非接触充電コネクタを用いた充電器

正員 阿南 文政 (九州電力(株))

正員 山崎 清美 (九州電力(株))

正員 原田 耕介 (熊本工業大学)

非会員 坂本 浩 (熊本工業大学)

正員 杉森 勝宣 (日本電気精器(株))

非会員 猪尾 充雄 (日本電気精器(株))

A Charger with a Magneto-Inductive Connector

Fumimasa Anan, Member, Kiyomi Yamasaki, Member (Kyushu Electric Power Co., Inc.), Koosuke Harada, Member, Hiroshi Sakamoto, Non-member (Kumamoto Institute of Technology), Katsunori Sugimori, Member, Mitsuo Inoh, Non-member (Nippon Electric Industry Co., Ltd.)

An international standard for a magneto-inductive charging system of EVs is being examined. According to the draft, a transformer is completely divided into primary side and secondary side, it's operating frequency is from 80kHz to 300kHz, and it's efficiency is assumed 99.5%. For a battery charging system for EVs to realize these requirements, we tried to build a prototype equipment that consists of soft switching inverter with inductor commutation of 20kW 100kHz output and a magneto-inductive transformer, and examined it experimentally. As a result of the experiment, the prototype equipment adopting this magneto-inductive charging circuit achieved an efficiency of 91.8%.

キーワード: 電気自動車, 非接触充電, インダクタ転流ソフトスイッチングインバータ

1. まえがき

電気自動車の普及は、都市部のNO_xやSO_xを抑える方法として有効であるが、搭載した蓄電池を定期的に充電する必要がある。そのためには、外部電源から充電のための電力を蓄電池に供給する充電器が必要となる。充電器と蓄電池を接続する方法として導電端子による接触方式が考えられるが、より優れた方法として高周波変圧器を用いた絶縁型の非接触方式が提案されている⁽¹⁾。

SAE (Society of Automotive Engineers) や日本自動車両協会では、非接触充電コネクタの国際規格を検討し、変圧器の電気的な性能について、

- (1) 変圧器の2次巻線の電圧は、100V//ターン
- (2) 変換周波数は、80kHz ~ 300kHz
- (3) 結合効率は、99.5% 以上

としている⁽²⁾。また、機械的・物理的な性能としてコネクタの形状等について規定している。

本論文では、これらの規格に適合する電気自動車用の非接触充電システムを実現するため、規格に準じたコア形状の高周波変圧器と20kW高周波インバータを試作して実験を

行った。2章ではシステム構成を、3章ではインバータ部について、4章ではコネクタ部の変圧器について述べる。又、5章では試作した非接触充電回路の実験結果を示す。

2. 非接触充電システム

<2・1> 基本構成 図1に電気自動車の非接触充電システムの基本構成を示す。本システムはスタンドで急速充電する場合を想定している。スタンド側コネクタと車両側コネクタは共に完全に絶縁されて脱着が可能であり、変圧器作用によって電力が車両側へ供給される。本方式は、導電露出部がないため感電の危険がなく、雨天時の充電も安全である。又、非接触のため経時変化による接触不良もな

図1 非接触充電システム

Fig.1. Contactless inductive charging system.

い。そのため、充電システムとして高信頼性と安全性が実現できる。

＜2・2＞ 非接触充電回路の定格 非接触充電システムを検討するために試作した非接触充電回路の回路ブロック図を図2に、定格を表1に示す。

図2 回路ブロック図

Fig.2. Circuit block diagram.

表1 試作機の定格

Table 1. Rated values of the prototype.

出力電力	20kW
出力電圧	DC 400V
変換周波数	100kHz
インバタ入力電圧	DC 300V
入力電圧	三相200V

3. 高周波インバータ⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾

図3に高周波インバータの基本回路を示す。小型の蓄電池であれば、この基本回路だけでも高周波インバータを構成できるが、電気自動車のような数kW以上の容量の応用に対しては、この回路を大出力のインバータのスイッチング素子を駆動するための自励発振回路として用いる。駆動回路及びそれにより制御される主回路のいずれについても、スイッチング損失を低減させるには、ソフトスイッチングが必要である。

図3 高周波インバータの基本回路

Fig.3. Fundamental circuit of HF inverter.

図3において、電源が投入されると、抵抗R2を通してコンデンサC3が充電され、FET Q1が先ずオンとなり、発振が始まる。Q1がオンすると、ダイオードD2によりC3の電荷が放電されてC3の電圧上昇が抑制される。ダイオードD1はC3の逆電圧保護用である。コアが飽和していない場合、18～20Vの電圧が飽和変圧器Tの巻線を通して正帰還でQ1のゲートに印加されるため、その間、Q1は完全にオン状態

となる。

コアが飽和すると、ゲート巻線のインピーダンスが急激に低下し、巻線の漏れインダクタンスとスイッチング素子のゲート-ソース間容量によって共振電流が流れる⁽⁴⁾。その結果、Q1のゲートに充電された電荷はゲートに接続されたダイオードD31を通して急激に放電され、Q1は直ちにオフする。Q1に印加される電圧の急激な増加は素子に並列接続されたコンデンサC_{s1}によって抑えられ、低損失でQ1はオフする。

引き続き共振によってもう一方のスイッチング素子Q2のゲートが充電されるが、ゲート容量に対する急激な充電は、ゲートに接続された抵抗R32によって阻止される。従って、両者のスイッチング素子は同時にオフ状態となる（デッドタイム）。

コンデンサC_{s1}とC_{s2}は主変圧器の漏れインダクタンスのエネルギーによってそれぞれ充放電されるが、C_{s2}の電圧は放電により零になる。その後は、電流はQ2の寄生ダイオードを通して電源側に回生される。この間に、Q2がオン状態になるので、零電圧、零電流スイッチングが行われ、損失はほぼ零となる⁽³⁾⁽⁵⁾。

上下のFETのデューティ比は、電源コンデンサC1、C2の分圧比を並列抵抗（図3では図示せず）で微調整することによって、50%にすることができる。

次に、図9に示すように大出力を取り出すための主回路が別に接続される場合には、図3の主変圧器の2次巻線により主回路のスイッチング素子が駆動される。主回路についても、変圧器の漏れインダクタンスがソフトスイッチング用のインダクタとして機能し、図3の場合と同様に零電圧、零電流スイッチングが行なわれる。

4. 非接触充電コネクタ

＜4・1＞ 外観 図4に試作した非接触コネクタの外観を示す。非接触コネクタは、銅箔の巻線とフェライトコアで構成された変圧器であり、中央部分の1次巻線が着脱可能な構造となっており、1次側と2次側を完全に分離することができる。

図4 非接触コネクタの外観

Fig.4. Appearance of inductive coupler.

＜4・2＞ コア 図5にコアの形状を示す。コアの外形状寸法は国際規格に準じている。材質はフェライトであり、

基本特性を表2に示す。

<4・3> 巻線 巻線の形状を図6に示す。材質は幅20mm、厚さ0.3mmの銅箔である。スパイラル型巻線の製作には銅箔を図6に示す線Aで折り曲げる。

1次巻線の巻数は(1)式で計算し、

$$N_P = \frac{V_{IN} T_{ON}}{\Delta B S} \dots \dots \dots (1)$$

$$= 3.0$$

となる。よって、1次巻線の巻数を3とする。但し、

$V_{IN}=300V$: 1次巻線の最大入力電圧

$T_{ON}=5\mu s$: FETのオン時間

$\Delta B=255mT$: 磁束密度変化量 ($\Delta B=2B_m$)

$S=19.6cm^2$: コア材の有効断面積

とする。ここで、磁束密度変化量 ΔB は、変圧器効率の規定値99.5%より20kW時における損失を100W以下に抑える必要から、コアの損失を考慮してコア材の基本特性から決定した値である。 $B_m=128mT$ であるから、表2の損失を片対数面上で折れ線近似したグラフからコア損失は42Wとなる。

2次の巻線は4ターンとする。

巻線構造は漏れ磁束を減らし、結合度を上げるために、図7に示す多層分割巻き構造とした。

図5 コアの形状

Fig. 5. Shape of core.

図6 巻線の形状

Fig. 6. Shape of winding.

図7 巻線構造

Fig. 7. Structure of winding.

表2 コア材の特性

Table 2. Characteristics of core material

初透磁率	23℃	2500±25%
μ_i	80℃	3800±25%
飽和磁束密度	23℃	520
B_s (mT)	100℃	420
残留磁束密度	23℃	130
B_r (mT)	100℃	60
条 件	最大磁束密度 B_m (mT)	損失 P_{cv} (kW/m ³) (W)
100kHz	200	250 (159)
80℃	150	100 (63.6)
	100	40 (25.4)
	80	20 (12.7)
	50	4 (2.54)

()内は使用コアについて換算した損失

<4・4> インダクタンス 1次巻線に必要なインダクタンスは(2)式で計算され、

$$L_P = \frac{V_{IN} T_{ON}}{2 I_P} \dots \dots \dots (2)$$

$$= 10 \mu H$$

となる。但し、

$V_{IN}=300V$: 1次巻線の最大入力電圧

$T_{ON}=5\mu s$: FETのオン時間

$I_P=74A$: 最大励磁電流

とする。但し、最大励磁電流はソフトスイッチングを可能にするために、定格出力電流(一次側換算)の1.1倍とした。(2)式のインダクタンスを得るためのコアのギャップ長は(3)式で計算し、

$$l_g = \frac{2 \mu_0 N_P^2}{L_P} \cdot \frac{SS'}{S+S'} \dots \dots \dots (3)$$

$$= 2.56mm$$

となる。但し、

$\mu_0=4\pi \times 10^{-7} H/m$: 透磁率

$S=19.6cm^2$: コア材の中央部面積

$S'=27cm^2$: コア材の両脚面積

$N_p = 3$: 1次巻線の巻数

$L_p = 10 \mu H$: 1次巻線のインダクタンス

である。よって、ギャップ長を2.5mmとする。

〈4・5〉 漏れインダクタンスの影響 非接触充電器に用いられる高周波変圧器では、1次側と2次側が完全に分離されているため、漏れインダクタンスを十分に小さくすることは困難である。漏れインダクタンスが出力電圧、最大伝達電力及び周波数に及ぼす影響の関係は、図3の回路を図8に示すような等価回路で簡略化することにより求めることができる。 E_i はハーフブリッジにより作りだされる矩形波電圧の実効値、 f はその周波数、 L は漏れインダクタンス、 I_o は負荷電流、 E_o は出力電圧を表す。但し、 I_o と E_o は実効値を表す。

この等価回路より E_i 、 f 、 L 、 I_o 、 E_o の関係を求めると、(4)式となる。

$$E_o = \sqrt{E_i^2 - (2\pi f L I_o)^2} \dots \dots \dots (4)$$

出力電力は、 $P_o = E_o I_o$ となる。また、周波数 f はロイヤ一発振器の場合と同様に(5)式となる。

$$f = \frac{E_a}{4N\Phi} \dots \dots \dots (5)$$

但し、 E_a は矩形波電圧の波高値、 N は主変圧器の巻数、 Φ は磁心の飽和磁束である。

E_o は f により変化するので、インバータのFETのゲートドライブ信号の周波数を可変にすることにより E_o は容易に制御できる。

図8 非接触充電回路の等価回路

Fig.8. Equivalent circuit of inductive charger.

5. 実験結果

〈5・1〉 試作機の回路構成 図9に試作した非接触充電回路の回路構成を示す(同図では入力整流器は省略している)。主スイッチング素子として定格50A、500VのFET(富士電機製2M150F-050)を使用した。基本回路のハーフブリッジではFETの耐電圧に余裕がなく、試作機では純ブリッジ構成とした。各アームは上記定格のFETを4個並列に接続した。冷却は強制空冷とした。

〈5・2〉 効率 表3に定格負荷における各種損失の測定結果を示す。

図10と図11は高周波でスイッチングするFETの各々ターンオン時とターンオフ時のFETのドレインソース間

図9 試作機の回路構成

Fig.9. Circuit configuration of the prototype.

表3 損失の測定結果

Table 3. Measured loss data

FET		
オン損失	1106W	5.13%
ターンオン損失	75W	0.35%
ターンオフ損失	333W	1.55%
変圧器	83W	0.39%
ダイオード	100W	0.46%
その他	77W	0.36%
計	1774W	8.24%

電圧 v_{ds} と1素子当たりのドレイン電流 i_d の波形を測定したものである。本図より求めたスイッチング損失は表3の通りとなった。ターンオン時の零電圧、零電流スイッチング効果によりターンオン損失は極めて小さい。また、ターンオフ損失も十分に小さい値となっている。オン損失がかなりの割合を占めるが、これはFETの並列数を増やすことにより改善できる。

変圧器のコア損失は前述したように42Wであり、銅帯の抵抗値と実測電流から銅損を求めると41Wとなった。よって、変圧器の損失は83Wとなり、変圧器効率は99.6%となった。これは規格値の99.5%を満足するものである。

現状では、コアの温度上昇を抑えるために、変圧器を強制空冷しているが、磁束密度を下げるにより自然空冷にすることも可能と思われる。又、逆に定格出力が更に大きくなると、水冷も考慮する必要が出てくると考える。

図12に出力電圧と効率の負荷特性を示す。効率はインバータ直流入力と直流出力間の効率を示し、75%負荷付近で最大となり、93.1%である。定格負荷における効率は91.8%である。

6. むすび

実用化への検討のために、インダクタ転流ソフトスイッチングインバータと1次と2次が分離可能な高周波変圧器を組み合わせた非接触充電回路を用いて20kWの試作機を製

V_{ds} : 100 [V/div] I_d : 10 [A/div] t : 200 [ns/div]

図10 FETの電圧, 電流波形 (ターンオン)

Fig.10. Voltage and current of FET(Turn-on).

V_{ds} : 100 [V/div] I_d : 10 [A/div] t : 200 [ns/div]

図11 FETの電圧, 電流波形 (ターンオフ)

Fig.11. Voltage and current of FET(Turn-off).

図12 負荷特性

Fig.12. Load characteristics.

作し, 実験を行った。実験の結果, 非接触充電コネクタである高周波変圧器の効率が99.6%となり, 規格値の99.5%をクリアできる見通しを得た。また, インバータ直流入力と直流出力間の効率は最大で93.1%となり, 実用機のための高効率の充電システムの可能性を確認した。今後は, 実用化に向けて更に高効率化を目指す予定である。

(平成7年6月27日受付, 平成7年11月29日再受付)

文 献

- (1)K. W. Klontz, A. Esser, R. R. Bacon, D. M. Divan, D. W. Novotny, R. D. Lorenz: "An electric vehicle charging system with 'universal' inductive interface", PCC'93 Conference Record, 227~232(1993-4)
- (2)SAE: "SAE ELECTRIC VEHICLE INDUCTIVE COUPLING RECOMMENDED PRACTICE", Draft 4.0 SAE J-1173, (1994-10)
- (3)K. Harada, K. Murata: "Ferro-resonant converters with high-frequency drive", PESC'83 Conference Record, 355~359(1983-6)
- (4)K. Harada, H. Sakamoto: "PWM inverter controlled by a small saturable core", IEEE Trans. on Magnetics, 23, 5(1987-1)
- (5)K. Harada, H. Sakamoto: "Non-resonant converter for megahertz switching", PESC'89 Conference Record, 889 ~894(1989-6)
- (6)K. Harada, H. Sakamoto: "On the saturable inductor commutation for zero-voltage switching", PESC'90 Conference Record, 189~196(1990-6)
- (7)H. Sakamoto, K. Harada: "A novel converter for non-contact charging with electro-magnetic coupling", IEEE Trans. on Magnetics, 29, 6(1993-11)

阿南 文政

(正員) 1950年9月8日生まれ。1973年3月鹿児島大学電気工学科卒業。同年4月九州電力(株)入社。現在、同社総合研究所電気利用研究室室長。主として電気自動車と住宅電化の研究開発に従事。中電協電気自動車分科会主査。

山崎 清美

(正員) 1950年10月24日生まれ。1976年3月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月(株)東芝入社。1989年8月九州大学助手。1992年4月九州電力(株)総合研究所副主査。主としてパワーエレクトロニクスの研究開発に従事。工博。

原田 耕介

(正員) 1958年九州大学大学院博士課程修了。1968年同大学電子工学科教授。1993年熊本工業大学応用エネルギーエレクトロニクス研究所所長、九州大学名誉教授。スイッチング電源、磁気センサ、信頼性工学、バイオマグネティックスなどの研究に従事。工博。井上春成賞、IEEE 1988 William E. Newell賞受賞。1988 IEEE PESC組織委員長。IEEE Fellow。

坂本 浩

(非会員) 1947年3月4日生まれ。1968年3月熊本工業大学電子工学科卒業。同年4月九州大学採用。1991年4月熊本工業大学講師。現在、同大電子工学科助教授。非線形磁気応用、スイッチング電源などの研究に従事。工博。電気学会パワーマグネティックス調査委員会委員。

杉森 勝宣

(会員) 1940年6月6日生まれ。1965年3月中央大学電気工学科卒業。同年4月日本電気精器(株)入社。現在、同社技術開発部部长。主として電力変換器の開発に従事。電気学会変換装置標準特別委員会委員。

猪尾 充雄

(非会員) 1960年7月3日生まれ。1993年3月筑波大学大学院理工学研究科理工学専攻修士課程修了。同年4月日本電気精器(株)入社。主として情報機器の開発に従事。