

電気自動車非接触給電用インバータの容量性負荷対策

学生員 松村 剛之* 正員 金子 裕良 正員 阿部 茂

An Operating Method of Inverter with Capacitive Load in Wireless Charger for Electric Vehicles

Tsuyoshi Matsumura*, Student Member, Yasuyoshi Kaneko, Member, Shigeru Abe, Member

In the wireless power transfer system characteristics of inverter load are changed with the gap length. Since full bridge inverter is not able to work with capacitive load, battery could have not been charged when inverter load became capacitive because of the short gap length. This paper presents an operating method of inverter with capacitive load in wireless charger for electric vehicles.

キーワード：非接触給電システム, 容量性負荷, 力率, 効率

Keywords : Wireless power transfer system, Capacitive load, Power factor, Efficiency

1. はじめに

近年環境への配慮や石油価格の高騰により、プラグインハイブリッド自動車(PHV)や電気自動車(EV)の普及が進んでいる。現在これらの自動車の給電方式はケーブルとコネクタで給電を行うコネクタ方式が一般的であるが、安全性や利便性を考えると、将来は非接触給電方式⁽¹⁾⁻⁽³⁾が有望である。

電気自動車用非接触給電システムでは、地上の給電トランスと車載の受電トランス間のギャップ長変動が避けられない。我々は一次直列二次並列コンデンサ方式 (SP 方式) を用いることで標準ギャップ長でのインバータ出力部での力率を 1 としてきた。しかしギャップ長の変動が起きると、トランス間の結合係数が変化するためインバータ出力部のインピーダンス中のリアクタンス成分が変化する。このためギャップ長が大きくなると誘導性負荷, 小さくなると容量性負荷となる。

インバータの特性として負荷が容量性の状態で運転した場合にスイッチング素子が破壊する恐れがある。インバータによっては容量性になると動作を停止する保護回路が内蔵されている。そのため非接触給電特有の問題として、インバータ出力部のインピーダンスが容量性負荷となると給電を行うことができない問題がある。⁽⁴⁾

この問題に対し我々は直列コンデンサの値で対策を行ってきた。これは SP 方式における直列コンデンサ C_s および並列コンデンサ C_p の値を想定される最小ギャップ長で最適な値に設定することにより、インバータからみた負荷が常に誘導性負荷になる対策である。なお C_p はギャップ長によってほとんど変化しないので、主に C_s の値が変わる。

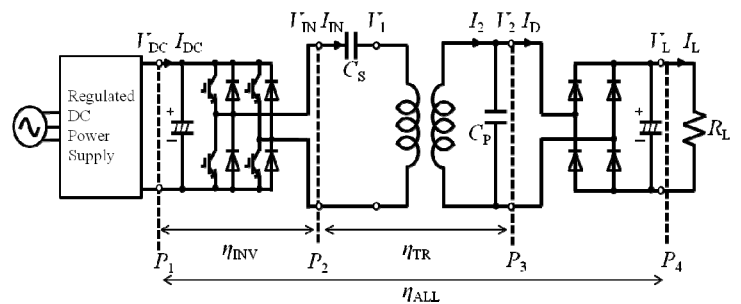


図1 非接触給電システム

Fig.1. Contactless power transfer system

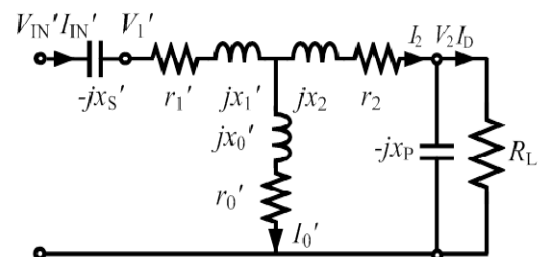


図2 インバータ負荷詳細等価回路

Fig.2. Detailed equivalent circuit

しかし、この対策では標準ギャップにおいて対策前と比べ効率が低下してしまうため、標準ギャップにおいても効率低下の少ない容量性負荷対策が求められていた。

本論文ではインバータ出力部に並列にインダクタを接続する対策を提案する。標準ギャップ時に効率が低下することなく、容量性負荷接続時にも給電が可能となる。

2. 非接触給電システム

(2・1) 一次直列二次並列コンデンサ方式 図 1 に一次直列二次並列コンデンサ方式 (SP 方式) の非接触給電システム⁽²⁾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用い、二次側整流器は全波整流回路を用いた。図 2 に給電トランスを T 型等価回路で表し、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 を接続し、整流器と抵抗負荷を等価抵抗で置き換えた R_L を接続した詳細等価回路を示す。これは図 1 に示した非接触給電システムにおけるインバータ負荷を表わす。

x_0' は主磁束, x_1', x_2' は一次側, 二次側の漏れリアクタンスであり, これらの値はギャップ長により変動する。なお, 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。電源周波数において x_0', x_1', x_2' に比べ r_0', r_1', r_2' は十分小さいので r_0', r_1', r_2' は省略して解析を進める。

二次側並列コンデンサ C_P の値は電源周波数 f_0 において, 励磁リアクタンス x_0' と漏れリアクタンス x_2' との和と共振をとるように(1)式の値に定める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_P} = x_p = x_0' + x_2' \dots\dots\dots (1)$$

一次側直列コンデンサ C_S の容量性リアクタンスを $-x_s$ とすれば, インバータ負荷部のインピーダンス $Z_{IN} (=V_{IN}/I_{IN})$ は式(2)のように表すことができる。これより一次側直列コンデンサの値を一次側力率が 1 となるように式(3)の値にすることで, インピーダンスは式(4)となる。このとき V'_{IN} と V_2, I'_{IN} と I_L の関係は式(5)で表され巻数比 b の理想変圧器と等価であることが分かる⁽⁵⁾。

$$Z_{IN} = \left(\frac{x_0'}{x_0' + x_2'} \right)^2 R + j \left(\frac{x_0' x_2'}{x_0' + x_2'} + x_1' - x_s' \right) \dots\dots\dots (2)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_S} = x_s' = x_1' + \frac{x_0' x_2'}{x_0' + x_2'} \dots\dots\dots (3)$$

$$Z_{IN} = \left(\frac{x_0'}{x_0' + x_2'} \right)^2 R_L \dots\dots\dots (4)$$

$$V'_{IN} = bV_2, I'_{IN} = I_L / b, b = \frac{x_0'}{x_0' + x_2'} \dots\dots\dots (5)$$

このように標準ギャップ長におけるリアクタンスの値を測定し式(1), (3)よりコンデンサの値を決定することで, インピーダンス負荷でのリアクタンス成分を消去することができ高効率, 高力率での給電が可能である。

(2・2) インバータ負荷特性の変化 二次側のコイルは車載されるため, 自動車の積載量やタイヤの空気圧等によりギャップ長は変動する。ここでギャップ長が変動した場合の主磁束, 一次側, 二次側の漏れリアクタンスを新たに $x_{02}', x_{12}', x_{22}'$ とする。インバータ負荷のインピーダンスを式(6)のように表わすと, レジスタンス成分 R_{IN} , リアクタンス成分 X_{IN} はそれぞれ式(7), 式(8)で表す事が出来る。ここでは簡単化のため $x_{02}'+x_{22}'=x_{p2}$ とした。

$$Z_{IN} = R_{IN} + jX_{IN} \dots\dots\dots (6)$$

$$R_{IN} = \frac{(x_0 x_p)^2 R_L}{(x_p x_{p2})^2 + \{R_L(x_{p2} - x_p)\}^2} \dots\dots\dots (7)$$

$$X_{IN} = \frac{jx_0 \{x_p^2 x_2 x_{p2} - R_L^2 (x_p - x_2)(x_{p2} - x_p)\}}{(x_p x_{p2})^2 + \{R_L(x_{p2} - x_p)\}^2} + jx'_{12} - jx'_s \quad (8)$$

x'_s は(3)式の値で一定であるため, ギャップ長変動により x_{12}', x_{p2}' の値が変動すると式(8)で示されるリアクタンス成分 X_{IN} の値が変動する。例としてギャップ長 100mm でのリアクタンス成分と共振する値にコンデンサを決定し, 周波数を 50kHz とした場合のギャップ長変動による Z_{IN} の変化の様子を表 1 に示す。 $Z_{IN} = V_{IN}/I_{IN}$ であるため(8)式において X_{IN} が負の場合 V_{IN} に対し I_{IN} の位相が進みインバータ負荷部の特性は容量性負荷となる。反対に X_{IN} が正の場合 V_{IN} に対し I_{IN} の位相が遅れ, 誘導性負荷となる。

3. 従来の対策における課題

従来は C_S, C_P の値を想定できる最小ギャップでのリアクタンス成分と共振する値 C_{Sm}, C_{Pm} に設計することで小ギャップ時の給電を可能としてきた。

非接触給電では動作周波数が高く, コンデンサの共振がずれた場合にインバータ出力部の力率が大きく変化する。そのため給電電力が一定の場合, 効率が低下すると考えられる。

これを確認するために給電実験を行った。このときの給電条件を表 2 に, 効率を図 3 に示す。ここで C_S, C_P は標準ギャップ (=150mm) でのリアクタンス成分と共振する値であり。 C_{Sm}, C_{Pm} はギャップ長 80mm でのリアクタンス成分と共振する値とした。

本実験では標準ギャップにおいて C_S, C_P を用いた場合と比べて総合効率が 1.4%低下した。これより高効率での給電が求められる非接触給電の容量性負荷対策としては, この手法は有効でないと考えられる。

4. 並列インダクタによる対策

3 章での検討より, 小ギャップ時での動作を補償しつつ, 標準ギャップ時に高効率で給電を行うためには, 対策の前後で標準ギャップにおけるインバータ出力部の力率の変化を抑える必要がある。これより次に示す並列インダクタ挿

表 1 各ギャップ長における Z_{IN}

Table 1. Z_{IN} of each gap length

gap[mm]	70	100	130
R_{IN}	2.39	1.59	0.88
X_{IN}	-1.06	0	0.22

表 2 給電条件

Table 2. Conditions of the experiments

f_t [kHz]	50
P_{OUT} [kW]	1.5
R_L [Ω]	17.5

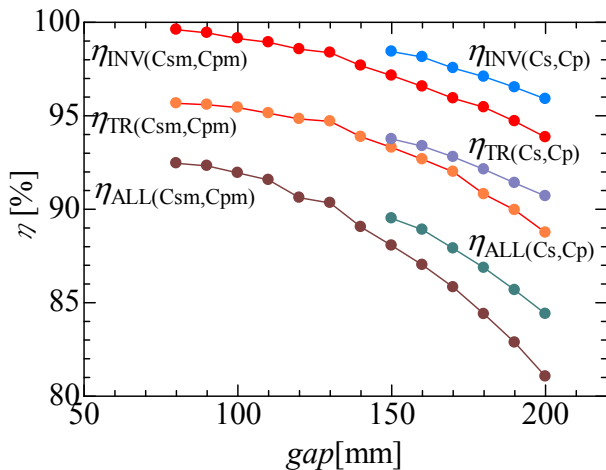


図 3 各ギャップ長での効率(コンデンサによる対策)
Fig.3. Efficiency of each gap length(C_{sm}, C_{pm})

入方式を提案する。

〈4・1〉 補償方法の概要 この方法はインバータ出力部に並列にインダクタを挿入することでインバータから見た負荷を誘導性負荷とし運転を可能にするとともに、標準ギャップにおいても効率の低下がなく給電が可能な方法である。図 5 に並列インダクタ L_p 挿入時の回路を示す。

〈4・2〉 挿入するインダクタの値の検討 図 5 における L_p の値について検討を行う。これを考える前提として、短ギャップ時にコイルを挿入した場合には図 7 に示すように I_1 が V_{IN} の符号よりも先に反転し、逆方向に電流が流れる。ここで容量性負荷状態になるのを防止するためには I_1 が反転してから V_{IN} が反転するまでの間、常に I_1 の絶対値よりも大きな電流 I_p をコイルに流す必要がある。

標準ギャップからずれた際の Z_{IN} の位相差 ϕ は式(9)で表す

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{X}{R}\right) \dots\dots\dots(9)$$

$$I_{PM} = \frac{\sqrt{2}b}{b_2} |I_{IN} \sin(\phi)| \dots\dots\dots(10)$$

$$I_{PM} = \frac{1}{L_p} \cdot \frac{b_2}{b} \cdot V_{IN} \cdot t \dots\dots\dots(11)$$

$$L_p = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot |I_{INM} \sin(\phi)|} \left(\frac{b_2}{b}\right)^2 V_{IN} t \dots\dots\dots(12)$$

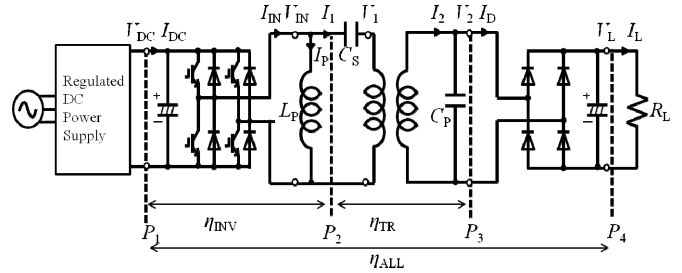


図 5 並列インダクタ挿入回路

Fig.5. Efficiency of each gap length

表 3 各対策における ϕ と力率 (標準ギャップ時)

Table 3. ϕ and Power factor of each measures

	ϕ [deg]	$\cos\phi$
C_{Sm}, C_{Pm}	34.86	0.82
C_s, C_p, L_p	1.19	0.99

ことが出来る。これより標準ギャップからずれた際の b の値を b' とすると、補償すべき電流量 I_{PM} は標準ギャップでの I_{IN} を用いて式 (10) のように表わすことが出来る。ここで I_{PM} は I_p の波高値を示す。

また I_{PM} は $V=L \times di/dt$ より式(11)となる。これら二つの式より L_p の値を式(12)のように b と ϕ の関数として表わすことが出来る。(12)式の右辺は V_{IN} 反転時の I_1 と I_p の大きさが等しくなる L_p の値を示している。この式を用いて各ギャップでの L_p を計算すると最小となる値は $174\mu\text{H}$ であった。インダクタンス L_p の値が小さいと I_p の振幅は大きくなるため、補償出来る電流量は大きくなる。しかし I_p はコイル巻線での損失に影響を与えるため、 L_p は $174\mu\text{H}$ に、マージンをもった値に決定するのが有効である。

L_p の損失については後述するが、 I_p は小さく、 L_p を挿入することでの損失は十分小さいと考えられる。

〈4・3〉 従来の対策との力率比較 従来の対策法と提案する並列インダクタによる対策をとった場合の Z_{IN} の位相差 ϕ 、力率 $\cos\phi$ を式(4), (7), (8)を用いて算出し、結果を表 3 にまとめる。

表 3 に示されるように今回の対策では標準ギャップでの力率がほとんど変化していないため、効率の低下を防ぐことが可能であると考えられる。

〈4・4〉 実験結果 実験回路を図 5 に変更し、再び表 2 の条件で給電実験を行った。このときコンデンサには C_s , C_p を用い、挿入した L_p の値は $100\mu\text{H}$ とした。図 6 は挿入した L_p であり、寸法は $40 \times 70 \times 70\text{mm}$ である。

ギャップ長 80mm で給電を行った際の動作波形を図 7 に示す。インバータから電圧 V_{IN} が出力されると並列インダクタ L_p には電流 I_p が、一次側トランスには進み位相である電流 I_1 が流れる。この時インバータ出力電流はこれら二つの

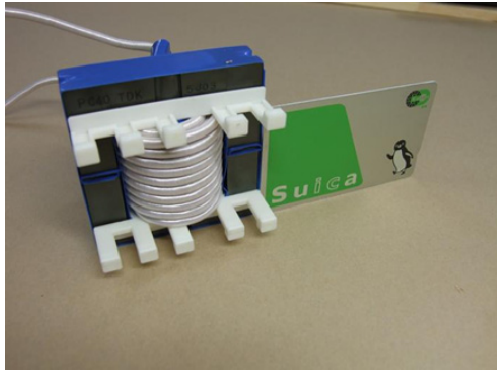


図 6 並列インダクタ L_p
Fig.6. Parallel inductor L_p

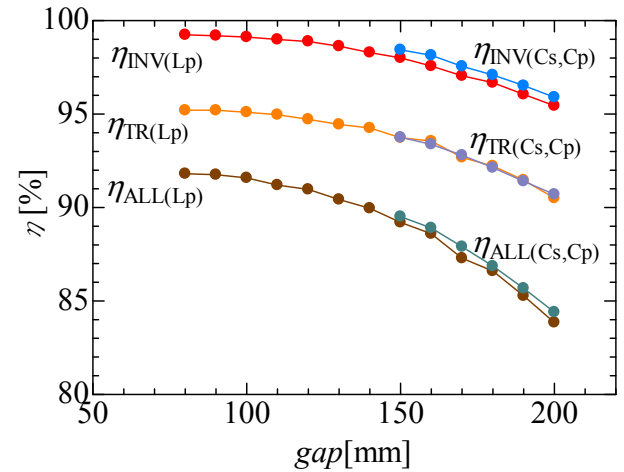


図 8 各ギャップ長での効率(並列インダクタによる対策)
Fig.8. Efficiency of each gap length(C_s, C_p, L_p)

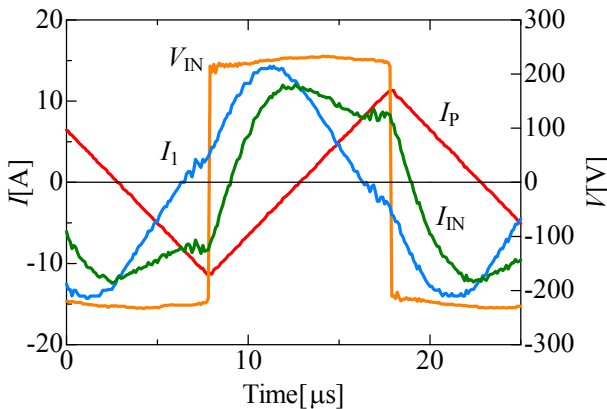


図 7 インダクタ並列挿入時の電圧電流波形
Fig.7. Wave forms of Inverter output and L_p

電流の和 I_{IN} となるためインバータは誘導性負荷が接続された時と同じ動作となり小ギャップでの給電が可能となっている。

図 8 に図 5 の回路における各部効率を示す。並列インダクタを挿入した場合図 1 の回路では給電不可能であったギャップ長 150mm 以下の範囲での給電が可能であった。また標準ギャップにおいて従来の手法よりも 1.1%効率改善され、長ギャップ時にも効率の低下が見られなかった。

表 4 に標準ギャップ時における各対策での総合効率 η_{ALL} と総合損失 (インバータ損失+トランス損失+整流器での損失) を示す。インダクタの巻線抵抗は $78.5m\Omega$ と小さく、損失は $0.88W$ であった。この値は総合損失に比べ十分小さいため、インダクタの挿入による総合効率の低下は無視できる。

5. まとめ

本論文では電気自動車用非接触給電用インバータで問題とされてきた容量性負荷での運転を可能にする手法として、並列インダクタによる対策を提案した。

今回提案した手法では対策の前後でインバータ出力部の

表 4 各対策時の効率と損失
Table 4. η_{ALL} and P_{LOSS} of each measures

	η_{ALL} [%]	P_{LOSS} [W]
C_s, C_p	89.5	176
C_{sm}, C_{pm}	88.1	204
C_s, C_p, L_p	89.2	182

力率を大きく変化させることがないため、従来問題となっていた標準ギャップでの効率低下が発生せず、標準ギャップ時に従来手法よりも 1.1%高効率で給電が可能となった。

電気自動車非接触給電用インバータの容量性負荷に対する対策として、提案法が役立つことを期待したい。

文 献

- (1) 江原夏樹・長塚裕一・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・井田和彦:「電気自動車用角型非接触給電トランス」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2-25, (2009)
- (2) 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)
- (3) 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」, 電学論 D, Vol.128, No.7, pp.919-925 (2008)
- (4) C.-Y. Huang, J. T. Boys and G. A. Covic: "Resonant Network Design Considerations for Variable Coupling Lumped Coil Systems" ,IEEE ECCE, pp.3841-3847 (2012)
- (5) 阿部茂・金子裕良:「非接触給電技術」, 電学誌, Vol.128, No12, pp.796-799(2008)