

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

土居 智輝*, 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

Power Control on the Transmitter-Side of a Wireless Power Transfer System for AGVs
Without Receiver-Side Information
Tomoki Doi, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

無人搬送車 (AGV) へのワイヤレス給電 (WPT) においては, 結合係数や負荷が変動した場合でも受電側の要求電力を精度よく供給する技術が不可欠である。従来, 受電側にハーフアクティブ整流器 (HAR) を設けて通信レスで電力制御を行う手法が提案されているが⁽¹⁾, 受電側に追加回路を要する。これにより受電側の構成が複雑になるという課題があった。

そこで本研究では, 受電側に追加回路を必要とせず, 送電側の情報のみに基づいて電力を制御する手法を提案する。本制御手法についてシミュレーションによる検証を行い, 広範なパラメータ変動下でも良好な追従性能を確認したため報告する。

2. 送電側電力制御

図 1 に S/S 補償方式を採用した電磁誘導に基づくワイヤレス給電システムを示す。本制御手法では, 送電したい電力に応じて, 送電側電流の振幅を制御する。また, 送電電力はインバータレグ間の位相シフト量を変化させることにより調整する。ここで, 送受電コイルの自己インダクタンスは L_1, L_2 , 共振補償コンデンサは C_1, C_2 である。また, 結合係数は k , 整流器と負荷抵抗を交流換算した等価負荷は R_L , 送受電コイルの等価直列抵抗 (ESR) はそれぞれ r_1, r_2 である。S/S 補償方式において, 共振角周波数を ω , 送電側および受電側のリアクタンスをそれぞれ X_1, X_2 とすると, 力率 $\cos\phi$ は以下の式で表される。

$$\cos\phi = \frac{r_1 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 (r_2 + R_L)}{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2}}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 (r_2 + R_L)}{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2} \right)^2 + \left(X_1 - \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 X_2}{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2} \right)^2}} \quad (1)$$

上式より共振条件下 ($X_1=X_2=0$) では, 力率は常に 1 となる。すなわち, 力率は結合係数に依存しない。

図 2 にインバータの出力電圧と送電側電流, 位相シフト量 α の関係を示す。なお, α が 0 の時に出力電圧が最大となるよう, 位相シフト量を定義した。結合によらず力率が 1 で

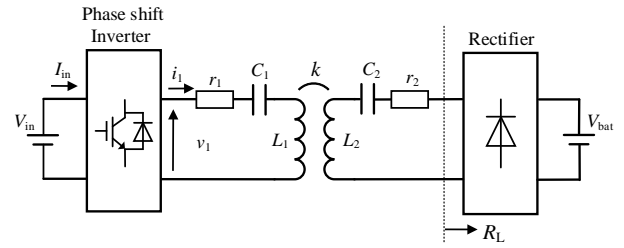


図 1 システム構成

Fig. 1. Circuit configuration.

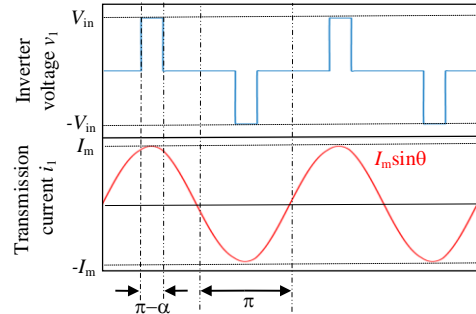


図 2 位相シフトインバータの出力電圧・電流の関係

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

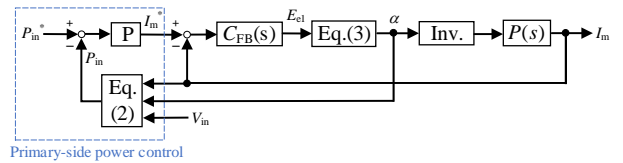


図 3 制御ブロック図

Fig. 3. Control block diagram.

あることより, 送電側電流を $i_1 = I_m \sin\theta$ と表すと, 送電側電力 P_m は以下のように計算できる。

$$P_m = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} V_{in} I_m \sin\theta d\theta = \frac{2V_{in} I_m}{\pi} \left(\cos \frac{\alpha}{2} \right) \quad (2)$$

入力電圧 V_{in} は一定値であり, 位相シフト量はコントローラで算出した値を用いて計算できることから, 送電側電力

の算出には送電側電流の波高値のみを検出すればよいことが分かる。

図 3 に提案する送電側電力制御のブロック図を示す。送電側電流包絡線制御⁽²⁾に電力制御を追加した構成をとる。(2)式より算出した P_{in} と電力指令値 P_{in}^* を比較し、P 制御によって送電側電流振幅の指令値 I_m^* を生成する。

また、送電側電圧の基本波波高値 E_{e1} から α の換算には以下の式を用いる。

$$E_{e1} = \frac{4V_m}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (3)$$

送電側電流制御系の設計においては、以下の包絡線モデル⁽³⁾に基づき制御を行う。

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

3. シミュレーション検証

提案制御法を適用しシミュレーションを行った。表 1 にシミュレーション条件を示す。送電側電流制御の制御器 $C_{FB}(s)$ は極配置法を用いて設計し、支配極が -1000rad/s となるようにした。

<3・1>結合係数一定時の電力応答 図 4 に P_{in}^* に対する P_{in} および受電側平均電力 P_{out} のステップ応答を示す。 P_{in} に定常偏差が生じているがこれは P 制御を適用していることに起因するものである。一方、 P_{in}^* と P_{out} の間に生じている伝送誤差は、主に ESR で電力消費されることが主因であり、ESR が既知である際には、推定される損失分を電力指令値に加算することで、伝送誤差の低減が見込まれる。

<3・2>結合係数可変時の電力応答 図 5 にシミュレーションに適用する結合係数の時間的変化を示す。移動体である二次側が送電コイル上を等速で移動することを簡易的に再現するため、ガウス分布状に変化させており、最大でノミナル値から 50% 変動させる。図 6 に P_{in}^* に対する P_{in} および P_{out} の電力応答を示す。 P_{in}^* と P_{in} を比較すると、結合係数がノミナル値と 50% 変動した際の電力誤差は約 2.1W であり、送電側電力を精度よく制御できていることが確認できる。また、 P_{in}^* と P_{out} を比較すると、結合係数がノミナル値の 50% のときに、受電電力は最大で約 35W の伝送誤差が生じ、結合係数が変動する期間の受電電力の変動は約 20W (約 2%) であった。

4. まとめ

本稿では、受電側の情報を用いない送電側での電力制御手法を提案し、シミュレーションによりその有効性を検証した。本制御手法では、送電側電流の波高値のみを検出すればよく、複雑な制御も必要としないため、実装が容易である。今後は、さらなる伝送電力誤差を低減する手法の検討を行う。

表 1 シミュレーション条件

Table 1. Simulation conditions.		
Resonance frequency	f	85 kHz
Input voltage	V_{in}	200 V
Inductance of coils	L_1, L_2	189.71 μH
Capacitance of resonant capacitors	C_1, C_2	18.48 nF
Equivalent series resistance	r_1, r_2	0.1 Ω
Load Resistance	R_L	16.2 Ω
Nominal value of Coupling coefficient	k	0.16

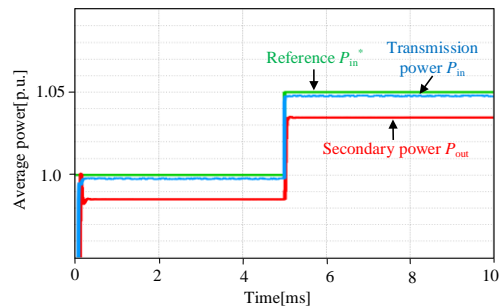


図 4 平均電力のステップ応答

Fig. 4. Step response of average power.

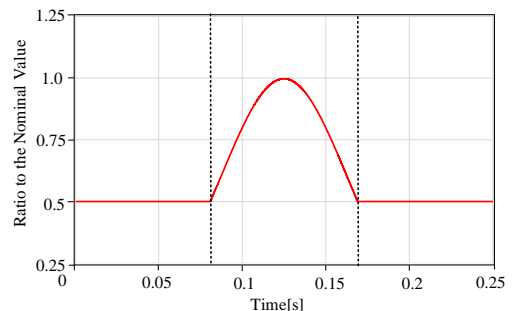


図 5 結合係数の変化

Fig. 5. Coupling coefficient variation.

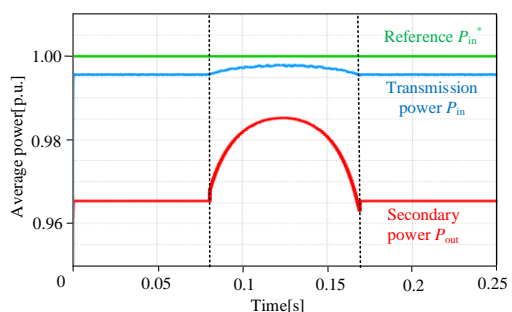


図 6 結合係数可変時の平均電力の応答

Fig. 6. Response of average power when coupling coefficient varies.

文献

- (1)Giorgio Lovinson 他 : 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.4825-4829(2015)
- (2)時田 他 : 電気学会論文誌 D, Vol. 140, pp.356-363(2019)
- (3)落合 他 : 半導体電力変換研究会, Vol. 2, pp.7-11(2025)