

非接触給電技術



非接触給電，電磁誘導，トランス



阿部 茂



金子 裕良

1. はじめに

半導体工場の搬送車やテレビ塔用エレベータなどの移動体に対して、接触給電やケーブルに代わる非接触給電が実用化されている。電気ひげ剃りや電話機では接点レスで非接触充電するタイプが増えてきた。ヨーロッパでは充電ステーションで非接触充電する電気バスが走っている。将来は電気自動車やプラグインハイブリッド自動車さらには移動ロボットの充電に非接触給電が有望視されている。本特集では非接触給電の理論と代表的な応用分野を紹介する。

まず、本解説で非接触給電技術の特徴，研究動向，基礎理論について紹介する。次に「無接触給電搬送システム」と題して，半導体/液晶工場，自動車工場で稼働している移動型非接触給電について久野氏に解説いただく（製品によっては無接触給電とも呼ばれる）。次に「電動車両用非接触急速充電システム」と題して，自動車等への非接触給電について紙屋氏らに解説いただく。最後に「家電用非接触給電装置」と題して，最近適用分野が増えている家電用の小電力非接触給電について安倍氏に解説いただく。

2. 非接触給電の特徴と研究動向

非接触給電は接点がないため，火花や摩耗粉が発生せず，埃や水分の多い環境，水中でも給電が可能であり，保守も容易になる。したがって，埃を嫌う半導体/液晶工場，火花を嫌う自動車塗装ラインなどの搬送車で実用化さ

れている。また埃で接点不良が発生しやすい電話の充電器，水に濡れやすい電動歯ブラシや電気ひげ剃りの充電器にも用いられている。風のためケーブルが使えないテレビ塔用エレベータへの給電，充電ステーションでの電気バスへの充電などにも利用されている。電気自動車やプラグインハイブリッド自動車へもケーブルレスで充電できれば利便性と安全性が高まるため研究が進められている。

このような非接触給電装置は電磁誘導を利用し，数 mm から 10 cm の空隙を隔てて数 W から数十 kW の電力を給電している。電源，整流器を除くトランス部の効率率は 96 % 以上のももある。非接触給電には，搬送車用のように給電線に沿って受電部が移動する移動型（図 1）と，家電用や自動車用のように空隙を隔ててトランスの一次側と二次側が定位置に置かれる固定型（図 2）とがある。

いずれのタイプも基本的にはギャップのあるトランスである。しかしギャップ長が大きいと，低結合係数と大きな漏れインダクタンスの問題がある。この対策として電源周波数を 10 kHz 以上にして二次誘起電圧を上げ，一次と二次の漏れインダクタンスの補償のためにコンデンサを用いる。結合

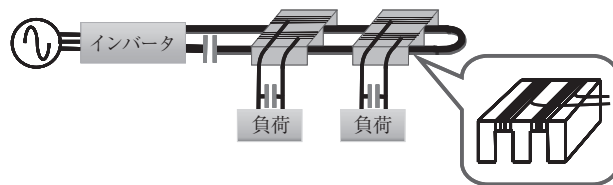


図 1 移動型非接触給電

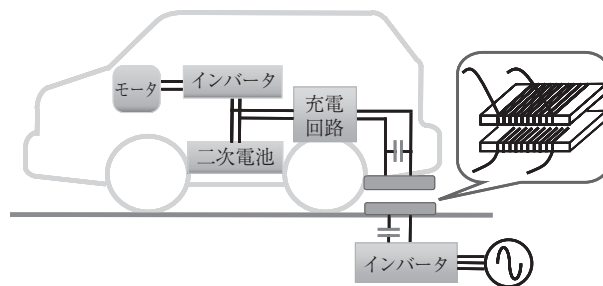


図 2 固定型非接触給電

あべ・しげる（正員） 1971年東京大学工学部電子工学科卒業。1976年同大学院博士課程修了。同年三菱電機(株)入社。中央研究所等で研究開発に従事。1997年同社稲沢製作所開発部長。2001年ビルシステム事業本部技師長。2004年埼玉大学工学部教授，1985年電気学会論文賞受賞。工学博士。

かねこ・やすよし（正員） 1989年埼玉大学大学院修士課程修了。同年新日本製鐵(株)入社。1990年埼玉大学工学部助手。1995年同講師，2008年同准教授。電気機器の制御および産業ロボットの知的情報処理・制御の研究に従事。2008年溶接学会論文賞受賞。工学博士。

係数が低い場合は二次側に並列共振コンデンサを置く方式が多く用いられる。周波数が高いためコアにはフェライトを用い、表皮効果による巻線抵抗の増大を防ぐためリッツ線（絶縁被覆された細線を束ねた線）を用いる。フェライトの鉄損は非常に小さく、損失はリッツ線で発生する銅損が主となる。

非接触給電のアイデアは古くからあったと言われているが、本格的な研究はインバータが安価に利用できるようになった1980年代半ばから始まった⁽¹⁾。1989年にKelleyとOwensが飛行機内の座席への給電システム⁽²⁾を、1993年と1994年にGreenとBoysが現在の移動型の基本となるシステム⁽³⁾を発表してからは、世界的に研究が広がった。Boysらはその後も多数の論文^{(4)~(6)}を発表し、特許⁽⁷⁾も多い。日本では松木らが1991年に人工心臓駆動用に皮膚を介して給電する変圧器⁽⁸⁾を発表した。河村らは1996年に多軸ロボットの関節に、電力と通信を同時に行う非接触給電方式⁽⁹⁾を提案した。入江らは1998年に移動型非接触給電の受電部の等価回路を、2000年にイミッタンス変換器の適用⁽¹⁰⁾を発表した。安倍らは1999年に家電充電器用⁽¹¹⁾を発表、綾野らは2003年にエレベータへの応用⁽¹²⁾を発表した。筆者らは2007年に一次直列二次並列コンデンサ方式の特性⁽¹³⁾を、2008年にその移動型への拡張と給電効率⁽¹⁴⁾について発表した。

3. 非接触給電のシステム構成

固定型非接触給電のシステム構成例を図3に示す。電源の周波数 f_0 は10～100 kHzの範囲で最適な値が選ばれる。二次出力は通常直流に変換して利用するが、図3では負荷電力に相当する等価抵抗 R_L で表している。図3は一次側に直列コンデンサ C_S を二次側に並列共振コンデンサ C_P を配置する方式（S/P方式と記す）である。 C_P はトランスの二次自己インダクタンス L_2 との共振周波数が電源周波数 f_0 となる値に、 C_S は電源率が1になる値に選ぶ。

これ以外にも図4のようにさまざまなコンデンサ配置が提案されている。非接触給電では用途によりトランスの結合係数 k の値が異なる。 k が大きい場合は、相互インダクタンスが大きいため、一次と二次に漏れインダクタンスを補償するために二次側に直列コンデンサ C_S を配置するだけ（/S方式）でよい場合もある。 k が0.6以下の場合は二次側に並列コンデンサ C_P を配置する方式（/P方式）、さらに電源率改善のために一次側に直列コンデンサ C_S を配置する方式（S/P方式）、あるいは並列コンデンサ C_P を配置する方式（P/P方式）が用いられる。一般的には（S/P方式）、（P/P方式）が多い。

受電部が2個の移動型非接触給電のシステム構成例を図5に、その詳細等価回路を図6に示す。移動型の等価回路では図6のように受電部の数だけ励磁リアクタンス（相互

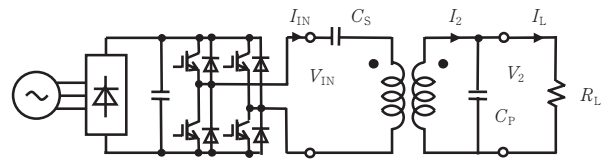


図3 固定型非接触給電システムの構成

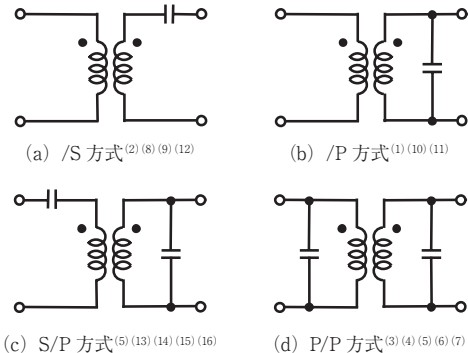


図4 コンデンサ配置 S: Series, P: Parallel

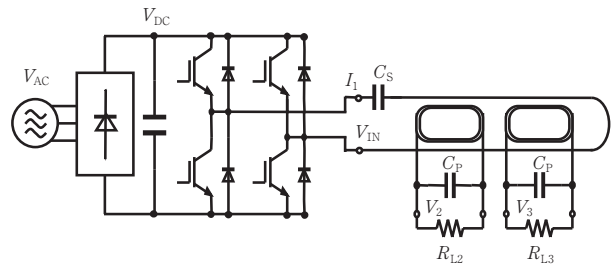


図5 移動型非接触給電システム

インダクタンス）と二次側回路が直列接続となる。受電部の数を1とすると固定型の等価回路となる。図6で一次側の諸量は二次側に換算して、ダッシュを付けて表している。

4. 一次直列二次並列コンデンサ方式の特性⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾

一次直列二次並列コンデンサ方式（S/P方式）には興味深い特性がある。この特性を利用すると非接触給電の特性解析が容易になる。

図6の等価回路で巻線抵抗 r_1 、 r_2 は漏れリアクタンス x_1 、 x_2 に比べて十分小さく、鉄損を表す r_0 も励磁リアクタンス x_0 に比べて十分小さいので、巻線抵抗を省略した簡略モデルで考える。 x_0 は一次側に含めて(1)式で表す（ a は巻数比）。

$$x'_0 = x_0/a^2, x_0 = \omega_0 l_0, \omega_0 = 2\pi f_0 \dots\dots\dots (1)$$

二次側の並列コンデンサ C_P の値は、電源周波数 f_0 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(2)式の値に決め、一次側直列コンデンサ C_S の値を、一次側電源率が1となるように、(3)式の値に決める。ここで m は受電部の個数である。 C_P 、 C_S の値は負荷 R_{L2} 、 R_{L3} に

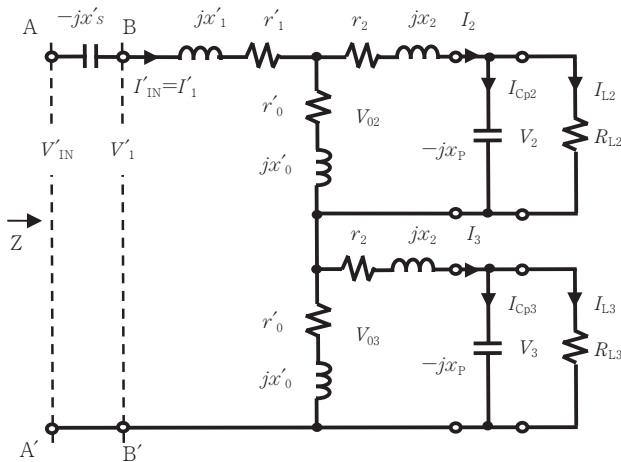


図6 移動型の等価回路

よらず、励磁リアクタンス x_0 と漏れリアクタンス x_1, x_2 と巻数比 a 、受電部の個数 m で決まる。したがって給電電力が変化しても C_p, C_s の値は一定でよい。

$$\frac{1}{\omega_0 C_p} = x_p = x'_0 + x_2 = \omega_0 L_2 \dots\dots\dots (2)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_s} = x'_s = \frac{m x'_0 x_2}{x'_0 + x_2} + x'_1 \dots\dots\dots (3)$$

図6の各負荷抵抗 R_{L2}, R_{L3} の電圧 V_2, V_3 と電流 I_{L2}, I_{L3} は次式で近似できる。

$$V_2 = \frac{V'_{IN}}{b} \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{L3}} \quad V_3 = \frac{V'_{IN}}{b} \frac{R_{L3}}{R_{L2} + R_{L3}} \dots\dots (4)$$

$$V_2 + V_3 = \frac{V'_{IN}}{b} \quad I_{L2} = I_{L3} = \frac{V'_{IN}}{b} \frac{1}{R_{L2} + R_{L3}} \dots (5)$$

ここで、 $b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \dots\dots\dots (6)$

(4)(5)式より図6で巻線抵抗を省略した等価回路は図7 ($m=2$) の理想トランスの回路と等価になる。この理想トランスの巻数比 b も負荷 R_{L2}, R_{L3} の値によらない。図6のAAから見た負荷側のインピーダンス Z は(7)式で表される。

$$Z = \left(\frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \right)^2 (R_{L2} + R_{L3}) \dots\dots\dots (7)$$

以上より給電電力の変化、すなわち負荷抵抗の変化に対し (S/P方式) は、

(1) 定電圧源で駆動すれば、固定型 ($m=1$) の場合、受電部電圧 V_2 は定電圧となる。移動型複数受電部の場合、各受電部の電圧の和は一定であるが、各受電部の電圧

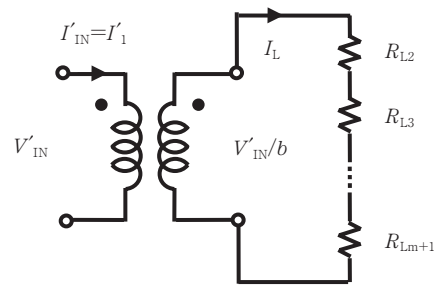


図7 理想変圧器を用いた移動型の等価回路

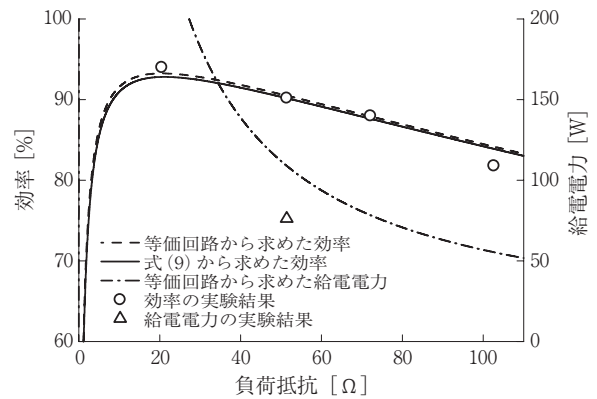


図8 給電効率、給電電力と負荷抵抗の関係⁽¹⁴⁾

は負荷抵抗の値で分圧され、ある受電部の電力が変化すると他の受電部の電圧が変化する。

(2) 定電流源で駆動すれば、移動型複数受電部の場合、ある受電部の電力が変化しても他の受電部は定電圧となる。しかし、軽負荷の受電部は過電圧になる恐れがある。このような受電部は端子を短絡すれば ($R_L = 0$)、回路から切り離すことができる。

上記の理想変圧器特性を利用すれば給電効率の近似式が簡単に求まる。入力電流を $I'_1 (= I'_{IN})$ とすれば、図7より各負荷抵抗を流れる電流 I_L と、図6の各二次巻線の電流 I_2 は(8)式で近似できる。なお I_{Cp} は C_p の電流である。

$$I_L = b I'_1 \quad |I_2| = |I_L + I_{Cp}| = b I'_1 \sqrt{1 + \left(\frac{R_L}{x_p} \right)^2} \dots\dots\dots (8)$$

ここで巻線抵抗 r_1, r_2 を考慮すれば、各抵抗の消費電力から給電効率 η は(9)式で近似できる。

$$\eta = \frac{m R_L I_L^2}{m R_L I_L^2 + r'_1 I_1'^2 + m r_2 I_2^2} = \frac{m R_L}{m R_L + \frac{r'_1}{b^2} + m r_2 \left\{ 1 + \left(\frac{R_L}{x_p} \right)^2 \right\}} \dots\dots\dots (9)$$

給電効率 η が最大となる抵抗 R_{Lmax} の値、そのときの最大効率 η_{max} を求めると(10)式となる。

$$R_{L,max} = x_p \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{mr_2} + 1} \quad \eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2r_2}{x_p} \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{mr_2} + 1}} \dots (10)$$

図8⁽¹⁴⁾に給電効率と負荷抵抗（給電電力）の関係の一例を示す。非接触給電の主な損失は銅損であり、巻数も少ないのでリッツ線を用いれば効率は高くなるはずである。しかし二次並列コンデンサ方式では、負荷電流と並列コンデンサ電流の和が二次巻線に流れるため銅損が増える。給電効率最大の際の負荷電流 I_L と並列コンデンサ電流 I_{Cp} の比を求めると (11) 式となり、並列コンデンサには負荷電流より大きな電流が流れることが分かる。これが通常のトランスより効率が悪化する原因である。

$$|I_L| : |I_{Cp}| = 1 : \sqrt{\frac{1}{b^2} \frac{r'_1}{mr_2} + 1} \dots (11)$$

(10) 式から給電効率を上げるには、細いリッツ線を用いて巻線抵抗を下げ、励磁リアクタンスを上げ、定格電力時の等価抵抗が (10) 式の $R_{L,max}$ の値になるように定数を調整することが重要である。

以上 (S/P 方式) で説明したが、(P/P 方式) と (S/P 方式) は図6の BB' より右側は同じ回路である。入力部の電圧 V_1' と負荷抵抗 R_L が同じであれば各部の電圧、電流の値は同じになるので、(P/P 方式) の特性も推定可能である。

非接触給電は共振回路を用いるので周波数特性にも注意が必要である。図9⁽¹³⁾に (S/P 方式) の電源から見たインピーダンス Z の周波数特性の例を示す。(7) 式から分かるように電源周波数（共振周波数）での Z の絶対値は負荷抵抗 R_L の和の b^2 倍となる。軽負荷（負荷抵抗大）では電源周波数付近のゲイン特性は凸形になり、周波数が少し変化しただけでインピーダンスが下がり電流が急増するので注意が必要である。重負荷（負荷抵抗小）では凹形になり周波数変動による特性変化は小さくなる。

5. おわりに

非接触給電は IH 調理器とよく似た技術である。例えば電源周波数が 20 kHz 程度の場合、近くに鉄があれば、この鉄が発熱し効率が下がり、薄いアルミ板があれば、これは発熱せずに電磁シールドが可能となる。また、漏洩電磁界の人体や周辺機器への影響に注意する必要がある。

通信はワイヤレスの時代となり非常に便利になった。こ

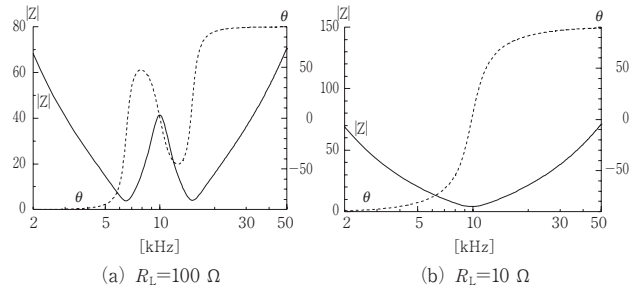


図9 電源から見た Z の周波数特性⁽¹³⁾ $f_0 = 10$ kHz

れからは電力の分野もワイヤレスすなわち非接触給電が広がり便利になることを期待したい。

(2008年8月21日受付)

文献

- (1) K. Lashkari, S. E. Schladober, and E. H. Lechner : "Inductive power transfer to an electric vehicle," in Proc. 8 th Int. Electric Vehicle Symp. 1986, pp.258-267 (1986)
- (2) A.W. Kelley and W.R. Owens : "Contactless Power Supply for an Aircraft-Passenger Entertainment System", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 4, No. 3, pp.348-354 (1989)
- (3) A.W. Green and J.T. Boys : "10 kHz inductively coupled power transfer-concept and control", IEE Power electronics and variable speed drives conference, PEVD, No. 399, pp.694-699 (1994)
- (4) 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)
- (5) O.H. Stielau and G.A. Covic : "Design of loosely coupled inductive power transfer systems", Proc. 2000 Int. Conf. Power System Technology, Vol. 1, pp. 85-90 (2000)
- (6) C.S. Wang, O.H. Stielau and G.A. Covic : "Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 52, No. 5, pp.1308-1314 (2005)
- (7) J.T. Boys and A.W. Green : "Inductive power distribution system", International Patent WO 92/17929, Oct. 1992 (1992)
- (8) 松木英敏・椎木元晴・山本孝幸・村上孝一 : 「電磁形人工心臓駆動用経皮的薄形変圧器の特性」, 電学論 A, **111**, 9, pp.807-810 (1991)
- (9) A. Kawamura, K. Ishida, and J. Hirai : "Wireless Transmission of Power and Information Through One High-Frequency Resonant AC Link Inverter for Robot Manipulator Applications", IEEE Trans. Industrial Applicat., Vol. 32, No. 3, pp.503-508 (1996)
- (10) 入江寿一・南 信之・南 秀明・北吉晴芳 : 「イミタンス変換器を用いた非接触給電装置」, 電学論 D, **120**, 6, pp.789-794 (2000)
- (11) 安倍秀明・坂本 浩・原田耕介 : 「非接触充電システムにおける負荷整合」, 電学論 D, **119**, 4, pp.536-543 (1999)
- (12) 綾野秀樹・長瀬 博・稲葉博美 : 「高効率非接触給電装置の検討」, 電学論 D, **123**, 3, pp.263-270 (2003)
- (13) 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, **127**, 2, pp.174-180 (2007)
- (14) 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システム」, 電学論 D, **128**, 7, pp.919-925 (2008)
- (15) R. Laouamer, M. Brunello, J.P. Ferrieux, O. Normand, and N. Buchheit : "A Multi-Resonant Converter for Non-Contact Charging with Electromagnetic Coupling", IEEE IECON 1997, pp.792-797 (1997)
- (16) R. Mecke, C. Rathge, W. Fischer, and B. Andonovski : "Analysis of Inductive Energy Transmission Systems with Large Air Gap at High Frequencies", European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse (2003)