

低電圧大電流負荷である電気二重層キャパシタの 充電に適した非接触給電システム

遠井 敬大* 工藤 貴広 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

Contactless Power Transfer Systems Enabling Low Voltage High Current Output
Charging for EDLCs

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

The efficiency of contactless power transformer is determined by the output load. We propose a high efficiency contactless power transfer system for low voltage high current output. The proposed system is composed of contactless power transfer system using series resonant capacitors and a current doubler rectifier circuit. This paper presents experimental results of the proposed system using an EDLC as low voltage high current output.

キーワード：非接触給電, 低電圧大電流, 倍電流整流回路, 電気二重層キャパシタ, 直列共振コンデンサ, 効率
(Contactless power transfer, Low voltage high current, Current doubler rectifier circuit, EDLCs, Series resonant capacitors, Efficiency)

1. はじめに

非接触給電はワイヤレスで電力伝送を行うため、接点の不良、摩耗、火花がなく、クリーンルームなどの搬送車や家電品などで実用化されている。また、機器の充電に用いると充電プラグを挿す煩雑さが無くなるため、充電頻度を増やし、蓄電装置の容量の削減することが可能となる⁽¹⁾。

近年、蓄電装置として電気二重層キャパシタ (Electric Double Layer Capacitor 以下, EDLC) が注目されている⁽²⁾。実際に、瞬低補償装置などで用いられている。EDLC は、充放電に化学変化を伴わないため長寿命である。また、出力密度が高いため低内部抵抗 EDLC を用いると数百 A オーダーの充放電が高効率で行える。そのため蓄電装置として用いる場合、二次電池と比べ低いエネルギー密度は、充電頻度の増加と急速充電による充電時間の短縮で補える。

本論文では、充電が容易な非接触給電と急速充放電可能な EDLC 双方の特長を生かした、EDLC 充電用非接触給電システムを紹介する。

非接触給電で EDLC を急速充電する場合、大きく二つの課題がある。第一は、非接触給電トランスの給電効率低下である。非接触給電では給電効率が最大になる抵抗負荷の値 R_{Lmax} がある。EDLC の充電は低電圧大電流となるため、充電時の等価抵抗値が R_{Lmax} よりも著しく小さくなり、給電効率が低下する。第二は、EDLC の充電は定電流充電が望ましいことである。定電圧充電では理論上充電効率が 50%と

非常に低くなる。そのため非接触給電システムの出力を定電流にすることが望ましい。

これらの課題を解決するため、一次直列二次直列コンデンサ方式 (以下, SS 方式) の非接触給電装置と倍電流整流回路⁽³⁾⁽⁴⁾を組み合わせたシステムを開発することにした。

SS 方式では従来の一次直列二次並列コンデンサ方式 (SP 方式) よりも R_{Lmax} の値を結合係数 k ($k < 1$) の二乗倍小さくできることが知られている⁽⁵⁾。さらに、倍電流整流回路を用いれば、全波整流回路に比べ、整流回路を含む負荷の等価抵抗値 R_L を 1/16 に下げることができる。SS 方式と倍電流整流回路を採用すれば、非接触給電で EDLC の高効率充電が可能となる。また、SS 方式の非接触給電装置はイミタンス変換器特性となるため、定電圧で駆動すると出力は定電流となり、EDLC の定電流充電に適している。

以下、第 2 章では非接触給電システムの概要、第 3 章では SS 方式と倍電流整流回路を組み合わせた非接触充電システムの概要、第 4 章では提案システムの EDLC 充電実験による理論との対照を行い、第 5 章で結言を述べる。

2. 非接触給電システムの概要⁽⁵⁾

非接触給電トランスは結合係数 k が低いため、電源周波数を上げて誘起電圧を上げ、大きな漏れリアクタンスの補償や入力力率の改善のためコンデンサを用いる。コンデンサの接続方式により特性は異なる。以下では代表的な一次直列二次並列コンデンサ方式 (SP 方式) と一次直列二次直列

コンデンサ方式 (SS 方式) について述べる。

(2・1) 一次直列二次並列コンデンサ方式 一次直列コンデンサ C_S と二次並列コンデンサ 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。

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

$$\frac{1}{\omega_0 C_S} = x'_s = \frac{x'_0 x_2}{x'_0 + x_2} + x'_1$$

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。

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

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

図 1 で鉄損を無視 ($r'_0 = 0$)、銅損のみを考慮すると、各部電流よりトランス効率 η_{SP} は(3) 式のように定義できる。

$$\eta_{SP} = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r'_1 I_1^2 + r_2 I_2^2} = \frac{R_L}{R_L + \frac{r'_1}{b^2} + r_2} \left\{ 1 + \left(\frac{R_L}{x_p} \right)^2 \right\} \quad \dots\dots (3)$$

コイルの Q を(4) 式で定義し、(5) 式を用いるとトランス効率の最大値 η_{maxSP} とそのときの抵抗負荷の値 R_{LmaxSP} は(6) 式で表すことができる。

$$Q_1 = \frac{\omega_0 L_1}{r_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{r_2}, \quad k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\frac{1}{k^2} \frac{Q_2}{Q_1} \gg 1 \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\eta_{maxSP} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k \sqrt{Q_1 Q_2}}} \quad R_{LmaxSP} = \frac{r_2 Q_2}{k} \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} \quad \dots\dots\dots (6)$$

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(5) 式は十分成り立つ。(6) 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・2) 一次直列二次直列コンデンサ方式 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

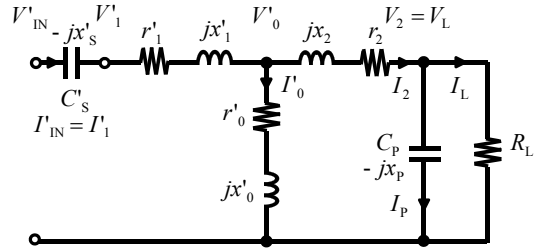


図 1 一次直列二次並列コンデンサ方式詳細等価回路図
Fig. 1. Detailed equivalent circuit for method of SP.

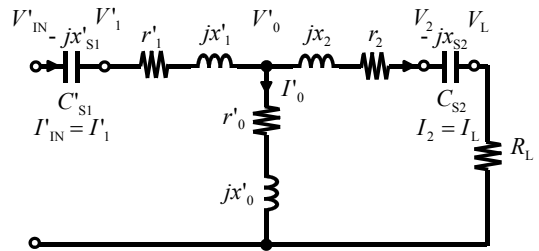


図 2 一次直列二次直列コンデンサ方式詳細等価回路図
Fig. 2. Detailed equivalent circuit for method of SS.

を含む詳細等価回路を図 2 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(7) 式の値に決める。

$$x'_{S1} = \frac{1}{\omega_0 C'_{S1}} = x'_0 + x'_1 \quad x_{S2} = \frac{1}{\omega_0 C_{S2}} = x'_0 + x_2 \quad \dots\dots\dots (7)$$

このとき、一次側と二次側の電圧電流間に(8) 式の関係が成り立つ。

$$V'_{IN} = -jx'_0 I_L, \quad I'_{IN} = -j \frac{1}{x'_0} V_L \quad \dots\dots\dots (8)$$

これはイミタンス変換器特性と呼ばれ、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。

SP 方式と同様にトランス効率を(3) 式で定義すると、図 2 の各部電流より、(3) 式は(9) 式となる。

$$\eta_{SS} = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r'_1 I_1^2 + r_2 I_2^2} = \frac{R_L}{R_L + r_2 + r'_1 \left(\frac{R_L}{x'_0} \right)^2} \quad \dots\dots\dots (9)$$

SP 方式と同様にコイルの Q を(4) 式のように定義し、 k と $x'_0 (= \omega_0 M/a)$ を用いるとトランス効率の最大値 η_{maxSS} とそのときの抵抗負荷の値 R_{LmaxSS} は(10) 式で表される。

$$\eta_{maxSS} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k \sqrt{Q_1 Q_2}}} \quad R_{LmaxSS} = k r_2 \sqrt{Q_1 Q_2} \quad \dots\dots\dots (10)$$

(6) 式と(10) 式より、SP 方式と SS 方式を比べるとトランス効率の最大値は一致する。また、そのとき抵抗負荷の値は Q_1, Q_2 がほぼ等しいとすると、SS 方式のほうが k^2 倍 ($k < 1$) 小さくなる。例えば $k = 0.3$ のシステムでは SS 方式では R_{Lmax} の値が SP 方式に比べ約 1/10 となる。

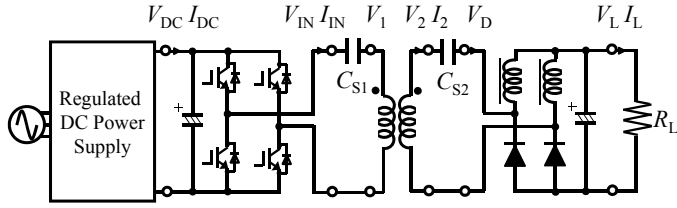


図3 提案する EDLC 充電用非接触給電システム

Fig.3. Contactless power transfer system for EDLC charging.



図5 非接触給電トランス

Fig.5. Transformer.

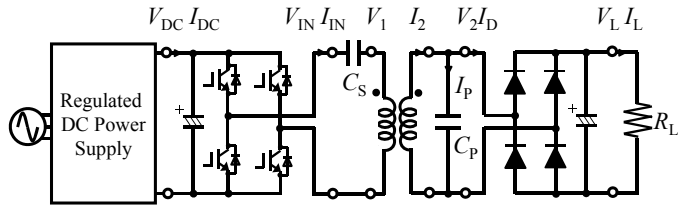


図4 従来の電気自動車用非接触給電システム

Fig.4. Contactless power transfer system for electric vehicle charging.

表1 従来システムと提案システムの比較

Table.1 Comparison of proposed system and conventional system.

System	$R_{L,max}$	Output of Rectifier circuit		R_L
		Voltage V_L	Current I_L	
SS & Current Doubler rectifier circuit	kr_2Q	$\frac{1}{2\sqrt{2}}V_D$	$2\sqrt{2}I_2$	$\frac{kr_2Q}{8}$
SP & Full-wave rectifier circuit	$\frac{r_2Q}{k}$	$\sqrt{2}V_2$	$\frac{1}{\sqrt{2}}I_D$	$\frac{2r_2Q}{k}$

3. 提案する EDLC 充電用非接触給電システム概要

〈3・1〉 提案する非接触給電システム EDLC 充電用非接触給電システムを図3に示す。商用電源入力のフルブリッジインバータ電源に、SS方式の非接触給電装置を接続し、さらにインダクタとダイオードをそれぞれ2つ有する倍電流整流回路を接続する。EDLCは、充電電力を P_L としたときの等価抵抗値 $R_L (=V_L^2/P_L)$ で近似している。インバータ電源を定電圧で駆動した場合、SS方式はイミタンス変換器特性を持つため、倍電流整流回路の電流は定電流となり、EDLCは定電流で充電される。

〈3・2〉 従来の非接触給電システムとの比較 電気自動車用に提案されている従来の非接触給電システムの構成を図4に示す⁽⁶⁾。商用電源にフルブリッジインバータ、SP方式の非接触給電装置、全波整流回路が順に接続されている。

EDLCは端子電圧 V_L が低く、充電電力 P_L が大きいため、等価抵抗値 $R_L (=V_L^2/P_L)$ が非常に小さくなる。非接触給電トランスを高効率で運転するには、トランス効率が最大となる抵抗負荷の値 $R_{L,max}$ を小さくする必要があり、図4の従来システムでは、非接触給電トランスの二次巻線の巻数を変更して、 $R_{L,max}$ の調整を行うが、EDLCのように R_L が非常に小さい場合は調整困難である。図3の提案システムと図4の従来システムにおける非接触給電装置の $R_{L,max}$ と、整流回

表2 非接触給電トランス仕様

Table.2 Transformer specification.

Transformer	
Power	6.0kW
Frequency	9.8kHz
Gap	50mm
Primary	27Turns(2p) 2.98kg
Secondary	13Turns(4p) 3.05kg
Litz wire	0.1mmΦ×800
Aluminium-plate shield	250×250×1mm

路まで含めた場合の最大効率時の R_L を表1に示す。

まず、コンデンサ方式による比較であるが第2章でも述べたように、(6)、(10)式より $Q_1=Q_2=Q$ とすると $R_{L,max}$ は k^2 倍($k<1$)SS方式のほうが小さくなる。

次に、整流回路における比較を行う。非接触給電トランスを最大効率で運転するには、整流回路を含む抵抗負荷の値を $R_{L,max}$ とする必要がある。そこで、各整流回路を含む抵抗負荷について検討する。表1に各整流回路の出力電圧電流値を入力電圧電流値の基本波実効値で表した。全波整流回路の場合、入力電圧の波高値が出力電圧となるため、整流回路を含む負荷が等価抵抗値 R_L の1/2倍となり、 $R_L=2R_{L,max}$ の時にトランス効率が最大となる。一方、倍電流整流回路では入力電流の波高値の2倍が出力電流となるため、整流回路を含む負荷は R_L の8倍となり、 $R_L=R_{L,max}/8$ の時にトランス効率が最大となる。よって、各コンデンサ方式と組み合わせた場合と比較すると、従来システム(SP方式+全波整流回路)と提案システム(SS方式+倍電流整流回路)では、トランス効率が最大となる R_L の値を $k^2/16$ 倍($k=0.3$ では約1/160倍)と非常に小さく出来、EDLCを充電する場合でも、非接触給電トランスを高効率で給電可能である。

表3 トランス定数

Table.3 Transformer parameters.

f_0 [kHz]	9.8	k	0.32
r_1 [m Ω]	88.7	b	0.32
r_2 [m Ω]	20.6	R_{LmaxSS} [Ω]	1.12
l_0 [μ H]	73.9	R_{LmaxSP} [Ω]	11.2
l_1 [μ H]	157.2	R'_{LmaxSS} [Ω]	0.14
l_2 [μ H]	37.1	η_{max} [%]	96.2
C_{S1} [μ F]	1.14	Q_1	160
C_{S2} [μ F]	4.87	Q_2	162

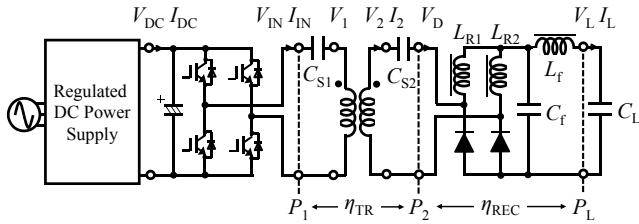


図6 EDLC 非接触充電実験回路図

Fig.6. Experimental circuit for EDLC charging.

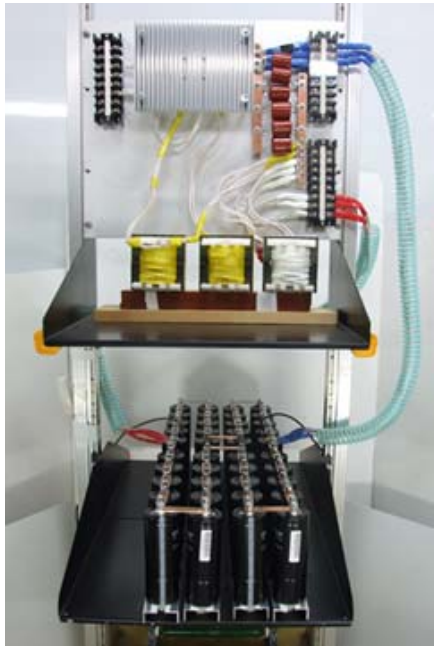


図7 LCフィルタ付き倍電流整流回路とEDLC

Fig.7. Current doubler rectifier with LC filter and EDLCs.

表4 倍電流整流回路とEDLCの仕様

Table.4 Current doubler rectifier and EDLCs specifications.

Current Doubler rectifier circuit		EDLCs*	
L_{R1} [μ H]	100	C_L [F]	175
L_{R2} [μ H]	100	DCR[m Ω]	16
C_f [μ F]	108	R_{leak} [k Ω]**	1.34
L_f [μ H]	16	$R_{divider}$ [Ω]	100

*Low resistance EDLCs made by NICHICON CORPORATION

**Average value of one cell

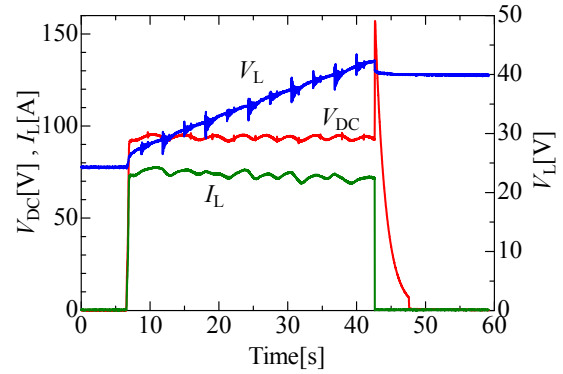


図8 EDLC 充電電圧電流

Fig.8. Charging voltage and current for EDLCs.

4. EDLC 充電用非接触給電システムの評価

提案する EDLC 充電用非接触給電システムを用いて、実際に EDLC 充電実験を行い、その性能を検証する。

〈4・1〉 非接触給電トランスの仕様 充電実験に用いる標準ギャップ長 50mm で設計した非接触給電トランス(図5)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。LCRメータを用いてトランス定数を測定した結果を表3に示す。(6)式、(10)式を用いて最大効率 η_{max} と各コンデンサ方式のそのときの抵抗負荷の値 R_{Lmax} を算出した。 R_{LmaxSS} は R_{LmaxSP} に比べ十分小さくなっていることが分かる。また、SS方式に倍電流整流回路を接続した場合の等価抵抗値 $R'_{LmaxSS}=0.14\Omega$ と小さくなり、EDLC 充電時も非接触給電トランスは高効率で給電可能であることが分かる。

〈4・2〉 倍電流整流回路と EDLC の仕様 EDLC 非接触充電実験回路図を図6に、充電実験に用いる倍電流整流回路と EDLC を図7、その仕様を表4に示す。倍電流整流回路はインダクタに出力の1/2、ダイオードに出力と同じ値の電流が流れることと出力電流リップルに留意し設計した。EDLCの充電電流リップルによる発熱を避けるため、整流出力にLCフィルタを接続した。

EDLCは定格2.5V1750Fの低抵抗品を20直列2並列計40個接続し、静電容量 $C_L=175F$ 内部抵抗 $DCR=16m\Omega$ を用いた。静電容量や漏れ抵抗のばらつきによる電圧アンバランスを防ぐため、それぞれのセルに分圧抵抗 $R_{divider}=100\Omega$ を並列接続した⁽⁷⁾。

〈4・3〉 EDLC 充電実験の概要 実験回路図を図6に示す。高周波電源にフルブリッジインバータを用いた。周波数 $f_0=9.8kHz$ とした。接続する各次直列コンデンサの値は(7)式より算出した。トランス出力には充電を考慮し、LCフィルタ付き倍電流整流回路を用いた。EDLCは予め24Vに充電し、充電電圧 $V_L=24\sim 42V$ 、充電電流 $I_L=75A$ とした。

〈4・4〉 EDLC 充電実験結果 実験結果を以下に示す。図8には充電時の V_{DC} 、 V_L 、 I_L の時間的な推移、図9には各部電圧電流値と出力電力 P_L 、図10には V_L 変動時のトラン

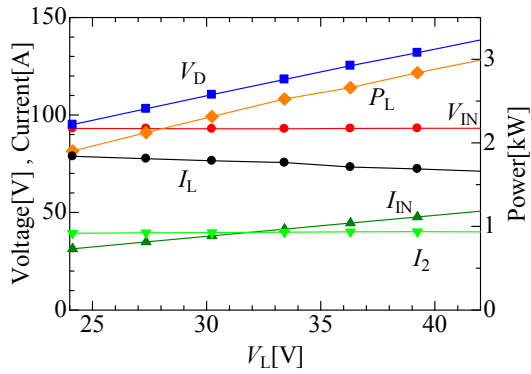


図9 各部電圧電流値と出力電力

Fig.9. Experimental results for transformer.

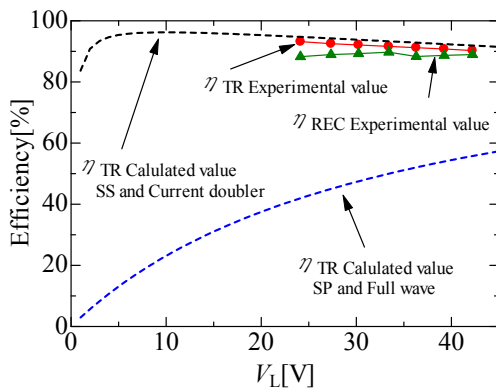


図10 ELDC 充電時の各部効率

Fig.10.Efficiency.

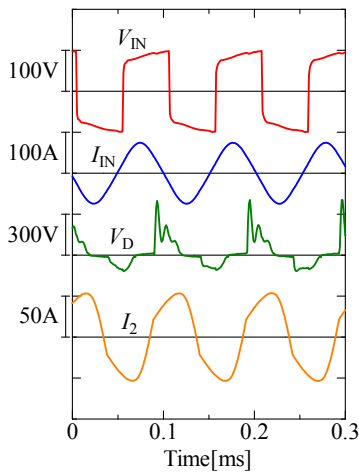


図11 $V_L=42V$ 時トランス入出力波形

Fig.11. Wave forms of transformer with $V_L=42V$.

ス効率 η_{TR} , 整流回路効率 η_{REC} , 図 11 には $V_L=42V$ 時の非接触給電トランス入出力波形を示す。

図 8, 9 より, EDLC を $I_L=75A$ で充電し, 約 35 秒間で充電が完了し, 急速充電が可能であることが分かる。また, インバータ入力電圧 V_{DC} を定電圧とすることで, EDLC 充電電圧 I_L が一定となっていることが分かる。これは, 非接触

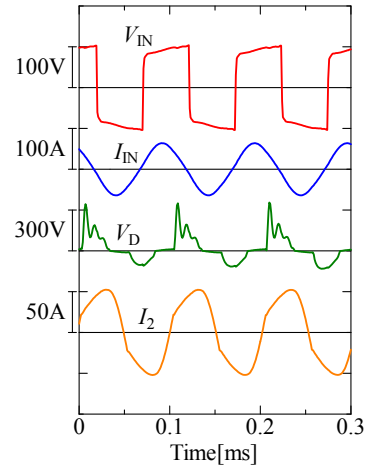


図12 $C_{S2}=3.7\mu F$ 時トランス入出力波形

Fig.12. Wave forms of transformer with $C_{S2}=3.7\mu F$.

表5 トランス入出力基本波力率

Table.5 Fundamental power factor of transformer input and output.

$C_{S2}[\mu F]$	Transformer Input Power factor	Transformer Output Power factor	$\eta_{TR}[\%]$
4.87	0.863	0.746	90.3
3.7	0.944	0.75	92.2

給電装置がイミタンス変換器とし動作し, 定電圧駆動をすることで定電流出力を実現している。

図 10 には, 各部の効率を示した。破線で示すのは, (3), (9)式より求めた計算値で, R_L の値は整流回路を含む負荷として換算をした。計算値から SS 方式と倍電流整流回路を用いた提案システムでは, EDLC のような低電圧大電流負荷でもトランス効率を高く保ち充電が可能であることが分かる。実験結果から平均トランス効率は 91.7%, 平均整流回路効率は 88.9% となった。また, 従来システムで EDLC を充電した場合, トランス効率が著しく低下することは明らかである。尚, 図 11 のトランス出力電圧 V_D が歪んでいるのは, ダイオードのリカバリー特性の影響と考えられる。

〈4・5〉 倍電流整流回路のインダクタの影響 倍電流整流回路には 2 つのインダクタが含まれるが, これらが回路に及ぼす影響について述べる。提案システムでは, 負荷にインダクタ成分が含まれるため, 誘導性負荷となりイミタンス変換器を経てトランス入力電流位相が電圧に比べ進み位相となる (図 11)。電流進み位相はインバータ電源の故障の原因となるため, 望ましくない。そこで, インダクタの影響を考慮し, 過度の電流進み位相を防ぐため, 2 次側直列コンデンサ C_{S2} の値を $4.87\mu F$ から $3.7\mu F$ に変更し, <4・3>と同様の充電実験を行った。

$V_L=42V$ 時の実験結果を図 12 に示す。実験結果のトランス入出力波形を DFT 処理し, $9.8kHz$ の基本波力率を算出した。結果を表 5 に示す。図 12 より, トランス入力の電流進み位相が緩和されていることが分かる。基本波力率も 0.863 から 0.944 に改善されている。また, 力率改善に伴い, 平均

トランス効率 93.3%, 平均整流回路効率 91.2%とともに向上した。これらのことから, 非接触給電の負荷に倍電流整流回路を用いる場合は, インダクタの影響を考慮し, インバータ出力 (トランス入力) の力率に注意が必要であり, 接続するコンデンサの値を変更することで解決が可能である。

5. まとめ

非接触給電装置を用いて EDLC に低電圧大電流で充電する場合には, SS 方式の非接触給電装置と倍電流整流回路が適していることを示した。提案方法では, 非接触給電装置を高効率で運転できるだけでなく, EDLC の定電流充電が容易になり, EDLC の充電効率も高くできる。

倍電流整流回路を用いた場合, インバータの出力電流が電圧に比べて進相になる問題が起きるが, 非接触給電装置の二次側直列コンデンサの値を調整することで解決可能である。

提案方法の性能を EDLC の急速充電実験で確認した。ギャップ長 50mm, 定格 6kW の非接触給電トランスを用いて, 50V175F の EDLC を 75A 定電流で 24V から 42V に 35 秒で充電したとき, 非接触給電トランス効率の平均は 91.7%と高効率であった。

文 献

- (1) S.Abe and Y.Kaneko : "Contactless Power Transfer Systems", IEEJ Journal, Vol.128, No.12 pp.769-799 (2008)
阿部 茂・金子裕良 : 「非接触給電技術」, 電学誌, Vol.128, No.12 pp.769-799 (2008)
- (2) 岡村迪夫 : 「電気二重層キャパシタと蓄電システム」, 第 3 版, 日刊工業新聞社(2005)
- (3) H.Nakano, Y.Higuchi and K.Hirachi : "Current Doubler Rectifier", IEEJ Trans. IA, Vol.116, No.10 pp.1081-1082 (1996)
中野博民・樋口祐三・平地克也 : 「倍電流整流回路」, 電学論 D, Vol.116, No.10 pp.1081-1082 (1996)
- (4) 山本智史・多和田敬考・藤原耕二・石原好之・内藤和文・照沼孝造 : 「直並列共振と倍電流整流方式による非接触給電の特性」, 信学技報, EE2009-15 pp.47-52 (2009)
- (5) T.Tohi, Y.Kaneko and S.Abe : 「Maximum Efficiency of Contactless Power Transfer Systems using k and Q 」, The Paper of Technical Meeting on Semiconductor Power Converter (SPC), IEEJ, SPC11-179 (2011)
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」, 電学半導体電力変換研資, SPC11-179(2011)
- (6) 山中智裕・野口真伍・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・鈴木 明 : 「電気自動車の急速充電用非接触給電システム」, 平成 23 年電気学会産業用応用部門大会, JIASC2011,2-11,ppII407-II412(2011)
- (7) 峯村明憲・八代昌大・金子裕良・阿部 茂 : 「直列電気二重層コンデンサの分圧抵抗による電圧バランス」, 平成 19 年電気学会全国大会, Vol.4, pp29-30 (2007)