

# 一次直列コンデンサ方式を用いた 非接触給電における負荷抵抗値

学生員 小林 涼太\*      学生員 野沢 亨介      正員 金子 裕良 (埼玉大学)

## Resistance value of the load in the Contactless Power Transfer System with a Primary Series Capacitor

Ryota Kobayashi\*, Student Member, Ryosuke Nozawa, Student Member,  
Yasuyoshi Kaneko, Member (Saitama University)

Concerning power transfer to the rotor's circuit of excitation-type synchronous motors, we suggest the contactless power transfer system with a primary series capacitor (S topology) for the compensation of leakage reactance. This system can reduce the number of components in the rotor circuit by omitting the secondary resonant capacitor and the smoothing capacitor. In this paper, we derived the resistance value of the rotor considering the inductance of rotor windings and the full-bridge rectifier of rotor circuit in the S topology.

キーワード：界磁制御，回転変圧器，効率，同期電動機，非接触給電，力率

Keywords：contactless power transfer system, efficiency, field control, power factor, rotary transformer, synchronous motor

### 1. はじめに

近年，原油価格の高騰，地球環境の保護の点から自動車の燃費向上に対する要求が高まっている。その解決策として，ハイブリッド自動車や電気自動車の普及が進んでいる。これらのモータにはネオジウムなどの永久磁石を使用した永久磁石同期電動機(Permanent magnet synchronous motor)が使用されている。しかし，無負荷時の引きずり鉄損の発生や，熱や経年劣化による減磁といった問題点があることから，レアースフリーモータの研究開発が重要になっている。電動機の回転速度を上昇させる際には，弱め界磁制御が必要となるが，永久磁石同期電動機においては，回転子の永久磁石が発生するに磁束に対して，固定子電流を操作して逆方向の磁界を印加する必要があり，これが繰り返されると永久磁石が減磁してしまう問題が生じる。また，鉄損や逆起電力の増加による最高回転速度の制限などといった問題点もある。

以上の問題点を解決するため，電磁石同期電動機に着目した。電磁石同期電動機は回転子に電磁石を用いるため，弱め界磁制御が容易となり，回転時の鉄損や逆起電力を抑えられる。さらに，発熱や弱め界磁制御の繰り返しによる減磁が生じないので，高効率化が期待できる。

従来，電磁石を回転子に用いた同期電動機や発電機では，回転子の励磁方式としてスリップリングやブラシレス励磁が用いられてきた。しかし，スリップリングは接点を持つ

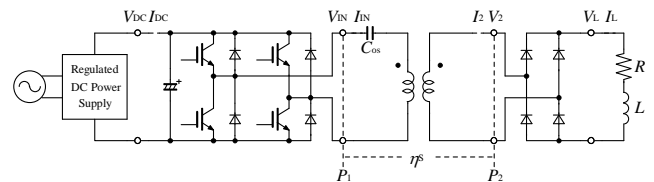


図1 非接触給電システム(S方式)

Fig.1. Contactless power transfer system for S topology.

ので，回転速度に制限があり，摩耗や粉塵が生じ，保守が必要である。ブラシレス励磁は発電機での用途が主で，始動時に回転子を励磁できない。これらの問題点を改善する方式として，回転型非接触給電トランスを用いた励磁方式が提案されている<sup>(1)</sup>。非接触給電は接点不良，摩擦がなくクリーンでメンテナンスフリーといった特徴がある。

本研究では，二次側回路の小型軽量化を考慮し，漏れリアクタンス補償用の共振コンデンサを一次側に直列接続した一次直列コンデンサ方式(S方式)の回転型非接触給電システムを構築し，さらに，整流器出力に平滑コンデンサを用いず，回転子の励磁巻線コイルのインダクタンスを用いて平滑化を行う。また，平滑コンデンサを用いた場合と，省略した場合における，整流器を含む見かけ上の負荷の抵抗値を導出し，界磁制御について検討した。

### 2. 非接触給電システム

〈2・1〉 非接触給電システム 図1に一次直列コンデ

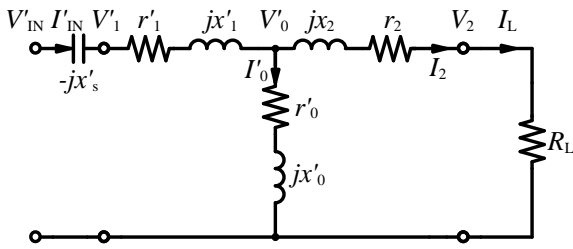


図 2 詳細等価回路

Fig.2. Detailed equivalent circuit.

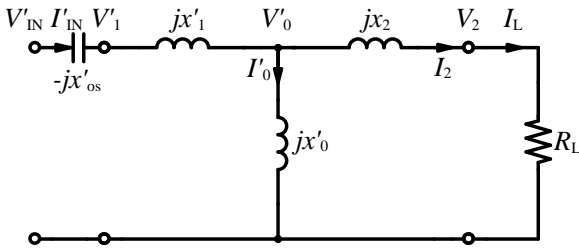


図 3 簡易等価回路

Fig.3. Simplified equivalent circuit.

ンサ方式(S方式)での非接触給電システムの構成を示す。高周波電源にはフルブリッジインバータを使用し  $f_0 = 50\text{kHz}$  の高周波を給電トランスの一次側に入力する。トランスコアにはフェライトを、巻線にはリッツ線を用いる。

〈2・2〉 等価回路 給電トランスを T 形等価回路で表し、直列コンデンサ  $C_{os}$ 、抵抗負荷  $R_L$  を加えた詳細等価回路を図 2 に示す。給電トランスの巻数比を  $a = N_1 / N_2$  とし、一次側諸量は二次側に換算し' (ダッシュ) をつけて表す。実際の給電トランスでは、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  $r_1'$ 、 $r_2$  は電源周波数  $f_0$  において、トランスのリアクタンス  $x_0'$ 、 $x_1'$ 、 $x_2$  に比べて小さい。従って  $r_0'$  と  $r_1'$ 、 $r_2$  を省略した図 3 に示される簡略等価回路で解析を進める<sup>(2)</sup>。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(1)式で表される。

$$Z = \frac{R_L x_0'^2}{R_L^2 + (x_0' + x_2)^2} + j \left\{ \frac{x_0' [R_L^2 + x_2(x_0' + x_2)]}{R_L^2 + (x_0' + x_2)^2} + x_1' \right\} \dots\dots\dots (1)$$

直列コンデンサ  $C_{os}$  の値は、一次側から見たときの力率が 1 となり、(1)式の虚数部が 0 となるように、(2)式の値に決める<sup>(3)</sup>。

$$\frac{1}{\omega_0 C_{os}} = x_{os}' = \frac{x_0' [R_L^2 + x_2(x_0' + x_2)]}{R_L^2 + (x_0' + x_2)^2} + x_1' \dots\dots\dots (2)$$

S 方式では、SP 方式<sup>(4)</sup>と違い、2 次側の負荷抵抗  $R_L$  によって直列コンデンサ  $C_{os}$  の値が変化する。入力と出力の関係式は(3)式ようになる。

$$I'_{IN} = \left( -j \frac{1}{x_0'} R_L + \frac{x_0' + x_2}{x_0'} \right) I_L \dots\dots\dots (3)$$

〈2・3〉 鉄損を無視した場合の給電効率 図 2 で鉄損を無視した場合を考えると、(4)式のようにトランス効率を

表 1  $\eta_{\text{max}}$  と  $R_{L\text{max}}$  の  $k$  と  $Q$  を用いた表現

Table 1. Expression using  $k$  and  $Q$  of  $\eta_{\text{max}}$  and  $R_{L\text{max}}$ .

	最大効率抵抗負荷 $R_{L\text{max}}$	最大効率 $\eta_{\text{max}}$
S 方式	$R_{L\text{max}} = r_2 \sqrt{k^2 Q_1 Q_2 + Q_2^2}$	$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k} \sqrt{\frac{1}{Q_1 Q_2} + \frac{1}{k^2 Q_1^2}}}$
SP 方式	$R_{L\text{max}} = r_2 Q_2 \sqrt{\frac{1}{k^2} \frac{Q_2}{Q_1} + 1}$	$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k} \sqrt{\frac{1}{Q_1 Q_2} + \frac{k^2}{Q_1^2}}}$
SS 方式	$R_{L\text{max}} = k r_2 \sqrt{Q_1 Q_2}$	$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k \sqrt{Q_1 Q_2}}}$

定義できる。

$$\eta_s = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r_1' I_1'^2 + r_2 I_2^2} \dots\dots\dots (4)$$

S 方式における各部電流を(5)式のように示し、(3)式とともに用いると、(4)式は(6)式となる。

$$I_1' = I'_{IN}, \quad I_2 = I_L \dots\dots\dots (5)$$

$$\eta_s = \frac{R_L}{\frac{r_1'}{x_0'^2} [R_L^2 + (x_2 + x_0')^2] + R_L + r_2} \dots\dots\dots (6)$$

S 方式のトランス最大効率  $\eta_{\text{max}}$  とその時の抵抗負荷の値  $R_{L\text{max}}$  はそれぞれ(7)、(8)式で求めることができる。

$$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{1 + \frac{2r_1'}{x_0'^2} \sqrt{(x_2 + x_0')^2 + \frac{r_2}{r_1'} x_0'^2}} \dots\dots\dots (7)$$

$$R_{L\text{max}} = \sqrt{(x_2 + x_0')^2 + \frac{r_2}{r_1'} x_0'^2} \dots\dots\dots (8)$$

〈2・4〉 最大効率の  $k$  と  $Q$  による表現 結合係数  $k$  とコイルの性能  $Q$  を(9)式のように定義し、(7)、(8)式を  $k$  と  $Q$  を用いて表した。その結果と、SP 方式、SS 方式において同様に求めたもの<sup>(5)</sup>を、表 1 に示す。ここで、 $L_1$ 、 $L_2$  はそれぞれ 1 次巻線、2 次巻線の自己インダクタンス、 $M$  は相互インダクタンスである。

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad Q_1 = \frac{\omega L_1}{r_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{r_2} \dots\dots\dots (9)$$

$k$  と  $Q$  の値が大きいくほど最大効率  $\eta_{\text{max}}$  が上昇し、 $\eta_{\text{max}}$  について、S 方式においても SP 方式、SS 方式と同様の特性が得られた。また、 $R_{L\text{max}}$  も  $k$  と  $Q$  の値が大きいくほど大きくなり、S 方式においては、 $R_{L\text{max}}$  の大きいくほど  $\eta_{\text{max}}$  も上昇し、高いトランス効率を得るためには、負荷の抵抗値は大きいく方が良かった。

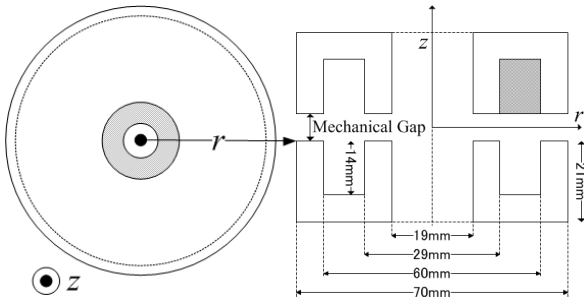


図 4 トランスの構成

Fig.4. Dimensions of transformer.



図 5 回転型非接触給電トランスの軸への取り付け

Fig.5. Attachment to the shaft of the transformer.

表 2 トランスの仕様

Table 2. Specifications of transformer.

Mechanical gap		1 mm
Winding wires	Primary	12 T
	Secondary	3 T
Litz wire	Primary	0.1mmφ×300
	Secondary	0.1mmφ×1600
Core		TDK PE90

### 3. 回転型非接触給電トランス

〈3・1〉 回転型非接触給電トランスの仕様 回転型非接触給電システムで用いるトランスの寸法を図 4 に、仕様を表 2 にそれぞれ示す。トランスにはフェライト(PE90)を用い、巻線にはリッツ線を用いた。トランスの基本定数測定は、電源周波数を  $f_0 = 50\text{kHz}$  とし、トランスの一次側から二次側開放時と短絡時、および二次側から一次側開放時と短絡時の  $R$  と  $L$  を LCR メータで測定した。そのときのトランス定数を表 3 に示す。

〈3・2〉 回転軸への取り付け 回転軸への回転型非接触給電システムの取り付けは、一次側トランスを固定し、二次側トランスと整流回路を軸に固定する。回転軸への取り付けを行った写真を図 5 に示す。二次側トランス以降の二次側回路は回転子とともに回転する。回転軸は、長さ

表 3 トランス定数

Table 3. Parameters of transformer.

Frequency	$f_0$ [kHz]	50
gap	[mm]	1
Transformer Parameters	$r_0$ [mΩ]	162.0
	$r_1$ [mΩ]	40.17
	$r_2$ [mΩ]	5.640
	$l_0$ [μH]	47.72
	$l_1$ [μH]	12.72
	$l_2$ [μH]	2.721
	$k$	0.643
	$\eta_{\max}$ [%]	98.71
Exciting Windings	$R_{L\max}$ [Ω]	2.277
	$R$ [Ω]	0.8
	$L$ [mH]	32.03

350mm、直径 15mm の円柱で、トランスの中心部に配置する。また、回転型非接触給電トランスでは、回転トランスの中心部を回転軸が貫く形になる。非接触給電では、トランス間に高い周波数の磁界を発生させて給電を行う。その際、漏れ磁束が回転軸などの周囲の磁性体に鉄損を発生させ、トランス効率が低下する。今回は、漏れ磁束による効率の低下を減らすため、回転軸に非磁性ステンレス鋼(SUS304)を用いた。トランス間ギャップ 1mm、共振周波数 50kHz で駆動した場合、(7)、(8)式より  $\eta_{\max S}$  は 98.71%、 $R_{L\max S}$  は 2.277Ω となった。

### 4. 負荷の見掛け上の抵抗値

〈4・1〉 平滑コンデンサを省略した場合<sup>(6)</sup> 二次側回路の小型軽量化を考慮し、整流器出力に平滑コンデンサを用いず、回転子の励磁巻線コイルの  $L$  を用いて電流を平滑化する場合について考える。この場合、整流後の電圧は脈流となる。整流前の電圧実効値と整流後の電圧平均値は異なるため、計算に用いる抵抗値は、実際の負荷の抵抗値  $R$  と異なる。整流器前からみた、整流器を含む回路の抵抗値を見掛け上の抵抗値とし、 $R_L$  で表わす。

2 次側の回路に着目し、図 6 に示すように、2 次側コイルを電源リアクタンスが  $x_2$ 、内部抵抗が  $r_2$  の正弦波交流電源とし、2 次側回路を負荷が  $R_L$  のダイオード単相全波整流回路とみなす。高周波回路において、 $r_2$  は  $x_2$  に比べて十分に小さいため無視する。ダイオード単相全波整流回路では、電源電圧  $v$  の正の半サイクルでは  $D_1$ 、 $D_4$  が、負の半サイク

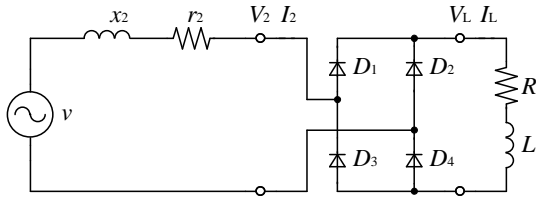


図 6 2 次側回路

Fig.6. Secondary circuit.

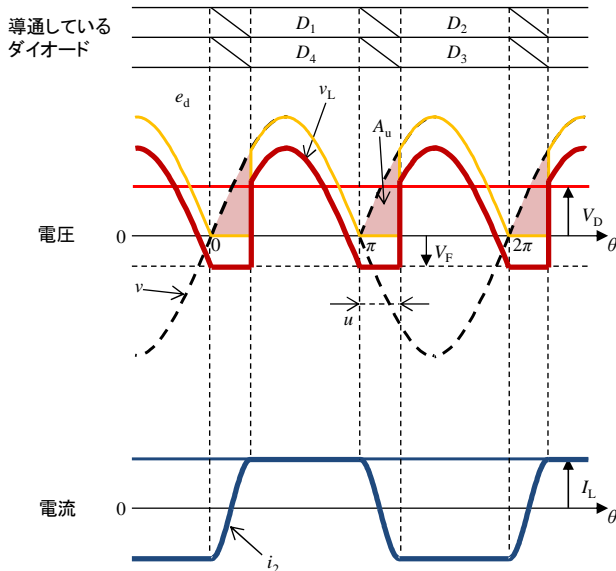


図 7 転流遅れ角を考慮した単相全波整流回路の動作と波形

Fig.7. Waveforms and operation of the single-phase full-wave rectifier circuit considered overlap current.

ルでは  $D_2, D_3$  が導通して、出力電圧  $e_d$  は整流された波形になる。 $v = \sqrt{2}V \sin \theta$  とすると、 $e_d$  の平均値  $E_D$  は(10)式になる。ここで、 $V$  は  $v$  の実効値である。

$$E_D = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v(\theta) d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \dots\dots\dots(10)$$

リアクタンス  $x_2$  を考えると、交流電流  $i$  は急変できないために転流に遅れが生じ、 $D_1, D_4$  と  $D_2, D_3$  の両組が同時に導通状態となる。 $L$  は十分に大きく、直流電流  $i_d$  が脈動をもたない一定値  $I_L$  とすると、 $D_1, D_4$  の電流は  $I_L$  より徐々に 0 となり、 $D_2, D_3$  の電流は 0 から徐々に  $I_L$  となる。

図 7 に転流遅れ角を考慮した単相全波整流回路の動作と波形を示す。転流遅れ角を  $u$  [rad] とすると、この期間では全ダイオードが導通しているので、直流電圧  $e_d$  は 0 となり、図中の  $A_u$  に相当する電圧が低下する。転流遅れ時間中は電源とダイオードで閉回路ができ、電源電圧  $v$  はリアクタンス  $x_2$  とダイオードに加わるので、ダイオードの閾値電圧  $V_F$  による電圧降下を考慮すると、(11)式が成立する。

$$v = x_2 \frac{di}{d\theta} + 2V_F \dots\dots\dots(11)$$

$\theta = 0^\circ$  で  $i = -I_L$ 、 $\theta = u$  で  $i = I_L$  の条件のもとに積分すると(12)式となる。

$$\int_0^u \sqrt{2}V \sin \theta d\theta = x_2 [i]_{-I_L}^{I_L} + \int_0^u V_F d\theta = 2x_2 I_L + 2uV_F \dots\dots\dots(12)$$

左辺は  $A_u$  [Volt-radian] に相当するので、(13)式が成り立つ。

$$A_u = \int_0^u \sqrt{2}V \sin \theta d\theta = \sqrt{2}V(1 - \cos u) \dots\dots\dots(13)$$

(12), (13)式より、(14)式が求まる。

$$\cos u + \frac{\sqrt{2}V_F}{V} u = 1 - \frac{\sqrt{2}x_2 I_L}{V} \dots\dots\dots(14)$$

電流重なりを考慮した平均直流電圧を  $V_L$  とすると(15)式が成立する。

$$V_L = E_D - \frac{A_u}{\pi} - 2V_F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V - \frac{2x_2}{\pi} I_L - 2V_F \dots\dots(15)$$

(15)式より、直流電流  $I_L (=V_L/R)$  を求めると、(16)式が得られる。

$$I_L = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V - 2V_F}{R + \frac{2x_2}{\pi}} \dots\dots\dots(16)$$

(16)式を  $V$  について変形すると(16)式となる。

$$V = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \left[ \left( R + \frac{2x_2}{\pi} \right) I_L + 2V_F \right] \dots\dots\dots(17)$$

よって、(17)式を(14)式に代入し、ニュートン・ラフソン法を用いることにより、任意の負荷電流値における重なり角  $u$  [rad] を求めることができる。

次に、2次側電圧実効値  $V_2$  を求める。2次側電圧  $v_2$  は(18)式のように表される。

$$v_2(t) = \begin{cases} 0 & (0 \leq \omega t \leq u, \pi < \omega t \leq \pi + u) \\ \sqrt{2}V \sin \omega t & (u < \omega t \leq \pi, \pi + u < \omega t \leq 2\pi) \end{cases} \dots\dots\dots(18)$$

実効値  $V_2$  は(19)式となる。

$$V_2 = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_2^2(t) dt} = V \sqrt{1 - \frac{u}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2u} \dots\dots(19)$$

また、2次側電流実効値  $I_2$  を求める。 $i_2$  を最大値  $I_L$ 、最小値  $-I_L$  の台形波に近似すると、(20)式のように表され、その実効値  $I_2$  は(21)式となる。

$$i_2(t) = \begin{cases} \frac{2}{u} I_L \theta - I_L & (0 \leq \theta \leq u) \\ I_L & (u < \theta \leq \pi) \end{cases} \dots\dots\dots(20)$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_2^2(t) dt} = I_L \sqrt{1 - \frac{2}{3} \frac{u}{\pi}} \dots\dots\dots(21)$$

よって、(19), (21)式より負荷の見掛け上の抵抗値  $R_L (=V_2/I_2)$  は(22)式となる。

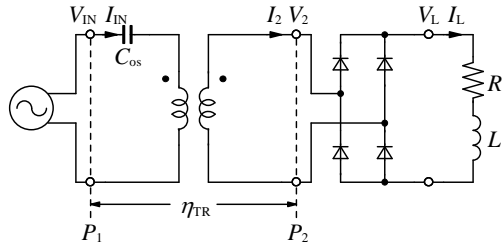


図9 実験回路

Fig.9. The circuit used in the experiment.

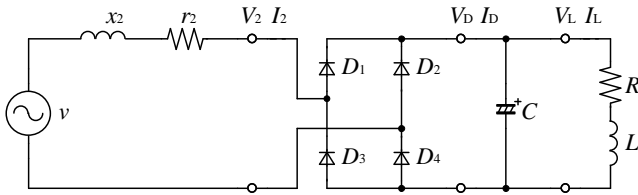


図8 2次側回路

Fig.8. Secondary circuit.

$$R_L = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \left[ \left( R + \frac{2x_2}{\pi} \right) + \frac{2V_F}{I_L} \right] \sqrt{\frac{1 - \frac{u}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2u}{1 - \frac{2u}{3\pi}}} \quad (22)$$

上式により、負荷電流  $I_L$  によってダイオードの内部抵抗値が変化し、 $R_L$  が変化することがわかる。そのため、弱め界磁制御により  $I_L$  を変化させると負荷抵抗値  $R_L$  が変化し、共振条件が変わってしまう。変動を少なくするためには、 $V_F$  を相対的に小さくする必要があり、巻線抵抗値の大きい回転子に有効と考えられる。

〈4・2〉 平滑コンデンサを用いた場合 十分に大きな平滑コンデンサを用いた場合、整流後の電圧、電流ともに平滑化される。〈4・1〉と同様に2次側回路に着目すると、図8のように表せる。

整流直後(平滑前)の電流平均値  $I_D$  は、負荷電流値  $I_L$  と等しくなる。また、整流ダイオードの電流導通期間は  $x_2$  が大きいほど長くなるため、非接触トランスのように  $x_2$  が十分大きい場合の2次側電流  $i_2$  を正弦波に近似し、 $i_2 = \sqrt{2}I_2 \sin \theta$  とする。 $i_D$  は  $i_2$  を全波整流した波形であるため、平均値は等しい。よって、負荷電流値  $I_L$  は(23)式のように求まる。

$$I_L = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_2(\theta) d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2 \quad (23)$$

2次側電圧  $v_2$  は矩形波となり、整流ダイオードの閾値電圧を考慮しない場合、 $v_2$  の実効値  $V_2$  と負荷電圧平均値  $V_L$  は等しくなる。閾値電圧を考慮すると、(24)式の関係が成り立つ。

$$V_2 = V_L + 2V_F \quad (24)$$

さらに、オームの法則により(25)式の関係が成り立つ。

表4 計算値とシミュレーション値、実験値の比較(平滑C無し)

Table 4. Comparison with a calculated value, and a simulation value and an experimental value (when a smoothing capacitor is omitted).

$I_L$ [A]	$C_{os}$ [ $\mu$ F]		$R_L$ [ $\Omega$ ]	$pf_{IN}$
5.00	0.2115	計算値	1.783	1
		シミュレーション値	1.888	0.998
		実験値	1.718	0.975
3.00	0.2045	計算値	2.037	1
		シミュレーション値	2.201	0.997
		実験値	1.864	0.985
1.50	0.1923	計算値	2.669	1
		シミュレーション値	2.975	0.996
		実験値	2.391	0.979

表5 計算値とシミュレーション値、実験値の比較(平滑C有り)

Table 5. Comparison with a calculated value, and a simulation value and an experimental value (when a smoothing capacitor is used).

$I_L$ [A]	$C_{os}$ [ $\mu$ F]		$R_L$ [ $\Omega$ ]	$pf_{IN}$
5.00	0.241	計算値	1.062	1
		シミュレーション値	1.036	0.999
		実験値	0.994	0.947
3.00	0.230	計算値	1.290	1
		シミュレーション値	1.236	0.997
		実験値	1.077	0.978
1.50	0.209	計算値	1.861	1
		シミュレーション値	1.704	0.979
		実験値	1.537	0.995

$$\begin{cases} V_2 = R_L I_2 \\ V_L = R I_2 \end{cases} \quad (25)$$

よって、負荷の見掛け上の抵抗値  $R_L$  は(26)式となる。

$$R_L = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left( R + \frac{2V_F}{I_L} \right) \quad (26)$$

(22)式と同様に、負荷電流  $I_L$  によってダイオードの内部抵抗値が変化し、 $R_L$  が変化することがわかる。

〈4・3〉 シミュレーションと給電実験 (22), (26)式の妥当性を確認するため、 $I_L$  を 5.0A, 3.0A, 1.5A の3つの場合について、PSIMを用いたシミュレーションと回転子への給電実験を行った。回転子は若干の変動はあるが巻線抵抗 0.8 $\Omega$ 、巻線インダクタンス 32.03mH であり、十分に平滑化ができるものとした。また簡略化のため電源には方形波インバータを用いず、図9に示すように正弦波交流電源を用いた。

(22), (26)式により算出した計算値との比較をそれぞれ表4, 5に示す。また、5Aの場合の各波形を図10, 11に示す。シミュレーションの結果、一次側力率  $pf_{IN}$  はほぼ1となり、式の妥当性を証明できた。平滑コンデンサを用いた1.5A給

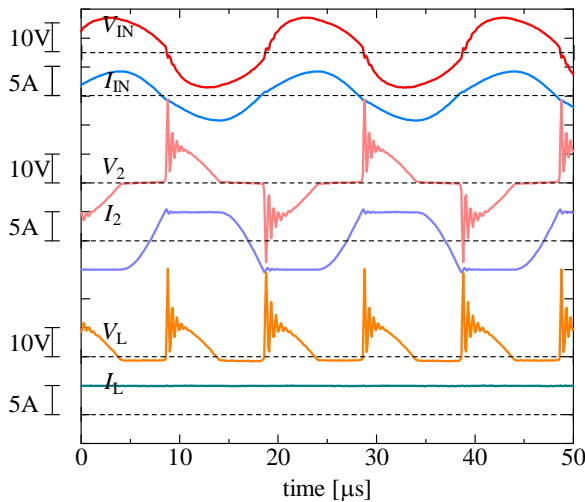


図 10 平滑コンデンサを省略した場合の電流電圧波形( $I_L=5A$ )  
Fig.10. Current and voltage waveforms when a smoothing capacitor is omitted. ( $I_L=5A$ )

電の場合、誤差が大きくなるが、これは 2 次側電流が十分に正弦波にならなかったためと思われる。実験ではシミュレーションに比べ誤差が大きくなってしまったが、これは配線のインダクタンスやギャップ長の変動によるトランス定数の変化が原因と思われる。

図 10 からわかるように、平滑コンデンサを省略した場合、2 次側電圧に大きなサージが発生する。〈4・1〉で  $V_F$  を相対的に小さくする必要があると述べたが、負荷抵抗値を大きくし電圧値を上げると、サージも非常に大きくなってしまふ。そのため、サージの低減が求められる。図 11 より、平滑コンデンサを用いるとサージが減少していることがわかる。

## 5. まとめ

弱め界磁制御が容易な電磁石同期電動機における回転型非接触給電トランスを製作し、二次側回路の小型軽量化の観点から、一次直列コンデンサ方式(S 方式)の回転型非接触給電システムを構築した。

S 方式における最大効率及びその時の抵抗負荷の値を  $k$  と  $Q$  を用いて表し、その関係性を確認した。また、平滑コンデンサを省略した場合、用いた場合それぞれについて、整流回路を含む励磁巻線の見掛け上の抵抗値を導出し、その妥当性を確認した。S 方式は共振条件が負荷抵抗値  $R_L$  に依存しているが、整流ダイオードの閾値電圧により、負荷電流  $I_L$  を変えて界磁制御を行うと  $R_L$  も変化し共振条件が変化することを確認した。トランス効率、 $R_L$  の変動の観点から、S 方式は負荷抵抗値の大きいものなど、電圧の大きい場合に有効であるとわかったが、大きなサージが発生してしまうことが問題である。平滑コンデンサを用いればサージの低減は行えるが、小型軽量化の観点から望ましくない。今後他のサージの低減方法を検討していきたい。

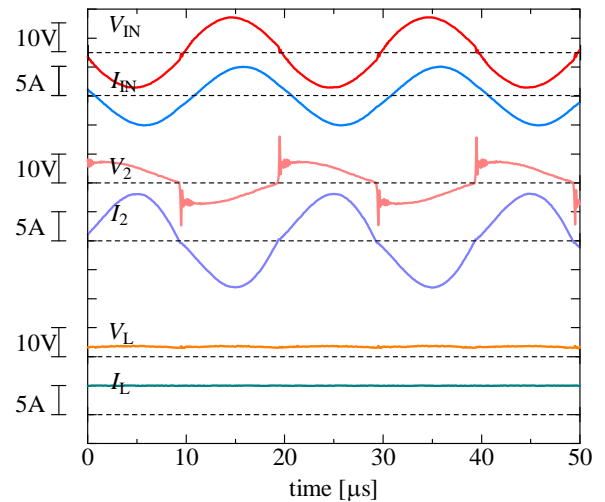


図 11 平滑コンデンサを用いた場合の電流電圧波形( $I_L=5A$ )  
Fig.11. Current and voltage waveforms when a smoothing capacitor is used. ( $I_L=5A$ )

## 文 献

- (1) J.P.C. Smeets, L. Encica, E.A. Lomova : "Comparison of Winding Topologies in a Pot Core Rotating Transformer", Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 12th International Conference, pp. 103-110 (2010)
- (2) 金子裕良, 松下真也, 及川康史, 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と給電効率」, 電気学会論文誌.D, 産業応用部門誌, Vol.128, No.7, pp.919-925 (2008)  
Yasuyoshi Kaneko, Shinya Matsushita, Yasufumi Oikawa, Shigeru Abe : "Moving Pick-Up Type Contactless Power Transfer Systems and their Efficiency Using Series and Parallel Resonant Capacitors"
- (3) 谷藤光, 野沢亨介, 金子裕良, 阿部茂 : 「一次直列補償コンデンサを用いた回転励磁回路への非接触給電」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-13-014 (2012)  
Hikaru Tanifuji, Ryosuke Nozawa, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe : "Contactless Rotating Power Transfer to the Exciting Circuit with the Primary Series Capacitor"
- (4) 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」, 電気学会論文誌.D, 産業応用部門誌, Vol.127, No.2, pp.174 - 180 (2007)  
Toshihiro Fujita, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe : "Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors"
- (5) 遠井敬大, 金子裕良, 阿部茂 : 「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」, 電気学会論文誌.D, 産業応用部門誌, Vol.132, No.1, pp.123 - 124 (2011)  
Takahiro Tohi, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe : "Maximum Efficiency of Contactless Power Transfer Systems using  $k$  and  $Q$ "
- (6) 矢野昌雄, 打田良平 : 「セメスター大学講義 パワーエレクトロニクス」, 丸善, pp.45 - 63 (2000)