

電流包絡線モデルを用いた AGV 用ワイヤレス給電システム向け 送電側電力制御の実機検証

土居 智輝* 日下 佳祐（長岡技術科学大学）

久保田 祐司 進藤 崇之 前島 秀（株式会社 ビー・アンド・プラス）

Experimental Verification of Transmitter-side Power Control for Wireless Power Transfer System of AGVs based on Current Envelope Model

Tomoki Doi*, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

Yuji Kubota, Takayuki Shindo, Shu Maejima (B&PLUS K.K.)

Wireless Power Transfer has been increasingly adopted in the charging process of Automated Guided Vehicles (AGVs). Conventionally, when controlling the power required by the power receiving side, a method using a Half Active Rectifier (HAR) on the receiving side has been common, but this caused an increase in the number of components. We have proposed a power control method on the transmitter-side using an envelope model, but the design is complicated due to nonlinearity, and experimental verification is lacking. In this paper, the design to achieve the desired power response is described and the effectiveness of the proposed method is verified using a prototype.

キーワード：ワイヤレス給電，電力制御，包絡線制御，無人搬送車

(Wireless Power Transfer, Power Control, Envelope Control, Automated Guided Vehicle)

1. はじめに

近年，工場や物流倉庫における省人化や業務効率化の観点から，無人搬送車（Automated Guided Vehicle：AGV）が広く導入されている。AGV の稼働効率を高めるためには，充電による待機時間を最小限に抑える急速かつ高頻度な充電が求められており，これを実現する手法として非接触給電（Wireless Power Transfer：WPT）システムの導入および関連研究が盛んに行われている⁽¹⁾⁽²⁾。

AGV の充電方式に WPT システムを適用するためには，受電側が要求する電力を過不足なく伝送する電力制御が不可欠である。一般的な電気自動車等の電動モビリティにおいては，広範な走行経路に送電設備を敷設する必要があるため，送電側設備の構成や保守を簡略化する観点から，受電側にハーフアクティブ整流器（HAR）を設け，受電側単独で電力制御を行う手法が広く検討されてきた⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし，コイル間の位置ずれ等により伝送電力が不足した場合には，受電側だけの制御だけでは対応できず，送電側での制御が不可欠となるほか，受電側に追加回路を要するため，部品点数の増加を招く。加えて AGV への充電において

は，充電箇所が特定の位置に限定されており，送電設備の設置数が比較的少ない。そのため，AGV の運用においては送電側設備の簡略化よりも多数稼動する AGV 本体である受電側の部品点数を削減し，軽量化および低コスト化を図るニーズが高い。したがって，AGV 向けの WPT システムでは，送電側単独で電力制御を行う手法がより適している。

筆者らはこれまでに，送電側電流の包絡線モデル⁽⁵⁾⁽⁶⁾を用いた制御系に電力制御を追加した構成を考案し，シミュレーションによって送電側のみで電力制御が可能となることを示してきた⁽⁷⁾。しかし，送電側電力が状態変数に対して非線形な関数となるため，厳密な解析に基づく制御系の設計が困難であった。また，これまではシミュレーション上での検証に留まっており，実機を用いた妥当性の検討が行われていないという課題が残されていた。

本研究では，送電側電流の包絡線モデルを用いた送電側電力制御系の設計方法を提案する。非線形性を考慮した解析により制御系を設計し，電力を所望の応答となるように制御できることを示す。本稿では，まず電力制御の概要と制御器の具体的な設計手法について述べる。さらに，実機検証により，提案する設計手法の有効性を明らかにする。

2. 送電側電力制御

〈2・1〉送電側電力制御の概要 Fig. 1 に送電側および受電側に共振用コンデンサを直列接続した、S/S 補償方式によるワイヤレス給電システムの回路構成を示す。本提案制御手法では、目標とする送電電力に応じてインバータレグ間の位相シフト量を調整することによって、送電側電流の振幅を操作し、電力を制御するものである。

Fig. 2 に送電側である位相シフトインバータの出力電圧と電流の関係を示す。本稿では、位相シフト量 α が0のときに出力電圧が最大となるように位相シフト量を定義する。送受電側が共振状態にある場合、インバータからみた負荷は純抵抗と等価になり、送電側電圧と電流の間の位相差は結合係数や負荷変動に依存せず、原理上発生しない。ここで送電側電力 P_{in} は、位相シフト量 α [rad]、デッドタイム時間 D [rad]を用いて以下のように計算される。

$$P_{in} = \frac{2V_{in}I_m}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha + D}{2}\right) \quad (1)$$

上式より、位相シフト量 α にコントローラ内部の演算値を用いることで、送電側電流波高値 I_m のみの検出により電力を算出できる。

Fig. 3 に提案する送電側電力制御のブロック図を示す。従来提案されている送電側電流包絡線制御をマイナーループとして、電力制御をアウトーループとする制御系構成をとる。ここで、電力制御器は $C(s)$ 、電流制御器は $D(s)$ 、目標値フィルタは $F(s)$ である。また、送電側電圧基本波波高値 E_e から送電側電流基本波波高値 I_m までの伝達関数は $P(s)$ 、送電側電流基本波波高値 I_m から送電側電力 P_m までの伝達関数は $Q(s)$ である。送電側電流制御系は(2)式の伝達関数を基に制御器の設計を行う⁽⁵⁾。

$$P(s) = \frac{I_m}{E_e} = \frac{2L_2s + R_L}{4L_1L_2s^2 + 2L_1R_Ls + L_1L_2\omega_o^2k^2} \quad (2)$$

ここで ω_o は共振角周波数、 R_L は整流器と負荷抵抗を交流換算した等価負荷である。

また、位相シフト量 α の算出には以下の関係式を用いて、インバータの各スイッチング信号を生成する。

$$E_e = \frac{4V_{in}}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (3)$$

〈2・2〉電力制御器の設計手法 次に、電力制御系の制御器 $C(s)$ の設計方法について述べる。 $C(s)$ の設計にあたっては、送電側電流波高値 I_m から送電側電力 P_m までの伝達関数 $Q(s)$ を求める必要があるため、まずはその導出を行う。磁界共振型のWPTでは、Q値が十分に高い場合、共振周波数でバンドパスフィルタの特性を有するため⁽⁸⁾、送電側電力 P_m には送電側電流および電圧の基本波成分のみが寄与すると考えてよい。送電側電力 P_m は、送電側電圧基本波波高値 E_e 、電流波高値 I_m を用いて以下の式で表される。

$$P_m = f(E_e, I_m) = \frac{1}{2} E_e I_m \quad (4)$$

ここで、送電側電力 P_m は E_e と I_m の非線形関数であった

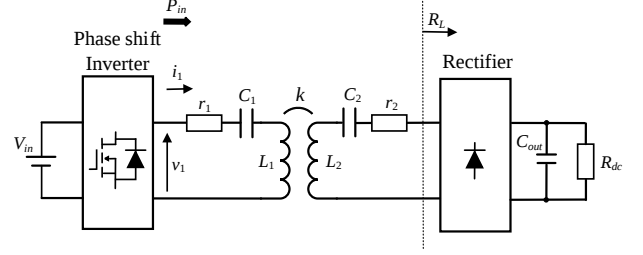


Fig. 1. System Configuration.

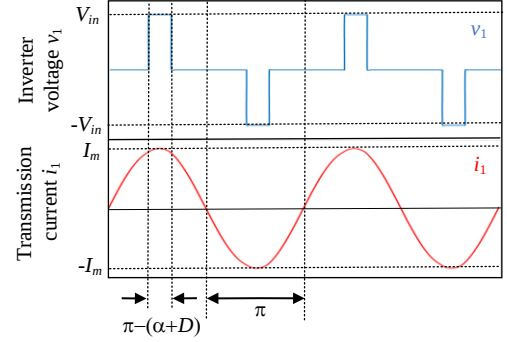


Fig. 2. Output voltage and current of phase-shift inverter.

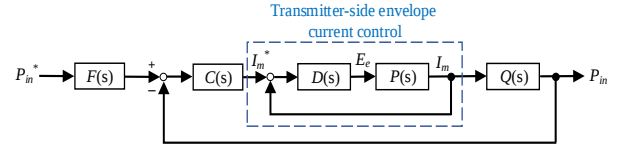


Fig. 3. Control block diagram.

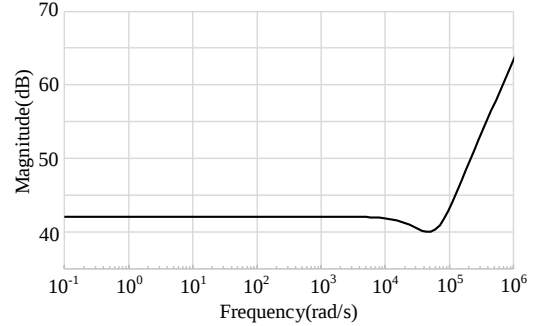


Fig. 4. Gain plot of a linearly approximated transfer function.

め、定格動作点で線形化を行う。定格動作点の基本波波高値電圧を E_{e0} 、電流波高値を I_{m0} として、全微分により線形近似すると以下のように表される。

$$\begin{aligned} \Delta P_m &= \frac{\partial f(E_e, I_m)}{\partial E_e} \Delta E_e + \frac{\partial f(E_e, I_m)}{\partial I_m} \Delta I_m \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta E_e}{\Delta I_m} I_{m0} + E_{e0} \right) \Delta I_m \end{aligned} \quad (5)$$

すなわち、送電側電流波高値 I_m から電力 P_m までの線形化した伝達関数 $Q(s)$ は下式で表される。

$$Q(s) = \frac{\Delta P_m}{\Delta I_m} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{P(s)} I_{m0} + E_{e0} \right) \quad (6)$$

Fig. 4 に線形化した伝達関数 $Q(s)$ のゲイン線図を示す。な

お、パラメータには Table 1 に示す条件を用いた。本システムでは、停車中のワイヤレス給電を基本としており、包絡線電流である I_m の変動周波数はほぼ 0 Hz となる。また、移動中給電を想定した場合でも、その変動は数 Hz 程度となる。よって、Fig. 4 のボード線図の低周波領域に着目すると一定のゲインとみなせる。

これより線形化モデル $Q(s)$ の伝達関数は

$$\lim_{s \rightarrow 0} Q(s) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{P(s)} I_{m0} + E_{e0} \right) = E_{e0} \quad (7)$$

と近似できる。

さらに、制御帯域が電力制御系より電流制御系が十分に早い場合、電流制御系の過渡特性は無視でき伝達関数は 1 として近似できる。よって、指令値 P_{in}^* から制御量 P_{in} までの指令値追従特性は

$$P_{in} = \frac{F(s)C(s)E_{e0}}{1 + C(s)E_{e0}} P_{in}^* \quad (8)$$

と表される。ここで、電力制御器 $C(s)$ に PI 補償器を用いることとして、その伝達関数を (9) 式、目標値フィルタ $F(s)$ の伝達関数を (10) 式のように定義する。

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (9)$$

$$F(s) = \frac{K_i}{K_p s + K_i} \quad (10)$$

これらより、最終的な指令値 P_{in}^* と制御量 P_{in} の関係は

$$P_{in} = \frac{1}{1 + s \left(\frac{1 + E_{e0} K_p}{E_{e0} K_i} \right)} P_{in}^* \quad (11)$$

となる。

したがって、所望の時定数をもつ 1 次 LPF の応答となるように制御系を設計することが可能となる。

3. シミュレーション検証

提案制御法の動作をシミュレーションにより検証した。Table 1 にシミュレーション条件を示す。今回は、送電側電力の応答が時定数 10ms の 1 次 LPF の応答となるように制御系の設計を行った。

Fig. 5 に定格動作点近傍での平均電力のステップ応答を示す。定格動作点から指令値電力 P_{in}^* を 10% 変動させたときの応答を確認した。緑色の波形が指令値、赤色の波形が目標応答、青色の波形が送電側電力応答、橙色の波形が受電側電力の応答である。シミュレーション結果より、送電側電力は目標とする応答に対して精度よく追従していることが確認できる。また、送電側電力を制御することで、受電側の電力応答の制御も達成できることが分かる。一方で、目標応答に対して送電側電力にはわずかな定常偏差および応答遅れが生じているが、これは受電側のダイオード整流器がもつ非線形性や線形誤差等の影響により、送電側電力の算出値である (1) 式に誤差が生じているものである。

また、AGV の位置ずれ等が発生した場合の影響を評価す

Table 1. Simulation conditions.

Input voltage	V_{in}	200 V
Resonance frequency	f	85 kHz
Inductance of coils	L_1, L_2	189.71 μ F
Capacitance of resonant capacitors	C_1, C_2	18.48 μ F
Equivalent series resistance	r_1, r_2	0.5 Ω
Load resistance	R_{dc}	20 Ω
Nominal value of coupling coefficient	k_n	0.16
Output capacitor	C_{out}	120 μ F
Nominal power	P_{in0}	500 W

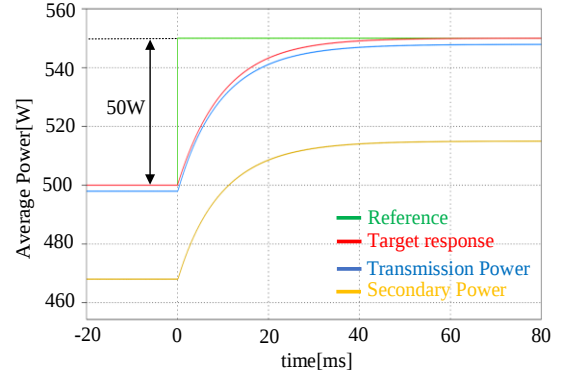


Fig. 5. Simulation results of average power step response.

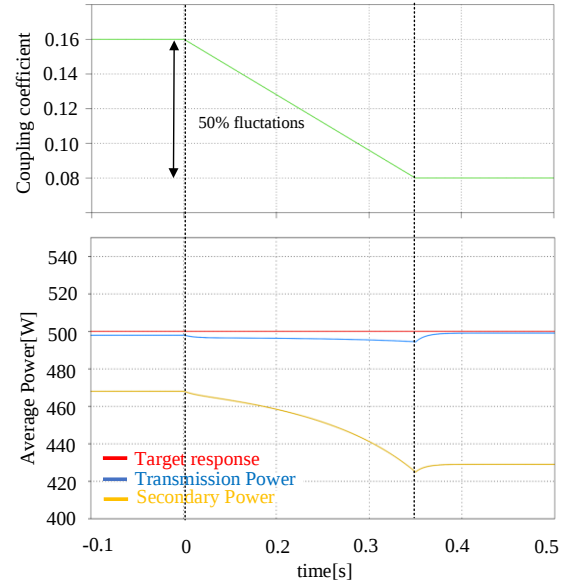


Fig. 6. Simulation results of average power response during variable coupling coefficient.

るため、結合係数可変時の電力の応答を確認した。

Fig. 6 に結合係数の変動とその際の平均電力の応答を示す。結合係数は図のようにノミナル値から最大で 50% 変動させる。このときの送電側電力の誤差は指令値に対して最大で 1.10% であり、結合係数が変動しても送電側電力を精度よく追従できていることを確認した。

一方で、受電側電力は、送電側の等価直列抵抗である r_1 での損失の増大により低下する。 r_1 が既知である場合には、推定される損失分を指令値に加算することで受電電力の誤差低減が見込まれる。

4. 実機検証

提案する送電側電力制御系の動作を確認するため、定格電力 200 W のシステムで実機実験を行った。実際のシステムでは、受電側はバッテリー負荷となるが、解析の簡単化のために抵抗負荷で実験を行った。

〈4・1〉結合ノミナル時の電力応答 Fig. 7 に、定格動作点から指令値電力を 25%ステップ状に変動させたときの送電側電力の応答を示す。青色の送電側電力の波形は、赤色の目標応答に良好に追従しており、設計通りの動特性が得られていることがわかる。この結果から、提案する制御系における、電力制御器の設計手法が妥当であることが実験的に示された。

〈4・2〉結合可変時の電力応答 提案手法において、結合係数の変動時においても、送電側電力を一定に制御できるか検証を行った。Fig. 8 に結合係数をノミナル値である 0.192 から 0.124 へ約 35%減少させた際の平均電力の推移を示す。結合係数がノミナル時に送電側で 200 W 伝送している状態から、結合係数を変動させた結果、送電側電力の変動は 3.37%、受電側電力の変動は 7.21%であった。これより、結合係数が変化しても送電側でほぼ一定の電力を送電可能であることを確認した。なお、この電力誤差が生じた要因としては、受電側整流器による波形歪みや、駆動周波数と共振周波数のずれ等により、電力の算出値に誤差が生じたものであると考えられる。

5. まとめ

本研究では、AGV 向けワイヤレス給電システムにおいて、従来一般的であった HAR 等による受電側電力制御方式に代わる、送電側電力制御方式の制御器設計手法を提案した。

電力のもつ非線形性に対して、動作点近傍で線形近似を行い、送電側電流の包絡線モデルを用いて電力制御器を設計した。シミュレーションおよび実機検証を通じて、設計通りの応答となつてを確認し、提案設計手法の有用性を実証した。さらに、結合係数が 35%変動しても、送電側電力の変動を 3.37%に抑制できることを確認した。

本システムは、送電側電流の波高値を検出するのみで実装が容易であるという利点をもつ。

今後の課題としては、結合可変時の安定性解析や共振ずれが生じた際の制御手法の検討を行い、さらなる高精度な電力制御の実現を目指す。

文 献

- (1) S. Huang, T. Lee, W. Li and R. Chen, "Modular On-Road AGV Wireless Charging System Via Interoperable Power Adjustment", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 8, pp. 5918-5928(2019)
- (2) C. Zhu, J. Yu, J. Gao, H. Yang, R. Mai, Y. Li and Z. He, "Analysis and Design of Cost-Effective WPT System With Dual Independently Regulatable Outputs for Automated Guided Vehicles", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 6, pp.6183-6187(2021)

Table 2. Experimental conditions.

Input voltage	V_{in}	70 V
Drive frequency	f	84.7kHz
Inductance of coils	L_1, L_2	65.0μH, 65.2μH
Capacitance of resonant capacitors	C_1, C_2	54.3μF, 54.4μF,
Equivalent series resistance	r_1, r_2	0.257Ω, 0.176Ω
Load Resistance	R_{dc}	5.78Ω
Nominal value of coupling coefficient	k_n	0.192
Nominal Power	P_{in0}	200W
Dead time	T_d	500ns

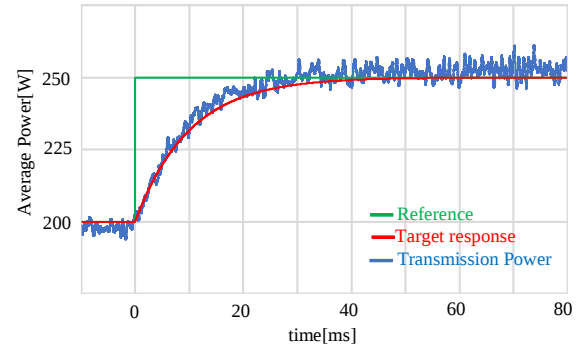


Fig. 7. Prototype results of average power step response.

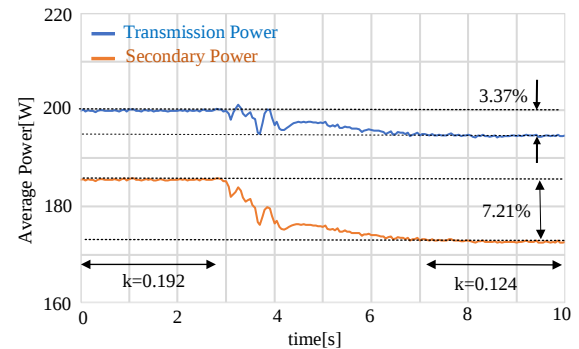


Fig. 8. Prototype results of average power response during variable coupling coefficient.

- (3) Giorgio Lovison, Daita Kobayashi, Takehiro Imura and Yoichi Hori: "Secondary-side-only Simultaneous Power and Efficiency Control in Dynamic Wireless Power Transfer System", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.6, No.6, pp.473-481 (2017)
- (4) Katsuhiro Hata, Takehiro Imura, Yoichi Hori : "Dynamic Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles to Simplify Ground Facilities – Power Control and Efficiency Maximization on the Secondary Side-, The 31st Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.1731-1736(2016)
- (5) 落合勇紀, 日下佳祐: 「結合係数にロバストな電流包絡線モデルを用いた外乱オブザーバによる走行中ワイヤレス給電」, 電気学会研究会資料, Vol.2, SPC-25-020, pp.7-11 (2025)
- (6) 時田圭一郎, 畑勝裕, 居村岳広, 藤本博志, 堀洋一: 「走行中ワイヤレス給電システムにおける送電側電流包絡線モデルに基づく過渡応答制御」, 電学論 D, Vol.140, No.5, pp.356-363 (2019)
- (7) 土居輝輝, 日下佳祐: 「受電側情報を必要としない AGV 用ワイヤレス給電システム向け送電側電力制御」, 令和 8 年電気学会全国大会, No.4-120, pp.209-210 (2026)
- (8) 栗井郁雄: 「磁界結合共振型ワイヤレス給電システムの BPF 理論による設計法」, 電学論 C, Vol.130, no.12, pp.2192-2197(2010)