

走行中ワイヤレス給電システムにおける 直流バス発振に対する安定化手法の実機検証

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

Experimental Verification of Stabilization Methods for DC-bus Oscillation in Dynamic Wireless Power Transfer Systems with Plastic Molding Applied Only to the Electric Field Concentration Area
Yuki Ochiai*, Keisuke Kusaka, (Nagaoka University of Technology)
Jin Katsuya, Shuji Kawano, (Honda R&D.,Ltd.)

Dynamic wireless power transfer systems will have a DC bus to supply power to inverters with transmission coils intermittently placed over long distances on the road surface. Since the wiring inductance increases with the length of the DC bus, inverters located far from the power source of the DC bus are connected via the wiring inductance. When the inverter performs current control on the output side, it may cause negative impedance, resulting in oscillation of the DC bus voltage. In this paper, a control method is proposed to prevent instability of the DC bus voltage by utilizing positive feed-forward (PFF) control. The results from the small-scale prototype experiment demonstrate that the proposed control effectively prevents instability.

キーワード : 直流給電, Positive Feed-Forward 制御, 走行中ワイヤレス給電, 磁界共振結合, 電気自動車
(dc power supply, feed-forward control, dynamic wireless power transfer, magnetic resonance coupling, electric vehicle)

1. はじめに

近年, 地球温暖化ガス排出量削減を目的とし, ガソリン・ディーゼル車から電気自動車への移行が進められている。しかし, バッテリー価格に起因して車両価格が高いことや充電に要する時間が長いこと, また航続可能距離が制限されるなどの理由から普及は限定的である。これらの課題を解決する方法として, 走行中の車両へのワイヤレス給電が多く研究されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。走行中ワイヤレス給電のシステムとして, Fig.1 の構成が提案されている⁽⁴⁾。この構成では, 送電コイルを車道に一定間隔にわたって埋設する。それぞれの送電コイルには, 送電コイルに給電するためのインバータが1つずつ接続される。そして, このインバータは車道に沿って配置されている直流バスに接続される。この走行中ワイヤレス給電システムは幹線道路などへの適用が見込まれるため, 直流バスが非常に長くなることが予想される。車道に沿って設置された直流バスは, 配線長が長くなるにつれて, 配線インダクタンスも大きくなるため, 直流バスに電力を供給する AC-DC コンバータから離れたインバータは, 大きな配線インダクタンスを介して直流バスの電源に接続されることとなる。このような構成において, インバータ側

で出力電力制御を行った場合に, 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⁽⁷⁾。

そこで本論文では, 本ワイヤレス給電システムの安定条件を示し, 配線インダクタンスが十分に大きい不安定条件を想定し, PFF 制御⁽⁸⁾を適用することで不安定化を回避する制御法を提案する。

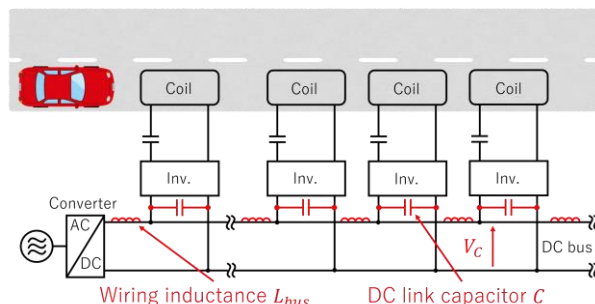


Fig. 1. System structure of dynamic charging for electric vehicles.

2. DC バス電圧の不安定条件

Fig. 1 に示す走行中ワイヤレス給電システムでは、直流電源を供給する AC-DC コンバータから DC バスを介して各インバータに電力が供給される。各インバータが出力電力制御を行った場合、インバータのフィードバック制御により、負性抵抗が発生し、DC バスの配線インダクタンス値によって直流リンク電圧の発振を引き起こす。そこで本章では、DC バスを介して接続された走行中ワイヤレス給電用インバータの簡易モデルから、不安定化条件を導出する。

Fig. 2 に本システムの不安定化条件を求めるための簡易システムを示す。 V_g は直流バスに電力を供給する電圧源、 L_{bus} 、 R_{bus} はそれぞれ直流バスの配線インダクタンスと抵抗成分である。また、Fig. 2 の“Constant power load” は直流バスの電圧源から遠く離れた送電ユニットであり、フィードバック制御により定電力を出力するよう振る舞う。Fig. 3 に定電力負荷の電流-電圧特性を示す。 dv_{in}/di_b はある動作点での接続線の傾きに等しく、抵抗の次元を持つので r' と表される。動作点 v_{in} における r' は次のように表せる。

$$r' = \frac{dv_{in}}{di_b} = -\frac{v_{in}^2}{P} \quad (1)$$

Fig. 2 のような直流システムでは、条件によって r' が配線の抵抗成分 R_{bus} を打ち消し、配線インダクタ L_{bus} と入力コンデンサ C_{s1} との間で発振を生じることが知られている。Fig. 2 において電源電圧 V_g が瞬間的に Δv_g だけ変動し、 $V_g + \Delta v_g$ に変化したと想定する。この時、インダクタに流れる電流が $I_{in} + \Delta i_{in}$ 、負荷端電圧が $V_{in} + \Delta v_{in}$ になったとすると、次の式が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{v}_{in} \\ \Delta \dot{i}_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{P}{C_{s1} V_{in}^2} & \frac{1}{C_{s1}} \\ -\frac{1}{L_{bus}} & -\frac{R_{bus}}{L_{bus}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{in} \\ \Delta i_{in} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_{bus}} \end{bmatrix} \Delta v_g \quad (2)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{P}{C_{s1} V_{in}^2} & \frac{1}{C_{s1}} \\ -\frac{1}{L_{bus}} & -\frac{R_{bus}}{L_{bus}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

このシステムの特性格方程式 $\Delta(s)$ は、 I を単位行列とすると、

$$\Delta(s) = \det[sI - A] \quad (4)$$

となる。(4)式にフルビッツの安定判別法を用いると、以下の

$$\Delta(s) = \det \begin{bmatrix} s - \frac{P}{C_{s1} V_{in}^2} & -\frac{1}{C_{s1}} \\ \frac{1}{L_{bus}} & s + \frac{R_{bus}}{L_{bus}} \end{bmatrix} = s^2 + \left(-\frac{P}{C_{s1} V_{in}^2} + \frac{R_{bus}}{L_{bus}} \right) s - \frac{PR_{bus}}{C_{s1} L_{bus} V_{in}^2} + \frac{1}{C_{s1} L_{bus}} \quad (5)$$

安定条件が分かる。

$$-\frac{P}{C_{s1} V_{in}^2} + \frac{R_{bus}}{L_{bus}} > 0 \quad (6)$$

$$-\frac{PR_{bus}}{C_{s1} L_{bus} V_{in}^2} + \frac{1}{C_{s1} L_{bus}} > 0 \quad (7)$$

(7)式を単純化すると、

$$-\frac{PR_{bus}}{V_{in}^2} + 1 > 0 \quad (8)$$

となる。よって (6)(8)式を満足しない場合、直流バス電圧の発振が発生する。

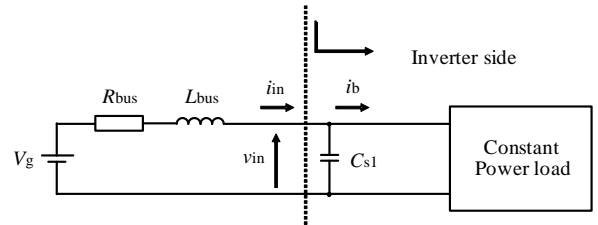


Fig. 2. A simple system concerning instability caused by constant power loads.

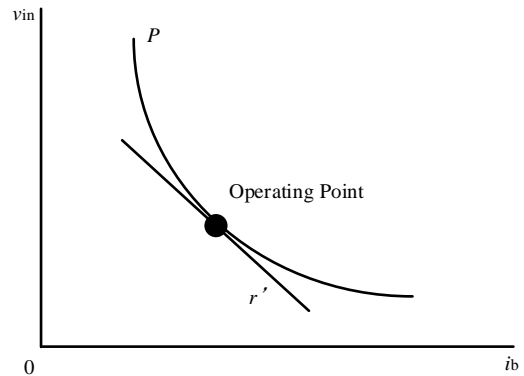


Fig. 3. Negative impedance behavior of constant power load.

3. 提案する制御手法

<3・1> システムの概要

Fig. 4 に、DC バスを含めたワイヤレス給電システムの回路図を示す。本回路では、直流バスの電源から離れた送電ユニットを模擬するため、直流バス電源とインバータの間に配線インダクタンスおよび抵抗成分を接続する。Fig. 5 にインバータの制御ブロック図を示す。本制御では、スイッチング周波数が高いため、一次側電流（正弦波）の最大値を結ぶ包絡線 i_{ie} を制御することにより一次コイルに定電流を供給する。

電流の包絡線 i_{ie} を検出するために、Fig. 6 のピーク検波回路を用いた。 V_{il} は電流センサからの信号、 V_{ie} はピーク検波回路の出力信号である。本回路は、ダイオードの順方向特性を利用することで、 V_{il} がコンデンサ C_p の電圧よりも大きい場合にコンデンサ C_p を充電する。これにより、常に V_{il} の最大値を出力する回路となる。この回路を用いて、ワイヤレス給電の一次側電流から包絡線を検出し、フィードバック制御によりインバータ出力の位相シフト量 α を操作する。なお、Fig. 5 の(9)式は、PI コントローラの出力を位相シフト量 α に変換する式である。

しかしながら、このフィードバック制御によりインバータが負性抵抗として振る舞い、直流バス電圧の発振を生じさせる。そこで、上記の制御ブロックに対し、Positive Feed-Forward (PFF) 制御を加える。PFF 制御は、直流リンク電圧 V_c の変動成分をハイパスフィルタで検出し、変動成分にゲイン K_F をかけた後フィードバックループの偏差に加えることで、不安定化を回避する。

$$\alpha = 2\cos^{-1}\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\frac{E_{ie}}{V_g}\right) \quad (9)$$

<3・2> プラントモデル

制御系の設計にあたり、プラントモデルの導出を行う。はじめに、インバータ出力からみたプラント（SS 共振回路）の伝達関数を導出したのち、本伝達関数から支配極を求めて近似することで包絡線制御を実現するためのプラント伝達関数を導出する。

Fig. 7 に Fig. 4 の SS 共振回路部分を T 型等価回路に置き換えた回路図を示す。なお、本検討は基本波のみを考慮するため、インバータを理想交流電源として扱う。回路図中の R_1 は送電コイルの等価直列抵抗、 R_2 は受電コイルの等価直列抵抗である。本回路図より、一次側電圧に対する 1 次側電流

$$G = \frac{A[-r_p K_p s^2 + \{K_p(r_p^2 + \omega_b^2) - r_p K_i\}s + K_i(r_p^2 + \omega_b^2)]}{s^3 - r_p(2 + AK_p)s^2 + \{(r_p^2 + \omega_b^2) + AK_p(r_p^2 + \omega_b^2) - Ar_p K_i\}s + AK_i(r_p^2 + \omega_b^2)} \quad (15)$$

の伝達関数は(10)式のように求められる⁽⁹⁾。

次に、式(10)のフルモデル伝達関数から包絡線モデルのパラメータを求める。式(11)に包絡線モデルの伝達関数を示す。

$$G_{iie}(s) = \left| \frac{I_i}{V_i} \right| \frac{-r_p s + r_p^2 + \omega_b^2}{s^2 - 2r_p s + r_p^2 + \omega_b^2} \quad (11)$$

まず、式(10)を式(11)のように部分分数分解を行い、遅いほうの極（支配極）のみを考慮する。

$$Y(s) = \frac{A_f}{s - p_f} + \frac{\overline{A_f}}{s - p_f} + \frac{A_s}{s - p_s} + \frac{\overline{A_s}}{s - p_s} \quad (12)$$

ここで、支配極は以下のように表せる。

$$p_s = r_p + j\omega_q \quad (13)$$

共振周波数を f_o とすると、 ω_b は式(14)で表せる。

$$\omega_b = q_p - 2\pi f_o \quad (14)$$

<3・3> PI 制御器の設計

前節にて導出した包絡線モデルの伝達関数を基に、PI 制御器の比例ゲインを K_p 及び積分ゲインを K_i を極配置法により求めた。 K_p 、 K_i をそれぞれ式(16)、(17)に示す。ただし、 $A = |I_i/V_i|$ である。

$$K_p = -\frac{1}{A} \left(\frac{3\omega}{r_p} + 2 \right) \quad (16)$$

$$K_i = \frac{\omega^3}{A(r_p^2 + \omega_b^2)} \quad (17)$$

<3・4> PFF 制御器の設定

Fig. 5 に示した PFF 制御器のゲイン K_F を設定する。検出した DC リンク電圧 V_c からプラントの出力 I_{ie} 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 未満となることが望ましい。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。

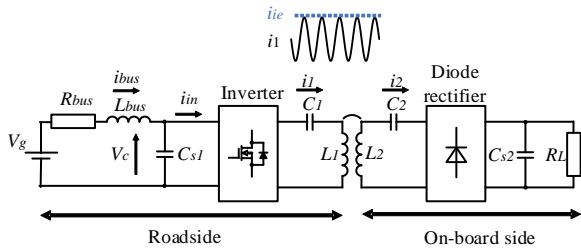


Fig. 4. Circuit configuration emulating a DC bus and unit.

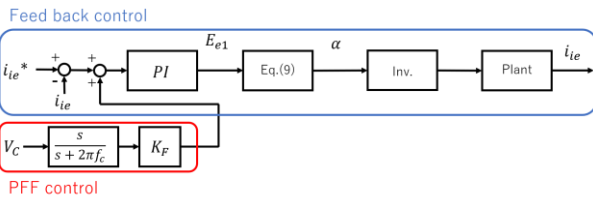


Fig. 5. Control block diagram.

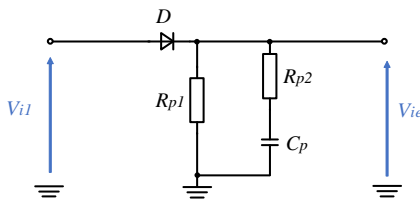


Fig. 6. Peak detection circuit.

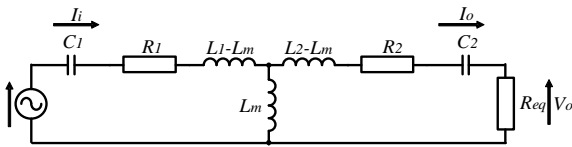


Fig. 7. T-type equivalent circuit.

Table1. Paramaters of minimodel.

| Parameter | Symbol | Value |
|-----------------------------|------------|--------------------|
| DC bus voltage | V_s | 70.0 V |
| Resonant frequency | f_o | 85.0 kHz |
| Load resistance | R_L | 6.67 Ω |
| Transmitting coil | L_1, L_2 | 63.2 μH |
| ESR | R_1, R_2 | 0.320 Ω |
| Compensation Capacitor | C_1, C_2 | 55.4 nF |
| Wire resistance | R_{bus} | 0.1 Ω |
| Wire inductor | L_{bus} | 5.5 mH |
| Primary DC link capacitor | C_{s1} | 470 μF |
| Secondary DC link capacitor | C_{s2} | 120 μF |

4. 実験結果

安定限界及び、PFF制御の効果についてミニモデルによる実機検証を行った。ミニモデルは Fig. 4 に示した回路構成であり、回路パラメータ等は Table 1 に示した値である。なお、共振回路と負荷のパラメータは要求される最大電力と直流バスの電源電圧をもとに最大効率となるように設計した (11)。

まず初めに、本システムにおける DC バス発振条件を確認するため、安定条件と不安定条件間で電流指令をステップ変化させた。Fig. 7 に指令値を 0.42 から 0.50p.u. にステップ変化させた際の直流バス電圧を示す。このシステムでは (6)(8)式の安定条件より、0.42 から 0.50p.u. に一次側電流が上昇する際に安定限界を超えるため、実機により安定条件を確認した。

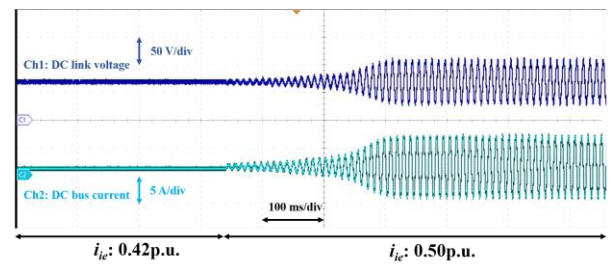


Fig. 8. Oscillation waveform at stability limit by measurement.

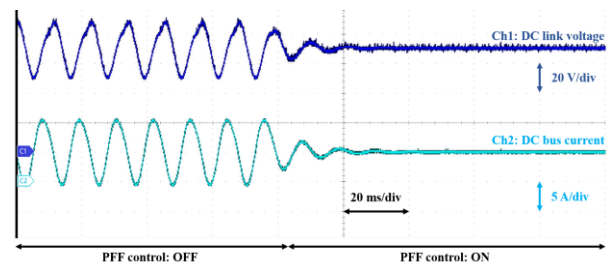


Fig. 9. Oscillation comparison with PFF control.

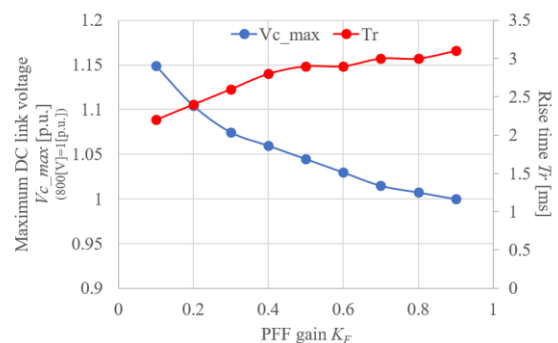


Fig. 10. Relationship between K_F and V_{c_max} , T_r .

Fig. 9 に PFF 制御を動作中に適用した場合の直流リンク電圧を示す。ここでは指令値を 0.67p.u. とし、直流リンク電圧が発振させた状態から PFF 制御を適用した。Fig. 9 より、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、直流リンク電圧が発振している際の周波数は約 98 Hz であり、これは直流バスの配線インダクタンスと直流リンクコンデンサの共振周波数と等しいことを確認した。

最後に、Fig. 10 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、長距離の直流バスを有する走行中ワイヤレス給電システムにおいて生じる、DC リンク電圧の発振を防止することを目的とし、電流包絡線制御に PFF 制御を適用した制御法を提案した。実機検証の結果、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。

文 献

- (1) Zhang, Zhen, et al. "Wireless power transfer—An overview." *IEEE transactions on industrial electronics* 66.2 (2018): 1044-1058.
- (2) Mahesh, Aganti, Bharatiraja Chokkalingam, and Lucian Mihet-Popa. "Inductive wireless power transfer charging for electric vehicles—a review." *IEEE access* 9 (2021): 137667-137713.
- (3) Feng, Hao, et al. "An LCC-compensated resonant converter optimized for robust reaction to large coupling variation in dynamic wireless power transfer." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.10 (2016): 6591-6601.
- (4) Daita Kobayashi, Takehiro Imura, Yoichi Hori, "Real-time Maximum Efficiency Control in Dynamic Wireless Power Transfer System" *IEEJ Transaction on Industry Applications* Vol.136 No.6 pp.425-432 (2016).
- (5) Zhang, Xin, et al. "Adaptive active capacitor converter for improving stability of cascaded DC power supply system." *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.4 (2012): 1807-1816.
- (6) Zhang, Xin, Qing-Chang Zhong, and Wen-Long Ming. "Stabilization of cascaded DC/DC converters via adaptive series-virtual-impedance control of the load converter." *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.9 (2016): 6057-6063.
- (7) 三浦克樹, 渡辺大貴, 日下佳祐, 伊東淳一: 「DC バスに複数台接続されたサーボドライブシステムの安定解析」, 令和 3 年電気学会東京支部新潟支所研究発表会, Vol. No. NGT-21-070, pp. (2021).
- (8) Jeung, Yoon-Cheul, et al. "Design of passivity-based damping controller for suppressing power oscillations in DC microgrids." *IEEE Transactions on Power Electronics* 36.4 (2020): 4016-4028.
- (9) S. Chen and T. Czaszejko, "Partial discharge test circuit as a spark-gap transmitter," in *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 27, no. 3, pp. 36-44, May-June 2011.
- (10) 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." 電子情報通信学会研究会 WPT 研究会 (2014): 45-50.
- (11) Bosshard, Roman, et al. "Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles." *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 3.1 (2014): 50-64.