

双方向非接触給電の基礎検討

望月 大樹* 渡辺 宏 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

Study of Bidirectional Contactless Power Transfer Systems

Shigeru Mochizuki*, Hiroshi Watanabe, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe, (Saitama University)

Contactless power transfer systems with series resonant capacitors both at primary and secondary windings has characteristics of immittance converter. However, these characteristics are not suited for bidirectional power transfer of electric vehicles. In this paper, we propose a new circuit which is added another immittance converter to the above circuit and describe the characteristics of this new circuit. The experimental results of 1.5kW bidirectional power transfer are shown. The efficiency was 94.3% and 94.2% in each direction.

キーワード：非接触給電，電気自動車，双方向
(contactless power transfer, electric vehicle, bidirectional)

1. はじめに

地球環境問題や石油への依存度を軽減するため，電気自動車 (EV) やプラグインハイブリッド自動車 (PHV) の普及が期待されている。現在，EV への充電は電気ケーブルとコネクタを用いて行われているが，利便性・安全性・保守容易性を考えると，非接触給電方式が有望であり，世界各国で研究開発が進められている。

また，充電方向も電力系統から自動車側への一方向給電 (G2V) が一般的である⁽¹⁾⁽²⁾。震災後の電力不足で明らかになったように，EV のバッテリーは電力系統の負荷平準化だけでなく緊急時の電源としても有望である。これらを実現するためには電力系統と EV 間での双方向給電 (G2V と V2G) が不可欠である。双方向給電を考えた場合，G2V と V2G で回路や特性が同じであること，すなわち給電システムの一次側と二次側の回路や特性が対称であることが望ましい。現在提案されている多くの非接触給電システムの回路では，二次側の整流器をインバータに換えないと，双方向給電はできない。

双方向非接触給電の研究報告として，Auckland 大の U.K.Madawala らと電力中央研究所の名雪らの論文がある⁽³⁾⁽⁴⁾。U.K.Madawala らは，系統側の送受電部一つに対して車側の送受電部が複数の一対多の双方向非接触給電システムを提案し，900W の給電実験を行なっている。一次並列二次並列コンデンサ方式 (PP 方式) を採用し，さらにその両端に直列リアクトルを挿入した回路構成となっている。系統側と車側の両方にブリッジ型インバータを用い，両インバータ間のスイッチングの位相差によって給電方向と給電電

力を制御している。しかし，給電効率については述べられていない。

名雪らは，当初一次直列二次直列コンデンサ方式 (SS 方式) とその両側にブリッジ型インバータを用い，受電側インバータは全波整流器として動作させる方式を採用した⁽⁵⁾。しかし，SS 方式では抵抗負荷の値を下げないと (受電電圧を低くしないと) 給電効率を上げられないため，一次直列二次並列方式 (SP 方式) を用い，給電方向にあわせて回路を切り替える方式に変更した。この方式で 2kW の給電実験を行い，90% の給電効率を達成している。しかし回路の切り替えがなく，定格電力を定格電圧で双方向に高効率で給電可能な方式が望ましい。

また，SS 方式については移動型非接触給電の分野で入江らが解析し，イミタンス変換特性を有することやその有効活用方法について言及している⁽⁶⁾。

本論文では，EV 自動車用の双方向非接触給電システムに SS 方式を採用し，そのイミタンス変換特性を理想変圧器特性に変換するために，系統側に新たに別のイミタンス変換器⁽⁶⁾を追加する回路を提案する。この回路では，追加したイミタンス変換器と非接触給電トランスとコンデンサから成る主要部分の特性が，双方向からみてほぼ同一となり，双方向給電に適している。特に給電効率が最大となる抵抗負荷の値が双方向とも同じ値となる。一方 SS 方式ではこの抵抗負荷の値が小さいことが課題とされてきたが，この値を上げる方法についても検討する。

以下，2 章では提案回路の概要と等価回路を用いた特性解析について述べ，系統側と車側の電圧が異なる場合の対処法や，電気自動車で問題となるギャップ長変動や位置ずれ

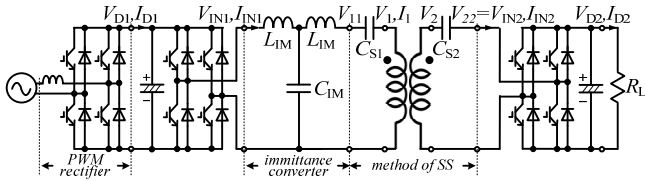


図1 双方向非接触給電システム

Fig. 1. Bidirectional contactless power transfer system.

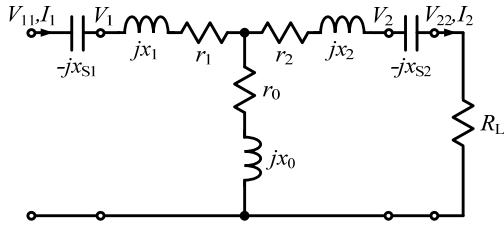


図2 一次直列二次直列コンデンサ方式詳細等価回路

Fig. 2. Detailed equivalent circuit for method of SS.

が起きた場合の特性変化について述べる。3章では双方向ともに定格電力を最大効率で給電するための条件について論じる。4章では、1.5kWの給電実験結果を示し、2章と3章で述べた理論の検証を行う。

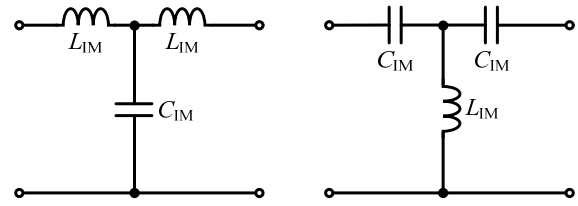
2. 提案する双方向非接触給電システム

〈2・1〉 イミタンス変換器を備えたSS方式 図1に提案する双方向非接触給電システムの構成を示す。商用交流を双方向に給電可能な高効率 PWM 整流器で直流に変換する。ブリッジ型インバータを系統側と車側の両方に配置し、送電側は高周波インバータとして動作させ、受電側はIGBTを常にオフとし、ダイオードのみを使用して全波整流器として使用する。以上により双方向給電を可能にする。一次直列二次直列コンデンサ方式(SS方式)の非接触給電トランスの系統側にイミタンス変換器を付け加えると、理想変圧器特性を得る。

〈2・2〉 一次直列二次直列コンデンサ方式 給電トランスをT型等価回路で表し、一次二次の直列共振コンデンサ C_{S1} , C_{S2} と抵抗負荷 R_L を加えたSS方式の詳細等価回路を図2に示す。簡単のために、給電トランスの巻数比は $a (=N_1/N_2)=1$ とする。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 $x_0 (=2\pi f_0 l_0 = \omega_0 l_0)$, x_1 , x_2 に比べて十分小さい。従って r_0 と r_1 , r_2 を省略した回路で解析を進める。また、受電側のインバータ(整流回路)と平滑コンデンサを省略し、直列コンデンサに直列に抵抗負荷 R_L だけを接続した回路で考える。

直列コンデンサ C_{S1} , C_{S2} の値を、電源周波数 f_0 において巻線の自己インダクタンス L_1 , L_2 に共振するように(1), (2)式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_{s1}} = \omega_0 L_1 = x_{s1} = x_0 + x_1 \dots\dots\dots (1)$$



(a)T-LCL形

(b)T-CLC形

図3 イミタンス変換器

Fig. 3. Immittance converters.

$$\frac{1}{\omega_0 C_{s2}} = \omega_0 L_2 = x_{s2} = x_0 + x_2 \dots\dots\dots (2)$$

すると、一次側と二次側の電圧電流は次式の関係となる。

$$\begin{bmatrix} V_{11} \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -jx_0 \\ \frac{1}{jx_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{22} \\ I_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

これはイミタンス変換特性と呼ばれ、一次側を定電圧(定電流)で駆動すれば二次側は定電流(定電圧)になる。

〈2・3〉 イミタンス変換器 図3に示すように、イミタンス変換器にはT-LCL形とT-CLC形がある。イミタンス変換器の L_{IM} , C_{IM} をそれらのリアクタンス x_{IM} が給電トランスの励磁リアクタンス x_0 と等しくなるように(4)式の値に決める。

$$\omega_0 L_{IM} = \frac{1}{\omega_0 C_{IM}} = x_{IM} = x_0 \dots\dots\dots (4)$$

このときイミタンス変換器のF行列はそれぞれ、

$$F_{LCL} = \begin{bmatrix} 0 & jx_{IM} \\ -\frac{1}{jx_{IM}} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

$$F_{CLC} = \begin{bmatrix} 0 & -jx_{IM} \\ \frac{1}{jx_{IM}} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

で表される。

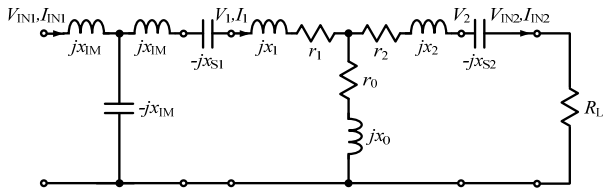
また、 L_{IM} , C_{IM} を(7)式の値に決めると、F行列は(8)(9)式となるような特徴を持つ。ここで、 c は L_{IM} , C_{IM} のリアクタンス x_{IM} とトランスの励磁リアクタンス x_0 の比である。

$$\omega_0 L_{IM} = \frac{1}{\omega_0 C_{IM}} = x_{IM} = cx_0 \dots\dots\dots (7)$$

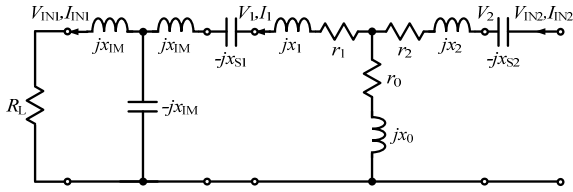
$$F_{LCL} = \begin{bmatrix} 0 & jx_{IM} \\ -\frac{1}{jx_{IM}} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jcx_0 \\ -\frac{1}{jcx_0} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

$$F_{CLC} = \begin{bmatrix} 0 & -jx_{IM} \\ \frac{1}{jx_{IM}} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -jcx_0 \\ \frac{1}{jcx_0} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

〈2・4〉 イミタンス変換器+SS方式の特性 T-LCL形のイミタンス変換器を系統側に挿入した、SS方式の非接触給電部の詳細等価回路を図4に示す。直列共振コンデンサ C_{S1} , C_{S2} を(1)(2)式の値に、イミタンス変換器の L_{IM} , C_{IM} を(4)式の値に決める。このとき、鉄損 r_0 と巻線抵抗 r_1 , r_2 を



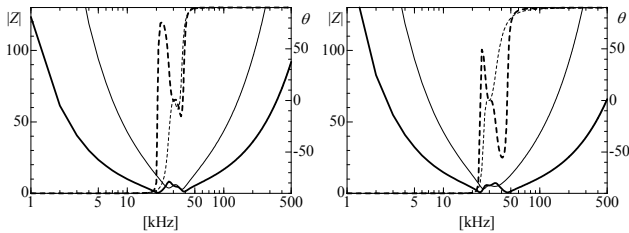
(a) G2V



(b) V2G

図4 詳細等価回路

Fig. 4. Detailed equivalent circuit.



(a)T-LCL

(b)T-CLC

図5 Zの周波数特性

Fig. 5. Frequency characteristics of Z.

無視すると、(3)式と(5)式から一次側と二次側電圧電流の関係が、

$$\begin{bmatrix} V_{IN1} \\ I_{IN1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(10)$$

で表される。入出力の電圧電流が等しくなり、巻数比 $a=1$ とした理想変圧器特性が成り立つ。

また、系統側から見たときのインピーダンス Z は、

$$Z = \frac{V_{IN1}}{I_{IN1}} = R_L \dots\dots\dots(11)$$

となる。

図5(a)は抵抗負荷を車側に接続し系統側から見た場合(図4(a)のG2Vの場合)と、抵抗負荷を系統側に接続し車側から見た場合(図4(b)のV2Gの場合)のインピーダンス Z の周波数特性の例を示したものである(共振周波数 $f_0=30\text{kHz}$)。太線がG2Vを細線がV2Gの特性を示し、実線がゲイン特性を点線が位相特性を示す。どちらもほぼ同じ形となっており、双方向でほぼ対称な特性が実現できていることがわかる。イミタンス変換器をT-CLC形に変えた場合を図(b)に示すが大きな相違はない。

(2・5) ギャップ長変動と位置ずれの影響 電気自動

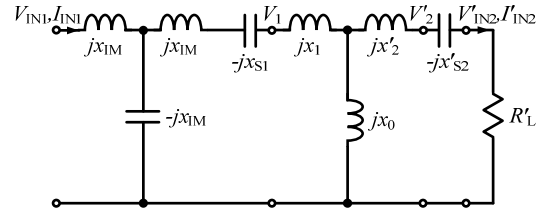


図6 巻数比変更時等価回路

Fig. 6. Detailed equivalent circuit case of turn ratio a .

車への非接触給電を考えた場合、非接触トランス間のギャップ長は車載重量によって変動し、駐車時には位置ずれが生じる。このため給電トランスのリアクタンス x_0, x_1, x_2 や結合係数 k が変動する。イミタンス変換器の L_{IM} や C_{IM} の値は一定値であるため、 x_0 の変動の影響について調べる。

イミタンス変換器と直列コンデンサのリアクタンス x_{IM}, x_{S1}, x_{S2} を定数とすると、SS方式のF行列は、

$$F_{SS} = \begin{bmatrix} 1 & j(x_1 - x_{S1}) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{jx_0} & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j(x_2 - x_{S2}) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots(12)$$

となる。ここで、トランスの自己インダクタンス L_1, L_2 の値はトランスの巻線によって決まり、位置ずれやギャップ長変動によって変化しない。つまり、励磁リアクタンス x_0 と漏れリアクタンス x_2, x_1 の比 $(x_2/x_0, x_1/x_0)$ は変化しても、それらの和 (x_0+x_1, x_0+x_2) は変化しないことを考慮し(13)式を用いれば、(12)式は(14)式に書き直すことができる。

$$x_1 - x_{S1} = -x_0, \quad x_2 - x_{S2} = -x_0 \dots\dots\dots(13)$$

$$F_{SS} = \begin{bmatrix} 1 & -jx_0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{jx_0} & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -jx_0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -jx_0 \\ \frac{1}{jx_0} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots(14)$$

これより、位置ずれやギャップ長変動が起きてもSS方式はイミタンス変換特性を持ち、励磁リアクタンス x_0 が変化すること以外は、(3)式と同じ特性を示すことがわかる。

また、T-LCL形イミタンス変換器のF行列(5)式と掛け合わせることで、回路全体のF行列は(15)式で表される。

$$F = \begin{bmatrix} 0 & jx_{IM} \\ -\frac{1}{jx_{IM}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -jx_0 \\ \frac{1}{jx_0} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_{IM}}{x_0} & 0 \\ 0 & \frac{x_0}{x_{IM}} \end{bmatrix} \dots\dots(15)$$

これより、ギャップ長変動や位置ずれが起きても理想変圧器特性は成り立ち、一次二次の電圧比(電流比)は x_{IM}/x_0 (x_0/x_{IM}) となることがわかる。非接触給電では、受電側の電圧を一定に制御する必要がある。図1の主回路構成では、高力率PWM整流器、あるいはフルブリッジ型インバータのパルス幅制御で電圧制御することが考えられる。

(2・6) トランスの巻数比

これまで、簡単のためにトランスの巻数比 $a=1$ として扱ってきた。実際に用いる非接触給電トランスは系統側と車側の電源電圧に合わせるため、 $a \neq 1$ のものが多い。系統側と車側の電圧調整法につい

て検討する。

図6にトランスの巻数比 $a=N_1/N_2$ とし、二次側の諸量を一次側に換算し(ダッシュ)をつけて表した場合の簡易等価回路を示す。このとき入出力関係は(16)式となる。

$$\begin{bmatrix} V_{IN1} \\ I_{IN1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V'_{IN2} \\ I'_{IN2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & \frac{1}{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(16)$$

さらに、(8)式の場合と組み合わせると、

$$\begin{bmatrix} V_{IN1} \\ I_{IN1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ac & 0 \\ 0 & \frac{1}{ac} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{IN2} \\ I_{IN2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(17)$$

となる。これより、系統側と車側の電圧を、トランスの巻数比だけでなくイミタンス変換器の L_{IM} , C_{IM} のリアクタンス x_{IM} とトランスの励磁リアクタンス x_0 の比 c によっても調節できることが分かる。

3. 双方向最大効率運転

T-LCL 形イミタンス変換器と SS 方式を用い、給電トランスの巻数比 $a=1$ の場合について、G2V と V2G の給電効率を共に最大にするための条件について検討する。なお、イミタンス変換器に損失は無く、効率は 100% と仮定する。

〈3・1〉 給電効率の最大値と抵抗負荷の値 図4に示す詳細等価回路において、鉄損を表す r_0 を無視し巻線抵抗 r_1 , r_2 の損失だけを考慮する。図4(a)に示す G2V の給電効率 η_{G2V} は、イミタンス変換器の損失がないため(18)式で表せる。

$$\eta_{G2V} = \frac{R_L I_{IN2}^2}{R_L I_{IN2}^2 + r_2 I_{IN2}^2 + r_1 I_1^2} \dots\dots\dots(18)$$

ここで、(3)式より(19)式が得られ、

$$I_1 = \frac{1}{jx_0} V_{IN2} = \frac{1}{jx_0} R_L I_{IN2}, \quad \left(\frac{I_1}{I_{IN2}} \right)^2 = \left(\frac{R_L}{x_0} \right)^2 \dots\dots(19)$$

これを(18)式に代入すると効率 η_{G2V} は(20)式で表される⁽⁷⁾。

$$\eta_{G2V} = \frac{R_L}{R_L + r_2 + r_1 \left(\frac{R_L}{x_0} \right)^2} \dots\dots\dots(20)$$

次に図4(b)に示す V2G の給電効率 η_{V2G} は(21)式で表される。

$$\eta_{V2G} = \frac{R_L I_{IN1}^2}{R_L I_{IN1}^2 + r_2 I_{IN2}^2 + r_1 I_1^2} \dots\dots\dots(21)$$

ここで、(10)式より $I_{IN1}=I_{IN2}$ なので、

$$\eta_{V2G} = \frac{R_L}{R_L + r_2 \left(\frac{I_{IN2}}{I_{IN1}} \right)^2 + r_1 \left(\frac{I_1}{I_{IN1}} \right)^2} = \frac{R_L}{R_L + r_2 + r_1 \left(\frac{I_1}{I_{IN2}} \right)^2} \dots\dots(22)$$

となり、さらに(19)式を用いれば、V2G の給電効率 η_{V2G} は(23)式で表される。

$$\eta_{V2G} = \frac{R_L}{R_L + r_2 + r_1 \left(\frac{R_L}{x_0} \right)^2} \dots\dots\dots(23)$$

以上より、給電効率 η は給電方向に関わらず同一の式で扱うことができる。

ここで、 R_L を変数として、給電効率の最大値 η_{max} と、その時の抵抗負荷の値 R_{Lmax} を求めると(24)式となる。

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_0} \sqrt{\frac{r_1}{r_2}}}, \quad R_{Lmax} = x_0 \sqrt{\frac{r_2}{r_1}} \dots\dots\dots(24)$$

また、コイルの Q を(25)式で定義すると、(24)式は(26)式となる⁽⁸⁾。

$$Q_1 = \frac{\omega_0 L_1}{r_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{r_2}, \quad k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \dots\dots\dots(25)$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k\sqrt{Q_1 Q_2}}}, \quad R_{Lmax} = kr_2 \sqrt{Q_1 Q_2} \dots\dots\dots(26)$$

〈3・2〉 最大効率時の抵抗負荷の値

一般に受電側電圧 V_L は予め決まっているので、定格電力 P_L から等価な抵抗負荷の値 $R_L = V_L^2 / P_L$ が決まる。最大効率 η_{max} で給電するには、最大効率のときの抵抗負荷の値 R_{Lmax} を R_L に一致させる必要がある。例えば、受電側電圧が 200V で 1.5kW を給電する場合 $R_{Lmax} = 27\Omega$ となるように給電トランス部を設計する必要がある。

トランスの仕様と総巻線数が等しければ、(25)式で定義した Q_1 と Q_2 もほぼ等しくなる。このことを考慮して(27)式を用いれば、提案する方式と SP 方式の R_{Lmax} は(28)式と(29)式で表される。

$$Q_1 = Q_2 = Q \dots\dots\dots(27)$$

$$R_{Lmax SP} = \frac{r_2 Q}{k} \dots\dots\dots(28)$$

$$R_{Lmax} = kr_2 Q = k^2 R_{Lmax SP} \dots\dots\dots(29)$$

ここで、結合係数 k は 1 以下の値を取るため、提案する方式では R_{Lmax} の値が SP 方式に比べてかなり低くなる⁽⁸⁾。

提案する方式では(24)式より、励磁リアクタンス $x_0 (=2\pi f_0 l_0)$ と巻線抵抗 r_1, r_2 で調整するしかない。 $a=1$ の双方向給電では、 $r_1=r_2$ となるため、励磁リアクタンス x_0 の値で調整するしかなく、巻数 N_1, N_2 を上げて励磁インダクタンス l_0 を大きくするか周波数 f_0 を上げるかしかない。 l_0 を大きくすると自己インダクタンス L_1, L_2 も大きくなり、給電トランスの端子電圧 V_1, V_2 が大きくなる。 V_1, V_2 が過大になるときの対策としては、巻線と直列コンデンサを分割して、直列コンデンサを分散配置する方法が考えられる。

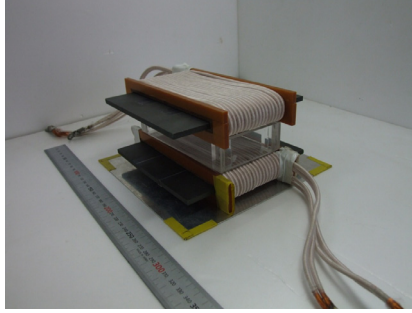


図7 非接触給電トランス

Fig. 7. Transformer.

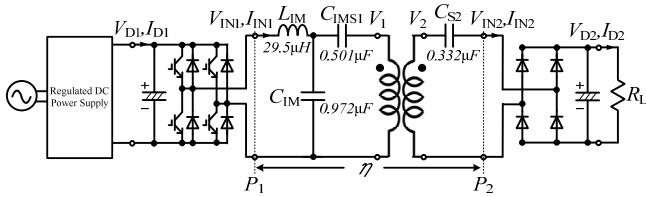


図8 実験回路

Fig. 8. Experimental circuit.

表1 トランス定数

Table 1. Transformer parameters.

Gap[mm]	20	30	40	30	30
Position (x[mm],y[mm])	0,0	0,0	0,0	30,0	0,30
r_0 [mΩ]	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
r_1 [mΩ]	107.4	110.8	105.9	112.9	106.2
r_2 [mΩ]	106.1	109.6	105.2	106.6	105.6
l_0 [μH]	36.3	29.4	23.0	23.5	27.8
l_1 [μH]	52.4	55.9	59.6	60.0	57.1
l_2 [μH]	52.9	56.1	60.4	60.4	57.7
L_1 [μH]	88.7	85.3	82.6	83.5	84.9
L_2 [μH]	89.2	85.5	83.4	83.9	85.5
k	0.408	0.344	0.277	0.281	0.326

4. 給電実験

〈4・1〉 実験トランスと実験回路 実験に使用したトランスの写真を図7に示す。トランスの巻数は $N_1=N_2=18$ 、標準ギャップ長は 30mm、周波数は $f_0=30\text{kHz}$ である。フェライトコアを使用し、巻線にはリッツ線、トランスの背面には電磁遮蔽用にアルミ板を用いた。図8には G2V での実験回路を示す。今回は高周波電源にフルブリッジ型インバータ、受電側の整流にはダイオード全波整流器を用いた。イミタンス変換器の L_{IM} と直列共振コンデンサ C_{S1} は、(30)式より C_{IMS1} として 1 つにまとめた。

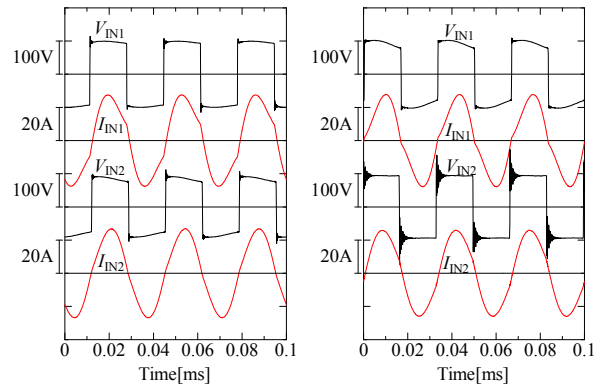
$$\frac{1}{\omega_0 C_{IMS1}} = x_{IMS1} = x_{S1} - x_{IM} = x_0 + x_1 - x_0 = x_1 \dots\dots\dots (30)$$

V2G の実験の場合は、車側に高周波電源、系統側にダイオード全波整流器と抵抗負荷を接続して給電を行った。

表2 実験結果

Table 2. Experimental results.

Direction	G2V	V2G
Frequency[kHz]	30	
V_{IN1} [V]	95.0	92.7
I_{IN1} [A]	19.8	19.0
V_1 [V]	260.5	293.6
V_2 [V]	310.7	335.7
V_{IN2} [V]	92.5	102.8
I_{IN2} [A]	18.7	18.6
P_1 [kW]	1.66	1.57
P_2 [kW]	1.57	1.67
η_{max} [%]	96.1	96.1
η [%]	94.3	94.2



(a)G2V

(b)V2G

図9 実験波形

Fig. 9. Experimental waveform.

〈4・2〉 トランス定数の測定 ギャップ長 30mm で位置ずれがない状態を標準状態として、ギャップ長変動と位置ずれが生じた場合のトランス定数の変化を表1に示す。ギャップ長変動は±10mm、位置ずれは前後方向ずれ x 、左右方向ずれ y とともに 30mm とした。表1より、ギャップ長変動が起きた場合、自己インダクタンス L_1 、 L_2 の値にはほとんど変化が無いのに対し、励磁インダクタンス l_0 と結合係数 k が大きく変動することがわかる。

〈4・3〉 1.5kW 給電実験 周波数 30kHz、受電電力 1.5kW、抵抗負荷の値は R_{Lmax} の 5.5Ωとして、G2V と V2G の双方向給電実験を行った。実験結果の値を表2に、その時の入出力電圧電流波形を図9に示す。給電効率は G2V で 94.3%、V2G で 94.2%で双方向とも高効率で、給電方向による効率の差はほとんど見られない。表2に示す理論効率 $\eta_{max}=96.1\%$ との相違は鉄損やイミタンス変換器の損失によると思われる。図9に示す実験波形から、 V_{IN1} と V_{IN2} 、 I_{IN1} と I_{IN2} の波形が大きさ位相共にほぼ一致し、(10)式の電圧電流特性を満足していることが確認できた。以上より、提案した主回路構成では、給電方向が変わってもコンデンサの切り替えを行わずに、理想変圧器特性を保ちながら双方向共にほぼ同じ効率での非接触給電が可能である。

表 3 位置ずれギャップ長変動特性
Table 3. Characteristic with position gap and gap length change.

Gap[mm]	20	30	40	30	30
Position (x[mm],y[mm])	0,0	0,0	0,0	30,0	0,30
$V_{IN2}/V_{IN1\ calc}$	1.23	1.0	0.78	0.80	0.95
$V_{IN2}/V_{IN1\ G2V}$	1.17	0.97	0.79	0.78	0.93
$V_{IN2}/V_{IN1\ V2G}$	1.39	1.11	0.87	1.01	1.06
$\eta_{calc}[\%]$	96.9	96.1	95.2	95.1	96.1
$\eta_{G2V}[\%]$	94.6	94.3	93.5	93.2	94.2
$\eta_{V2G}[\%]$	95.3	94.2	92.4	92.5	94.0

表 4 巻き数変更時トランス定数
Table 4. Transformer parameters.

Frequency[kHz]		30		
Winding	N_1	9	18	18
	N_2	9	18	9
$r_0[m\Omega]$		0.0	0.0	0.0
$r_1[m\Omega]$		24.4	110.8	107.1
$r_2[m\Omega]$		27.1	109.6	26.8
$l_0[\mu H]$		6.99	29.4	29.2
$l_1[\mu H]$		13.8	55.9	55.6
$l_2[\mu H]$		14.8	56.1	14.4
k		0.33	0.34	0.34
$R_{Lmax}[\Omega]$		1.39	5.51	1.38
η_{max}		96.2	96.1	96.3

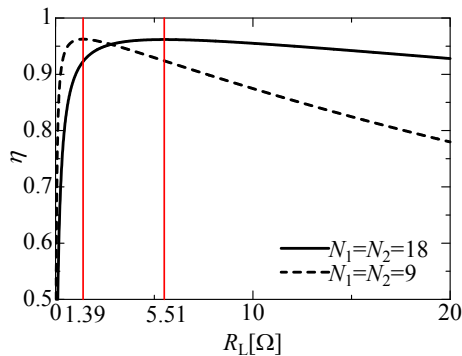


図 10 理論効率

Fig. 10. Theoretical efficiency curve.

〈4・4〉 位置ずれギャップ長変動試験 ギャップ長 30mm で位置ずれがない状態を標準状態として、ギャップ長変動と位置ずれが生じた場合の 1.5kW の給電実験を G2V と V2G の両方で行った。ギャップ長変動は±10mm、位置ずれは x, y ともに 30mm とした。その時の入出力電圧比と効率を表 3 に示す。ギャップ長と位置ずれが大きくなると、励磁リアクタンス x_0 が小さくなるため入出力電圧比 (V_{IN2}/V_{IN1}) が小さくなっているのがわかる。逆に、ギャップ長が短くなると x_0 が大きくなり入出力電圧比は大きくなっている。また、その値は(15)式から算出した値とも同様の特性を示している。給電効率についても(20)(23)式より算出し

た理論値と同様に、ギャップ長と位置ずれが大きくなると k が低下し、効率が下がっていることがわかる。

〈4・5〉 巻数の変更 トランス巻数の変更による励磁インダクタンス l_0 の変化を確認するために、図 7 のトランスで巻数が $N_1=N_2=9$ の巻線も製作し、巻数に依るトランス定数の変化を調べた。測定結果を表 4 に示す。図 10 は抵抗負荷 R_L の値を変えたときの理論効率を(20)(23)式で計算したグラフである。表 4 と図 10 から、 $N_1=N_2=9$ のときに $R_{Lmax}=1.39\Omega$ に対し、 $N_1=N_2=18$ では $R_{Lmax}=5.51\Omega$ となり、 R_{Lmax} が巻数の 2 乗で大きくなるのが分かる。これは(24)式および〈3・2〉の議論を裏付ける結果である。SS 方式で巻数を上げて R_{Lmax} を大きくする方法の有効性が確認できた。

5. まとめ

本論文では電気自動車を想定した双方向非接触給電について、一次直列二次直列コンデンサ方式 (SS 方式) の系統側にイミタンス変換器を加える主回路方式を提案した。

イミタンス変換器の追加により、理想変圧器特性がなりたち電圧電流の制御が容易になる上に、双方向共に高効率で給電できることを示した。1.5kW 給電実験では G2V で 94.3%、V2G で 94.2% の給電効率であった。提案方式では効率が最大となる抵抗負荷の値が双方向とも同じ値となることを示し、SS 方式で従来問題とされてきたこの抵抗負荷の値が小さいことに対して、トランスの巻数を上げ励磁インダクタンスをあげることが有効であることを示した。

文 献

- (1) 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)
- (2) M.Budhia, G.A.Covic, and J.T.Boys: "A New Magnetic Coupler for Inductive Power Transfer Electric Vehicle Charging Systems", IEEE IECON 2010, pp. 2481-2486 (2010)
- (3) U.K.Madawala, D.J.Thrimawithana: "A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G System", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol. 58, No. 10, pp. 2789-2796 (2010)
- (4) 名雪琢弥, 福島健太郎, 宜保直樹, 根本孝七, 池谷知彦:「双方向非接触給電システムの提案と基本性能の実証」, 電力中央研究所報告, H10007(2011)
- (5) 名雪琢弥, 根本孝七, 池谷知彦:「双方向非接触給電システムに向けた要素技術開発」, 電力中央研究所報告, H09015(2010)
- (6) 入江寿一:「非接触給電装置における T-LCL 形と T-CLC 形イミタンス変換器のカスケード構成」, 電学論 D, Vol.129, No.5, pp.511-518 (2009)
- (7) 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)
- (8) 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」, 電気学会半導体電力変換研究会, (2011)