

走行中ワイヤレス給電システムにおける PFF 制御を用いた直流バス電圧の安定化

落合 勇紀*, 日下 佳祐(長岡技術科学大学)
 勝谷 仁, 川野 守治, 米田 真也(株式会社本田技術研究所)

Stabilization of DC-Bus Voltage for Dynamic Wireless Power Transfer Systems with PFF Control
 Yuki Ochiai, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)
 Jin Katsuya, Shuji Kawano, Shinya Maita (Honda R&D Co.,Ltd.)

1. はじめに

現在, 走行中の車両へ電力を供給する走行中ワイヤレス給電が広く研究されている⁽¹⁾。走行中ワイヤレス給電の一構成として, 路面に送電コイルを断続的に配置し, これらのコイルを駆動するインバータが直流バスに接続される構成が用いられる。本構成では, 直流バスの長さに応じて配線インダクタンスが増加するため, 直流バスの電源から離れたインバータは, 配線インダクタンスを介して接続される。そのため, インバータ側で出力電力制御を行った際に, インバータの制御により負性抵抗が発生し, 直流リンクコンデンサ電圧が発振する問題がある。そこで, 本研究では配線インダクタンスが大きい不安定条件下で, 不安定化を回避する制御法を提案する。

2. 想定するワイヤレス給電システム

図 1 に想定している走行中ワイヤレス給電システムを示す。6.6 kV 系統に接続された AC/DC コンバータが直流バスに DC800 V で給電し, 直流バスには送電コイルを駆動するインバータが並列に接続される。コンバータ容量は 2 MW とし, 150 kW のインバータ 13 台が同時に給電可能な構成とした。このとき, 車間距離を 100 m, 車長を 5 m とすると直流バスの全長は約 1.4 km となるが, EV の普及に伴ってコンバータ容量及び, 直流バスは更に長くなり, 不安定化することが予想される。そこで, 本研究では配線インダクタンスとして $L_{bus} = 1.5$ mH を想定し, シミュレーションで検証した。

3. 提案手法

図 2 に回路構成を示す。直流バスの長さ按比例して L_{bus} が増加するため, 直流バスの電源から十分離れたインバータとワイヤレス給電回路の構成を模擬した。また, インバータは図 3 に示される制御系によってインバータの位相シフト量により 1 次電流の包絡線制御を行った。さらに, 送電コイルに流れる電流の波高値 I_{ie} を指令値, 操作量を位相シフト量 α としたフィードバック制御に Positive Feed-Forward(PFF)制御⁽²⁾を追加する。この制御系により, 直

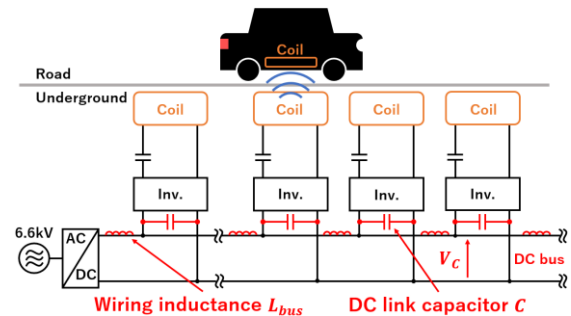


Fig. 1. System structure of dynamic charging for electric vehicles.

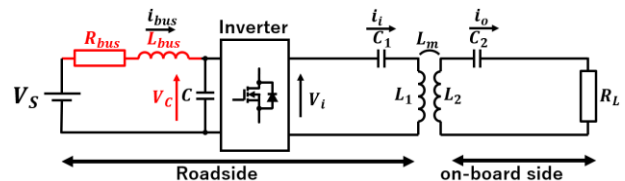


Fig. 2. Control block diagram of assumed circuit configuration.

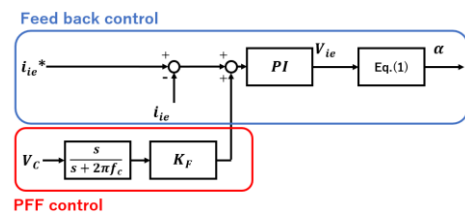


Fig. 3. Control block diagram of assumed circuit configuration.

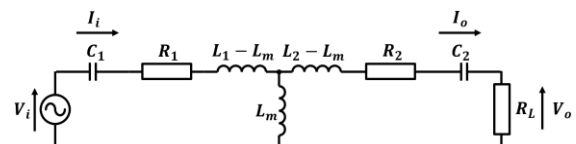


Fig. 4. T-type equivalent circuit.

流リンク電圧 V_c の変動分のみを I_{ie} のフィードバックループに加算することで, 不安定化を回避する。PI 制御器は SS 共振回路の送電側電流包絡線の伝達関数を求め, 極配置法

により設計した。また、式(1)は以下のように表され、PI 制御器の出力を位相シフト量 α へ変換する。

$$\alpha = 2\arccos\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{V_{ie}}{V_s}\right) \quad (1)$$

<3・1>SS 共振回路の送電側電流包絡線の伝達関数 フィードバック制御系全体の伝達関数を導出し、極配置法により PI 制御器を設計した。制御系全体の伝達関数を求めるためには、SS 共振回路の送電側電流包絡線の伝達関数を導出する必要がある。まず、図 4 に示す SS 共振回路の T 型等価回路を示す。図 4 の送電側電流包絡線の伝達関数 $G_{lie}(s)$ は式(2)となる⁽³⁾。

$$G_{lie}(s) = \frac{I_i}{V_i} \frac{-r_p s + r_p^2 + \omega_b^2}{s^2 - 2r_p s + r_p^2 + \omega_b^2} \quad (2)$$

ここで、 r_p は図 4 の支配極の実部であり、支配極は式(3)のように表せる。

$$p_s = r_p + jq_p \quad (r_p < 0, q_p > 0) \quad (3)$$

SS 共振回路の共振周波数を f_o とすると ω_b は式(4)で示される。

$$\omega_b = q_p - 2\pi f_o \quad (4)$$

<3・2>PFF 制御の設計 図 3 の K_F は PFF 制御のゲインである。 V_c から PI 制御器の出力までの外乱伝達関数は PFF 制御器のゲイン K_F に依存する。ここで、直流バス電圧の振動抑制を達成するためには、外乱伝達関数が 0 dB 未満が望ましい。これを満足するためには、 K_F を 1 未満にする必要がある。また、 K_F が負の場合、位相が反転し、 V_c の振動を増幅させてしまう。よって、 $0 < K_F < 1$ とする必要がある。ただし、 K_F が大きいほど立ち上がり時間 T_r が長くなるが、立ち上がりの遅さは DWPT システムの送電可能電力量を制限する可能性がある。そのため、不安定化した際の V_c の最大値を所望の値以下に抑えつつ、 $0 < K_F < 1$ の範囲で K_F を小さく設定する必要がある。

4. シミュレーション結果

図 5(a)に PFF 制御を追加しない場合、図 5(b)に追加した場合のシミュレーション波形を示す。安定な状態から不安定化させるため、指令値 I_{ie}^* を 0 A から 240 A (受電側 1 台稼働時の平均出力) へステップ変化させた。PFF 制御無しの場合 V_c が発振している一方で、PFF 制御有りの場合は V_c が発振していないことから、PFF 制御を追加することで不安定化を回避することをシミュレーションにより確認した。次に、 K_F と V_c の最大値 $V_{c,max}$ 、立ち上がり時間 T_r の関係を図 6 に示す。 K_F が大きいほど V_c の最大値が小さくなるが、立ち上がり時間が長くなり、充電電力量が減少する。そのため、 V_c の最大値を許容可能な DC リンク電圧以下に抑制可能な範囲内で K_F を小さく設定する必要がある。

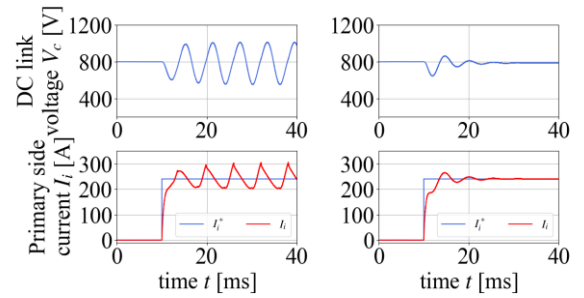
5. まとめ

本研究では、配線インダクタンスが十分に大きい不安定

条件下で、PFF 制御を適用することで不安定化を回避する制御法を提案し、シミュレーションで検証した。検証の結果、PFF 制御を適用することで不安定化を回避することを確認した。また、PFF 制御のゲインの増加に伴って、立ち上がり時間が長くなり、直流リンク電圧の最大値が低下することを確認した。

Table 1. Simulation parameters.

Parameter	Symbol	Value
DC bus voltage	V_s	800 V
Resonant frequency	f_o	85 kHz
Load resistance	R_L	3.46 Ω
Transmitting coil	L_1, L_2	41.6 μ H
ESR	R_1, R_2	0.15 Ω
Compensation Capacitor	C_1, C_2	84.2 nF
Mutual inductance	L_m	6.48 μ F



(a) w/o PFF.

(b) w/ PFF.

Fig. 5. Comparison of the simulation waveform.

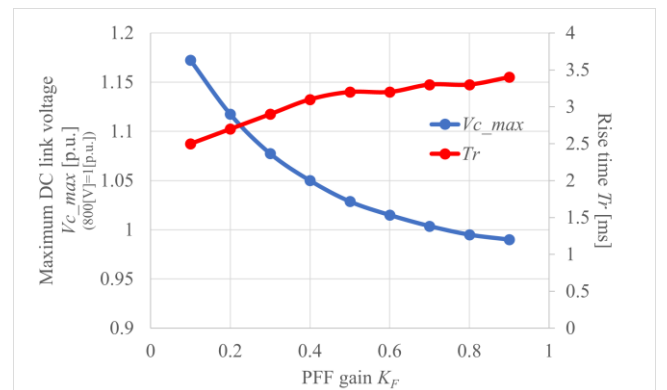


Fig. 6. Relationship between K_F and $V_{c,max}$, T_r

文 献

- (1) 竹内 琢磨・小林 大太・居村 岳広・堀 洋一, 「Double-LCC を用いた走行中ワイヤレス電力伝送の基礎実験」, IEICE Technical Report, No.74, Vol.116, pp. 5-10(2016)
- (2) 山野 裕輝, 武智 滉司, 柿ヶ野 浩明, 大橋 誠, 「宅内直流システムに適用可能な受動性に基づく安定化手法の実験的検証」, 電気学会論文誌D, No. 137, Vol. 8, pp. 631-638 (2017)
- (3) 郡司大輔, 居村岳広, 藤本博志, 「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側電圧包絡線モデルの導出と制御設計への応用」, 信学技報, No. 114, Vol. 72, pp. 45-50 (2014)