 \dots\dots\dots(18)$$

$$V'_{IN} = -jx'_0 I_L, \quad I'_{IN} = -j \frac{1}{x'_0} V_L \dots\dots\dots(19)$$

**〈3・2〉 給電効率の最大値** SP方式と同様にトランス効率を(3)式で定義すると、図4から各部電流値は(20)式のように表され、(19)、(20)式を用いると(3)式は(21)式となる。

$$I'_1 = I'_{IN}, \quad I_2 = I_L \dots\dots\dots(20)$$

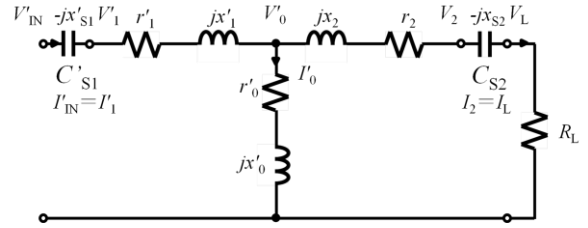


図4 一次直列二次直列コンデンサ方式詳細等価回路  
Fig. 4. Detailed equivalent circuit for method of SS.

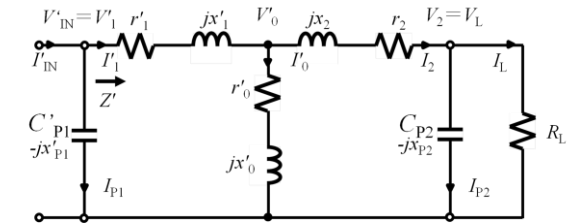


図5 一次並列二次並列コンデンサ方式詳細等価回路  
Fig. 5. Detailed equivalent circuit for method of PP.

$$\eta_{SS} = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r'_1 I_1'^2 + r_2 I_2^2} = \frac{R_L}{R_L + r_2 + r'_1 \left(\frac{R_L}{x'_0}\right)^2} \dots\dots\dots(21)$$

その最大値  $\eta_{\max SS}$  とそのときの抵抗負荷の値  $R_{L\max SS}$  は、(22)式で表される。

$$\eta_{\max SS} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x'_0} \sqrt{\frac{r'_1}{r_2}}} \dots\dots\dots(22)$$

$$R_{L\max SS} = x'_0 \sqrt{\frac{r_2}{r'_1}}$$

**〈3・3〉 最大効率の  $k$  と  $Q$  による表現** (22)式の  $R_{L\max SS}$  と  $\eta_{\max SS}$  を(7)式の  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $k$  と  $x'_0 (= \omega_0 M/a)$  を用いて表すと(23)式となる。

$$\eta_{\max SS} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}} \dots\dots\dots(23)$$

$$R_{L\max SS} = kr_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$$

SP方式は電磁誘導方式で、SS方式は磁気共鳴方式で一般的であるが、どちらの方式でも最大効率を表す式は等しくなることがわかる。

### 4. 一次並列二次並列コンデンサ方式(PP方式)

**〈4・1〉 等価回路** 一次側並列コンデンサ  $C_{P1}$  と二次側並列コンデンサ  $C_{P2}$  と抵抗負荷  $R_L$  を含む詳細等価回路を図5に示す。

PP方式のコンデンサの値の決め方について述べる。 $C_{P2}$  を電源周波数  $f_0$  において二次側自己インダクタンス  $L_2$  と共振するよう(24)式の値にすると、 $C'_{P1}$  以降のインピーダンス  $Z'$  は(25)式となる。

$$x_{P2} = \frac{1}{\omega_0 C_{P2}} = x'_0 + x_2 \dots\dots\dots(24)$$

$$Z' = \left( \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \right)^2 R_L + j \frac{x'_0 x'_1 + x'_1 x_2 + x_2 x'_0}{x'_0 + x_2} = R' + jX' \dots (25)$$

ここで、 $C'_{P1}$ は $Z'$ の虚数部を無くし電源力率を1とする(26)式の値とする。

$$x'_{P1} = \frac{1}{\omega_0 C'_{P1}} = \frac{R'^2}{X'} + X' \dots (26)$$

PP方式では、(26)式から明らかなように、並列コンデンサの値 $C'_{P1}$ は負荷抵抗 $R_L$ に依存し、 $R_L$ を変えると $C'_{P1}$ の値も変える必要がある。また、 $Z'$ はSP方式と同じ値となる。

〈4・2〉 給電効率とその最大値 SP方式と同様にトランス効率を(3)式で定義すると、各部電流は(27)式で示される。 $Z'$ がSP方式と同じであるため回路中の電流値も同様である。

$$I'_1 = I_L / b, \quad |I_2| = |I_L| \sqrt{1 + \left( \frac{R_L}{x_{P2}} \right)^2} \dots (27)$$

$$b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2}$$

従って、その最大値 $\eta_{\max PP}$ とそのときの抵抗負荷の値 $R_{L\max PP}$ は(28)式で表される。

$$\eta_{\max PP} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_{P2}} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1}} \dots (28)$$

$$R_{L\max PP} = x_{P2} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{r_2} + 1}$$

〈4・3〉 最大効率の $k$ と $Q$ による表現 (28)式の $\eta_{\max PP}$ と $R_{L\max PP}$ を(7)式の $Q_1, Q_2, k$ を用いて表すと、(10)式が成り立てば(29)式で近似できる。

$$\eta_{\max PP} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k \sqrt{Q_1 Q_2}}} \dots (29)$$

$$R_{L\max PP} = \frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$$

これらの計算からSP, PS (SP方式で一次二次を入れ替えた場合), SS, PPコンデンサ方式において(11), (17), (23), (29)式より、すべて $\eta_{\max}$ は同じ式で表される。 $k$ と $Q_1, Q_2$ の値が同じであれば、銅損だけを考慮し鉄損を無視した場合は、これらすべての方式で効率の最大値はほぼ一致する。また、紹介したすべての方式で効率を上げるには、 $k$ と $Q$ を大きくするだけで良いことが分かる。

表1に各コンデンサ方式の最大効率 $\eta_{\max}$ とその時の抵抗負荷の値 $R_{L\max}$ の比較を示す。表1から、各方式の $R_{L\max}$ の値は二次側コンデンサ配置やコイルに関係が深い。また、 $Q_1=Q_2$ とするならばSP, PP方式に比べPS, SS方式の $R_{L\max}$ は $k^2$ 倍となり極めて小さくなる事が分かる。

〈4・4〉 一次並列コンデンサの考え方 前項までで紹介したPP方式では $C_{P1}$ の値を一次側から見た力率が1となるよう決めているが、二次側と同様に自己インダクタンス $L_1$ に共振するように挿入する場合もあるので考察を行う。

表1 最大効率 $\eta_{\max}$ とその抵抗負荷の値 $R_{L\max}$

Table 1.  $\eta_{\max}$  and  $R_{L\max}$ .

Resonant capacitor	$\eta_{\max}$	$R_{L\max}$
SP	$\frac{1}{1 + \frac{2}{k \sqrt{Q_1 Q_2}}}$	$\frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$
PS		$kr_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$
SS		$kr_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$
PP		$\frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$

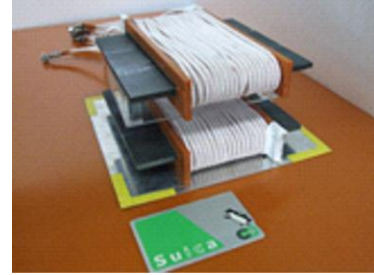


図6 非接触給電トランス

Fig. 6. Transformer

表2 トランス仕様

Table 2. Transformer specification.

Transformer	
Power	1.5kW
Frequency	30 and 50 kHz
Gap	30mm
Core	FDK 6H40 $B_s=0.53T$ $\mu_i=2400$ (at 0.1MHz)
Primary	18 turns (2)*
Secondary	9 turns (4)*
Litz wire	0.1mm $\phi$ ×800
Aluminum-plate shield	200×200×1.0mm

\*( )内は巻線の並列数

$C'_{P1}$ に(30)式に示す $C'_{P1A}$ を挿入した場合を考える。

$$x'_{P1A} = \frac{1}{\omega_0 C'_{P1A}} = x'_0 + x'_1 \dots (30)$$

この場合においても $Z'$ が変化しないことから $\eta_{\max PP}$ と $R_{L\max PP}$ は(29)式で表すことができる。また、 $R_{L\max PP}$ を用いて算出した $C_{P1}$ と(30)式の $C_{P1A}$ の値を比較するとほぼ一致する。実際の値の比較は5章で行う。

## 5. 定数測定と給電実験による検証

4章までで述べた最大効率 $\eta_{\max}$ の妥当性をトランス定数測定と給電実験で検証する。給電実験はSP方式とSS方式で行いトランス効率を比較する。また、 $Q$ の変化によるトランス効率の変化を周波数 $f_0$ を変更することで確認する。

給電実験に用いる標準ギャップ長を30mmで設計した非

表 3 トランス定数

Table 3. Transformer parameters.

Frequency[kHz]	30	50
Gap[mm]	30	
$N_1$	18	
$N_2$	9	
$k$	0.34	
$r_1$ [m $\Omega$ ]	108.4	139.8
$r_2$ [m $\Omega$ ]	27.2	34.0
$L_1$ [ $\mu$ H]	84.8	84.7
$L_2$ [ $\mu$ H]	21.6	21.4
$Q_1$	147.5	190.4
$Q_2$	149.7	197.9
$R_{LmaxSP}$ [ $\Omega$ ]	12.1	20.2
$R_{LmaxPS}$ [ $\Omega$ ]*	1.4 (5.5)*	2.2 (9.2)*
$R_{LmaxSS}$ [ $\Omega$ ]	1.4	2.2
$R_{LmaxPP}$ [ $\Omega$ ]	12.1	20.2
$\eta_{max}$ [%]	96.2	97.0

\* SP 方式の二次側から一次側に送電する場合

接触給電トランス(図 6)の仕様を表 2 に示す。トランスのコアにはフェライト、巻線にはリッツ線、トランス背面には電磁遮蔽用アルミ板を用いた。

(5・1) 周波数による  $k$  と  $Q$  と最大効率の変化 LCR メータを用いて、周波数  $f_0$  を 10kHz~200kHz の範囲で変化させた時のトランス定数を測定し、周波数による  $Q$  と最大効率  $\eta_{max}$  の変化を調べた。結果を表 3, 図 7 に示す。表 3 には 30kHz と 50kHz のトランス定数と、各コンデンサ方式による  $R_{Lmax}$  の値を(11), (17), (23), (29)式から算出した結果を示す。表 3 から分かるように周波数によって自己インダクタンス  $L$  と結合係数  $k$  の値は変化しない。また、<4.4>での PP 方式における一次側並列コンデンサ  $C_{P1}$  と  $C_{P1A}$  は、 $C_{P1}=0.34\mu\text{F}$ ,  $C_{P1A}=0.33\mu\text{F}$  となり値がほぼ一致する。

図 7 から、周波数を上昇させると  $Q$  が上昇するため  $\eta_{max}$  が上昇する。しかし、周波数が 100kHz を超すと  $Q$  と  $\eta_{max}$  が飽和することがわかる。表皮効果や近接効果により巻線抵抗が増加するためと考えられる。また実際の給電効率では、周波数と共に増える鉄損も考慮する必要がある。

(5・2) 給電実験 SP 方式と SS 方式について給電実験を行った。図 8 に実験回路 (SP 方式) を示す。高周波電源にフルブリッジインバータ、出力には蓄電池への充電を考慮しダイオード全波整流器を用いた。負荷への給電電力を 1.5kW とし、電源周波数を 30kHz と 50kHz とした。接続するコンデンサの値はそれぞれ(1),(18)式から算出した。

各部電圧電流・給電電力を表 4 に、電圧電流波形を図 9 に、給電効率を表 4 と図 7 に示す。なお、負荷抵抗  $R_L$  の値はトランス効率が最大となるようにし、給電出力が 1.5kW となるように  $V_{IN}$  を調整した。図 7 から SP 方式と SS 方式の給電効率がほぼ等しく、周波数を 30kHz から 50kHz に上げ  $Q$  を大きくすると給電効率が上がることが確認できた。これらは最大効率  $\eta_{max}$  の式の妥当性を示すものである。なお、理論効率と実験効率の差は鉄損が主因と考えられる。

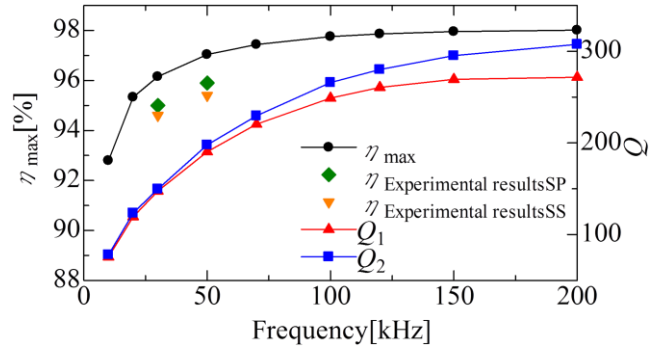


図 7 コイル  $Q$ ・トランス効率周波数特性

Fig. 7.  $Q$  and efficiency vs. Frequency.

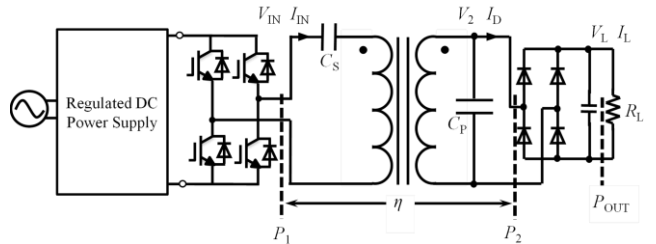


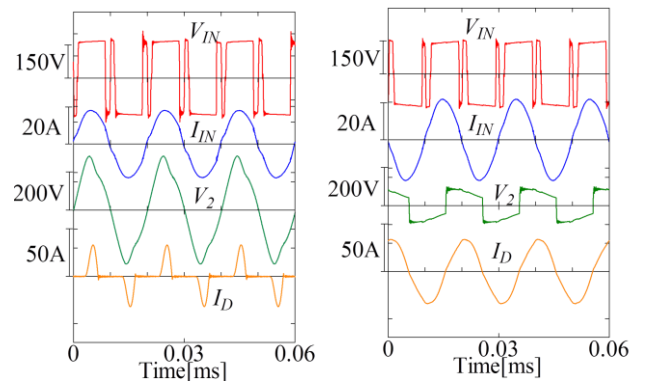
図 8 実験回路 (SP コンデンサ方式)

Fig. 8. Experimental circuit

表 4 実験結果

Table 4. Experimental results.

Resonant capacitor	SP		SS	
Frequency [kHz]	30	50	30	50
$R_L$ [ $\Omega$ ]	25	40	1.5	3.3
$V_{IN}$ [V]	115.8	161.7	109.9	135.9
$I_{IN}$ [A]	16.2	12.7	18.1	15.2
$V_2$ [V]	142.7	182	51.6	73.3
$I_D$ [A]	16.1	12.5	35.2	23.8
$V_L$ [V]	193.4	245.0	47.5	70.2
$P_1$ [W]	1636	1623	1717	1647
$P_2$ [W]	1553	1556	1624	1571
$P_{OUT}$ [W]	1501	1503	1509	1501
$\eta$ [%]	95.0	95.9	94.6	95.4



(a) resonant capacitor SP ( $f_0=50\text{kHz}$ ) (b) resonant capacitor SS ( $f_0=50\text{kHz}$ )

図 9 電圧電流波形

Fig. 9. Experimental results.

## 6. むすび

銅損だけを考慮した場合、非接触給電の給電効率の最大値とその時の抵抗負荷の値は、結合係数  $k$  とコイルの  $Q_1, Q_2$  の簡単な式で表現できること、紹介したすべてのコンデンサ方式において最大効率  $\eta_{\max}$  は同じ式で表されることを示した。この理論式から給電効率を上げるには  $k$  と  $Q_1, Q_2$  の値を大きくすればよいという明快な結論が得られる。また、各方式の  $R_{L\max}$  の値は二次側コンデンサ配置やコイルに関係が深く、 $Q_1=Q_2$  とするならば SP, PP 方式に比べ PS, SS 方式の  $R_{L\max}$  は  $k^2$  倍となり極めて小さくなることを示した。

給電実験による検証において、効率の最大値は SP 方式と SS 方式でほぼ同じ値となり、周波数を上げ  $Q$  を上げることで効率が上昇した。

今後は鉄損による給電効率の低下を予想する手法を検討し、より高効率な非接触給電の実現をめざしたい。

## 文 献

- (1) T.Imura, Y.Hori : "Determination of Limits on Air Gap and Efficiency for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling by Using Equivalent Circuit", *IEEJ Trans IA*, Vol.130, No.10, pp1169-1174 (2010) (in Japanese)  
居村岳広・堀 洋一:「等価回路から見た磁界共振結合におけるワイヤレス電力伝送距離と効率の限界値に関する研究」, 電学論 D, Vol.130, No.10, pp1169-1174 (2010)
- (2) S.Abe and Y.Kaneko : " Contactless Power Transfer Systems ", *IEEJ Journal*, Vol.128, No.12, pp. 769-799 (2008) (in Japanese)  
阿部 茂・金子裕良:「非接触給電技術」, 電学誌, Vol.128, No.12, pp.796-799 (2008)
- (3) 松本英敏:「ワイヤレス電力伝送の基礎」, 非接触電力伝送の最前線, シーエムシー出版, pp.1-7 (2009)
- (4) 小紫公也:「ワイヤレス給電の基礎」, 電気自動車のためのワイヤレス給電とインフラ構築, シーエムシー出版, pp7-20 (2011)
- (5) 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 (2007-2) (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, Vol.127, No.2, pp.174-180 (2007-2)
- (6) Y.Nagatsuka, N.Ehara, Y.Kaneko, S.Abe: "Efficiency of Contactless Power Transfer Systems using Series Resonant Capacitors", *Proc. of 2009 Japan Industry Applications Society Conference IEE Japan*, No.2-27 (2009) (in Japanese)  
長塚祐一・江原夏樹・金子裕良・阿部 茂:「一次直列二次直列コンデンサを用いた非接触給電の給電効率」, 電気学会産業応用部門大会論文集, 2-27 (2009)