

自動車用非接触給電装置の二次電圧制御法

岡本 堯 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

保田 富夫 井田 和彦 ((株)テクノバ)

Secondary voltage control method of Contactless Power Transfer Systems for Electric Vehicle

Takashi Okamoto, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

Tomio Yasuda, Kazuhiko Ida (Technova Inc.)

Secondary voltage control method of Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle is proposed. In case of using the primary series capacitor and the secondary parallel capacitor method, the secondary voltage varies with the gap change or horizontal position deviation between primary coil and secondary one. The proposed method can control the secondary voltage without communication devices. The test result is presented, which shows good performance of voltage control.

キーワード：電気自動車，プラグインハイブリッド自動車，非接触給電，電磁誘導

Keywords : Electric vehicle, Plug-in hybrid vehicle, Contactless power transfer, Electromagnetic induction

1. はじめに

地球環境問題や石油価格の高騰により，家庭やスタンドでバッテリーに充電するプラグインハイブリッド自動車(PHV)や，電気自動車(EV)の販売が計画されている。現在は電気ケーブルとプラグで車に給電する方式であるが，利便性，プラグの抜き忘れ，急速充電による大電力化を考えると，将来は非接触給電方式⁽³⁾⁽⁵⁾⁻⁽⁹⁾が有望である。

非接触給電は接点の不良，磨耗，火花が無く，クリーンルームや工場の搬送車，家電品で実用化されている。基本はギャップ長の大きなトランスで，漏れリアクタンスが大きく，結合係数が0.5~0.1と小さいため，電源周波数を10kHz以上にとり二次誘起電圧を上げ，漏れリアクタンスの補償のため共振コンデンサを用いる⁽¹⁾⁻⁽¹⁰⁾。従来は一次側二次側共に並列コンデンサを用いる方式⁽¹⁾⁻⁽³⁾が多かった。筆者らは一次側を直列コンデンサとし一次と二次のコンデンサの値を特定の値に選ぶと，巻線抵抗を無視した場合，電源周波数において両コンデンサを含むトランスの等価回路が理想変圧器と等価になることを示した⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁷⁾⁻⁽¹⁰⁾。

この理想変圧器特性を用いると，(1)抵抗負荷であれば電源力率1とゼロ電圧スイッチングが可能で電源の小型化と高効率化ができる，(2)電源を定電圧/定電流制御すれば負荷が変化しても，負荷も定電圧/定電流になる，(3)効率の理論式⁽¹⁰⁾を用いれば給電トランスの最適設計や最大効率運転が可能である，などの利点がある。

しかし，自動車用非接触給電装置はギャップ長の変動や位置ずれによる結合係数の変化が避けられない。一次側が定電圧駆動の場合は，このために二次電圧が変化する問題が生じ

る。車両側の受電装置を小型軽量にするには，二次電圧を一定にしたいが，それには通信装置により二次電圧の値を一次側に伝え，一次電圧を制御する必要があった。

この問題の解決策として本論文では，一次直列二次並列共振コンデンサ方式の特性を利用した，通信装置を用いない二次電圧制御法を提案し，その概要と実験結果を示す。

2. 自動車用非接触給電システム

2.1 非接触給電システム 図1に実験に用いたトランスの写真と寸法を示す。周波数が高いため，コアにフェライトを，トランスの巻線にリッツ線を用い，一次側を18ターン1並列，二次側を9ターン2並列とした。また，給電電力は1.5kWを目標とし，ギャップ長変動は 70 ± 20 mm，位置ずれは左右方向 ± 125 mm，前後方向 ± 45 mmを考慮した。ギャップ長70mm位置ずれ無しの状態を基準とした。また，漏れ磁束対策としてトランスの上下にアルミ板を設置した⁽⁸⁾。

図2に一次直列二次並列コンデンサ方式の非接触給電システムの構成を示す。商用電源単相100Vを用いて実験を行い，高周波電源として，フルブリッジインバータで周波数 $f_0=20$ kHzで装置を駆動した。

2.2 等価回路 図2のab間をT型等価回路で表わし，抵抗負荷 R_L を加えた詳細等価回路を図3に示す。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。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，電源周波数においてトランスのリアクタンス x'_0, x'_1, x'_2 に比べ十分小さい。従って巻線抵抗 r'_1, r'_2 と鉄損 r'_0 を省略

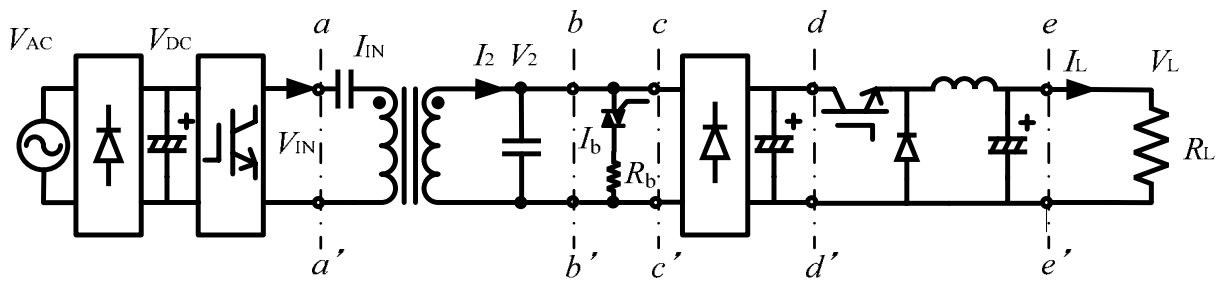
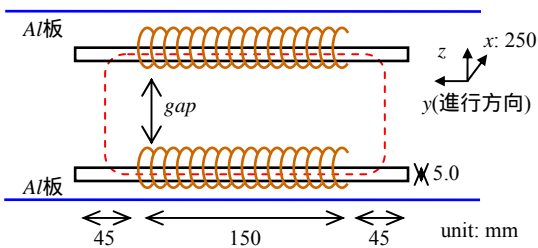


図2 非接触給電システム

Fig.2. Contactless power transfer system.



(a)Transformer.



(b)Dimension of Transformer.

図1 角形トランス

Fig.1. Transformer.

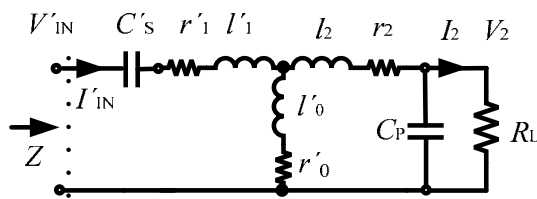


図3 詳細等価回路

Fig.3. Detailed equivalent circuit.

して解析を進める。

2・3 一次直列二次並列コンデンサ 二次側並列コンデンサ C_p を(1)式の値に、一次側直列コンデンサ C_s の値を(2)式の値に決める。

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

$$\frac{1}{\omega_0 C_s} = x'_s = \frac{x'_0 x_2}{x'_0 + x_2} + x'_1 \quad \dots\dots\dots(2)$$

これらの値に決めると、電源から見たインピーダンス Z は(3)式のように簡単になる⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁷⁾⁻⁽¹⁰⁾。

$$Z = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \left(\frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \right)^2 R_L \quad \dots\dots\dots(3)$$

2・4 理想変圧器特性 ここで、 V_{IN} と V_2 、 I_{IN} と I_L の関係を求めると、

$$V_2 = \frac{V_{IN}}{ab} = \frac{N_2}{N_1} \frac{x'_0 + x_2}{x'_0} V_{IN}, I_2 = \frac{N_1}{N_2} \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} I_{IN}, b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \quad \dots\dots\dots(4)$$

となり、巻数比 b の理想変圧器等価であることが分かる。

2・5 自動車用非接触給電装置の課題 自動車用非接触給電装置は、トランスのギャップ長や位置が変動することでリアクタンス x'_0, x'_1, x_2 が大きく変化する。図4にギャップ長、位置ずれ変動が生じた場合の定数の変化を示す ($x'_0 = 0, x_2 = 2 f_0$)。 x'_0, x_2 が変化することで b が変化し、 V_{IN} が一定の場合は、これらの定数変化によって V_2 が変動する。

車両側の受電装置は、二次電池への充電装置であり、整流器と直流チョッパ等で構成される。受電装置を小型軽量にするには、一次電圧 V_{IN} を制御して二次電圧 V_2 を一定にする必要がある。

3. 二次電圧制御法

二次電圧 V_2 は b によって変動するが、駐車中などトランスが不動の状態であれば、その間一定の値となる。従って、二次電圧 V_2 を一定に制御するためには、まず充電制御前に低電圧かつ小電力で b を測定し、その後測定した b に基づいて V_{IN} を制御すれば良い。ここで、 V_{IN} の制御はフルブリッジインバータを位相シフト制御して行う。

b を測定するための装置として図2の bc 間に示すように二次側に b 測定用の抵抗 R_b と電子スイッチ(トリアック)を設置する。図2のように降圧チョッパを用いる場合は、これを運転停止し上記電子スイッチをオンすれば、二次側負荷は既知の値の R_b だけとなり、(3)、(4)式を用いて一次電圧 V_{IN} 、電流 I_{IN} から b を測定することができる。その後、電子スイッチをオフし、降圧チョッパを運転開始すれば二次側負荷は整流器と降圧チョッパとなり、充電制御が可能となる。これらの操作は電子スイッチの切り替えのみで行う。

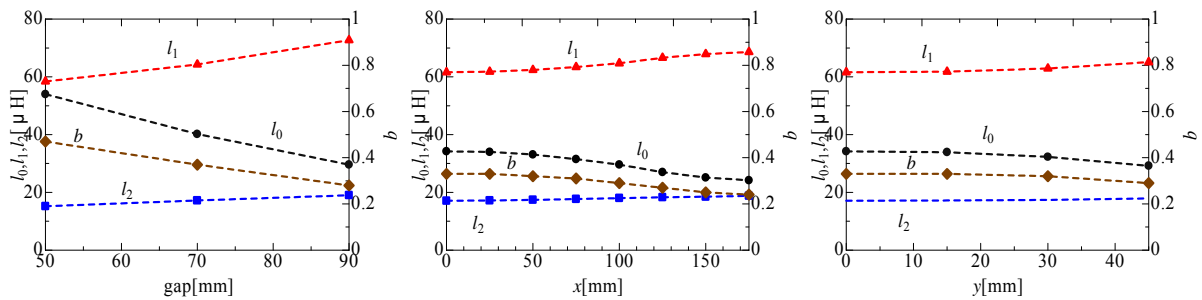
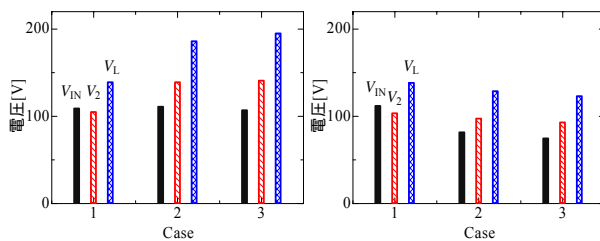


図4 トランス定数測定結果
Fig.4. Parameter of Transformer.



(a) before control. (b) after control.

図5 ギャップ長変動, 位置ずれによる電圧変化

Fig.5. Voltage change with gap and horizontal gap change.

以下詳細を説明する。

3.1 b 測定モード 図2においてトライアックをオンかつ充電制御部をオフすると, cc' より後は無視でき, 二次側が抵抗負荷 R_b のみとなり, 理想変圧器特性が成り立つ。ここで(3), (4)式から得られた(5)式より b を測定することができる。 $V_{IN(m)}$, $I_{IN(m)}$ は測定時の一次電圧, 電流である。

$$b = \sqrt{\frac{V'_{IN(m)}}{I'_{IN(m)} R_b}} \dots\dots\dots(5)$$

3.2 二次電圧制御モード b 測定モードで b を測定した後, トライアックをオフし, 制御部を運転する。 b から(6)式のように V_{IN} を制御することで, 二次電圧 V_2 を所望の値に制御することが可能となる。

$$V_{IN} = abV_2 = \frac{N_1}{N_2} \sqrt{\frac{V'_{IN(m)}}{I'_{IN(m)} R_b}} V_2 \dots\dots\dots(6)$$

この方法は測定する値が全て一次側の電圧 V_{IN} 電流 I_{IN} で, R_b は既知のため, 二次側の電圧電流を測定する必要が無く, 通信を用いず二次電圧制御を行うことができる。

4. 実験結果

4.1 ギャップ長変動や位置ずれによる二次電圧変化 図2の回路で降圧チョッパを接続せず dd' の後に抵抗負荷を接続した回路において, 一次電圧として振幅 110V の方形波を印加しトランスのギャップ長と位置ずれ変動が生じた場合の三つのCaseにおいて実験を行った。各Caseの説明を表1に, 実験結果を図5(a)に示す。 V_{IN} , V_2 , V_L は実効値である。

表1 各Caseの説明

Table.1. state of gap and horizontal gap change.

Case	1	2	3
gap[mm]	50	70	70
位置ずれ(x)[mm]	0	0	100
位置ずれ(y)[mm]	0	0	0

なお, 抵抗負荷の値は負荷電力が 1.5kW となるように調整した。図5(a)より, ギャップ長, 位置ずれ変動によって二次電圧 V_2 は 105~143V, 負荷電圧 V_L は 139~196V まで大きく変動した。

4.2 b の測定 図2の回路を b 測定モードにし, b の測定を行った。一次電圧 $V_{IN(m)}$ の制御は位相シフト制御を行い, Case.2において $V_{IN(m)}=40V$, 測定用抵抗負荷 $R_b=30$ で実験を行った。この時, 負荷電力は 30W とした。各Caseにおける b 測定時の波形を図6に示す。図より, V_{IN} , I_{IN} の波形には高調波成分が多く含まれる。そこで, b の算出に次の二通りの方法を用いた。第一の方法は波形の実効値に基づく実行値法, 第二の方法はフーリエ変換から求めた基本波成分に基づく基本波法である。

結果を表2に示す。定数測定から求めた b (理論値) と比較して, 実行値法で求めた b (RMS) は誤差 9~38%, 基本波法で求めた b (基本波) は誤差 0.7~4.9% となった。今回の実験は基本波法の精度が良かった。

4.3 b を用いた二次電圧制御結果 図2の回路を二次電圧制御モードにし, 表2の基本波法で求めた値を用いて電圧制御を行った。4.1 との比較を行うため, 降圧チョッパを接続しない整流器と抵抗負荷の回路 (dd' に R_L を接続した回路) において, 抵抗負荷 $R_L=12.5$ で 1.5kW 給電となるよう実験を行った。波形を図7に, 各部電圧を図5(b), 表3に示す。図5(b), 図7, 表3より, 位相シフト制御で一次電圧 V_{IN} を制御することで, V_2 は 93.0~103.4V, V_L は 123.0~138.3V とほぼ一定に制御できた。

以上のように b を測定し, その結果を用いて一次電圧 V_{IN} を制御すれば, 二次電圧をほぼ一定 (約 $\pm 10\%$) に出来ることが分かった。

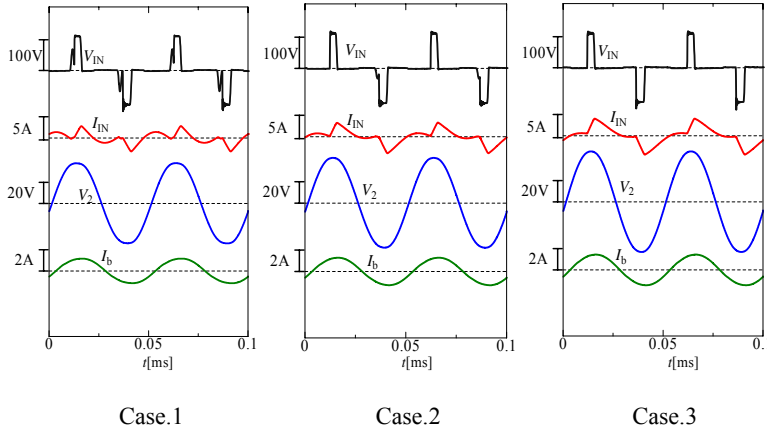


図6 b測定時の各波形

Fig.6. Wave of measurement of "b".

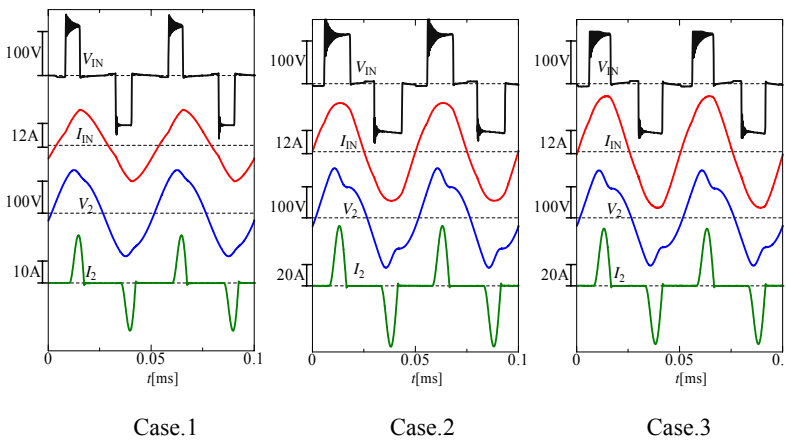


図7 二次電圧制御時の各波形

Fig.7. Wave of secondary voltage control.

5. むすび

本論文では、一次直列二次並列コンデンサ方式を用いた自動車用非接触給電装置において、一次電圧電流から回路のパラメータ b を測定し、求めた b から通信装置を用いず二次電圧を一定に制御する方法を提案し、実験で動作を確認した。

実験では一次電圧を制御しない場合、二次電圧 V_2 は約 1.4 倍変化したが、提案法で一次電圧を制御した場合、約 1.1 倍に抑えることができた。

文 献

- (1) A.W.Green and J.T.Boys : "10kHz inductively coupled power transfer - concept and control", *IEE Power electronics and variable speed drives conference, PEVD*, No.399 pp.694-699(1994)
- (2) J.T.Boys, G.A.Covic and A.W.Green : "Stability and control of inductively coupled power transfer systems", *Proc. IEE - Elect. Power Applicat.*, Vol.147, No.1, pp.37-43 (2000)
- (3) Chwei-Sen Wang, Oskar H. Stielau, and Grant A. Covic : "Design consideration for a contactless electric vehicle battery charger", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol.52, No. 5, pp.1308-1314 (2005)
- (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」, *電学論 D*, Vol.127, No.2, pp.174-180 (2007)
- (5) 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)
- (6) 紙屋雄史・大聖泰弘・松木英敏 : 「電動車両用非接触急速充電システム」, *電学誌*, Vol.128, No.12, pp.804-807 (2008)

表2 bの測定結果

Table.2. Experimental result of "b".

Case	1	2	3
b (理論値)	0.47	0.37	0.29
b (RMS)	0.512	0.455	0.400
b (基本波)	0.473	0.364	0.303
誤差(RMS)[%]	9.1	23.0	37.9
誤差(基本波)[%]	0.7	-1.5	4.5

表3 電圧制御結果

Table.3. Experimental result of voltage control.

Case	1	2	3
R_L [Ω]	12.5	12.5	12.5
V_{IN} [V]	112.2	81.7	74.7
V_2 [V]	103.4	97.3	93.0
V_L [V]	138.3	128.8	123.0
P_{IN} [W]	1642	1440	1337
P_L [W]	1530	1364	1266

- (7) 岩田卓也・江原夏樹・金子裕良・阿部 茂・保田富夫 : 「直列及び並列共振コンデンサを用いた電気自動車用非接触給電装置」, *電気学会自動車研究会資料*, VT-07-11, pp.7-12(2007)
- (8) 江原夏樹・岩田卓也・辻 俊明・金子裕良・阿部 茂・保田富夫 : 「漏れ磁束遮蔽アルミ板付き非接触給電の特性」, *平 20 電学全大*, No.4-196 (2008)
- (9) 岩田卓也・江原夏樹・金子裕良・阿部 茂・保田富夫・井田和彦 : 「電気自動車用非接触給電装置のトランス巻線方式による特性比較」, *電気学会半導体電力変換研究会資料*, SPC-09-39, pp.109-114 (2009)
- (10) 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)