二次側制御による走行中ワイヤレス給電における電力制御の安定化

畑勝裕*，居村岳広，堀洋一（東京大学）

Stabilization of Power Control by Secondary-Side Control in Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicles

Katsuhiro Hata*, Takehiro Imura, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Abstract

Wireless power transfer (WPT) has gathered attention for its capability to apply dynamic charging for electric vehicles. Considering the fact that ground facilities, which include transmitters and inverters, are installed over long distances, power control is achieved on the secondary side in a dynamic WPT system. Previous research has proposed a power control method using secondary-side voltage control based on the circuit analysis of the WPT system. However, it needs to be designed as a cascade control system, which has voltage control loop and power control loop. In this paper, a novel secondary-side control method is proposed based on stabilization control of the DC link voltage using Half Active Rectifier. Simulation and experimental results demonstrate that the proposed method can achieve the desired power without using the WPT circuit parameters and the cascade control system.

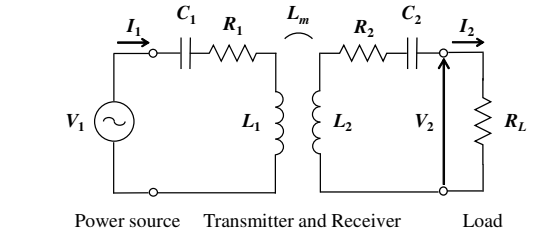
キーワード：ワイヤレス電力伝送，磁界共振結合，走行中給電，二次側制御，電力制御，ハーフアクティブ整流器
(Wireless power transfer, Magnetic resonance coupling, Dynamic charging, Secondary-side control, Power control, Half active rectifier)

1. はじめに

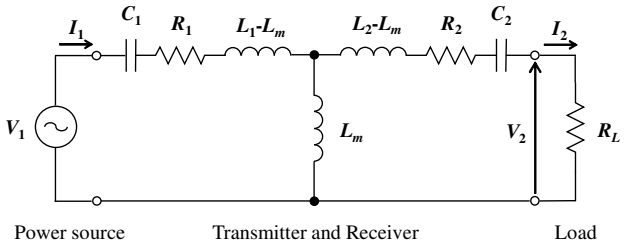
ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) は電気自動車 (Electric Vehicle : EV) の煩雑な充電作業を簡単化できるだけでなく，EV の走行中給電を可能にする[(1)~(3)]。特に，磁界共振結合[(4)]による WPT は数十 cm から数 m 程度の距離において高効率な電力伝送が可能であり，EV への応用が期待されている[(5)]。ここで，安定した電力供給のためには電力制御の実現が必要であるが，停車中給電と走行中給電ではシステム構成や最適な制御手法は大きく異なる。停車中給電では送受電器が一対一であり，無線通信を用いた一次側制御が実現できる[(6)]。しかし，走行中給電では送電器を含む一次側の地上設備と不特定多数の車両が同時に通信を行い，高速な制御信号をやり取りすることは難しい。また，地上設備は長距離にわたって設置されるため，できる限り簡単化すべきである。従って，送受電間の通信を用いない二次側電力制御が有効である。

先行研究において，二次側にダイオード整流器と DC-DC コンバータを使用し，送受電器の特性値に応じて二次側電圧を制御する手法が提案されている[(7)]。しかし，バッテリーやキャパシタ等の蓄電装置に供給される電力を制御する場合，電圧制御系と電力制御系のカスケード制御が必要となる。また，電圧制御系を用いない場合，WPT システムから見た負荷は定電力特性となり，二次側電圧が不安定となることが知られている[(8)]。

本稿では，ダイオード整流器の代わりにハーフアクティブ整流器 (Half Active Rectifier : HAR) を用いて二次側電圧を安定化し，送受電器の特性値を用いない電力制御系の設計法を提案する。このとき，HAR の安定化制御に基づいて DC-DC コンバータをモデル化し，制御器設計を行う。シミュレーションおよび実験によって，提案手法による制御系設計が有効であることを検証する。



(a) Equivalent circuit of magnetic resonant coupling.



(b) T-type equivalent circuit.

Fig. 1 Equivalent circuit of wireless power transfer system.

2. 磁界共振結合ワイヤレス電力伝送

〈2·1〉 共振周波数における入出力特性 本研究では送受電コイルと共振コンデンサをそれぞれ直列に接続した SS 方式の WPT システムを用いる。Fig. 1 に示す等価回路は送受電コイルの自己インダクタンス L_1，L_2，送受電器の内部抵抗 R_1，R_2，各共振コンデンサの静電容量 C_1，C_2，送受電コイルの相互インダクタンス L_m を用いて表される[(9)]。V_1 は電源電圧の基本波実効値であり，R_L は負荷抵抗である。電源角周波数 ω_0 は

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (1)$$

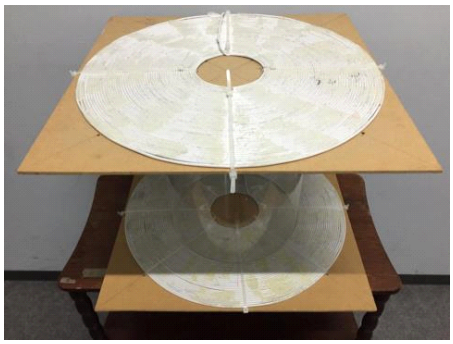


Fig. 2　Transmitter and receiver coils.

Tab. 1　Specifications of coils.

	Primary side	Secondary side
Resistance R_1, R_2	1.24 Ω	1.23 Ω
Inductance L_1, L_2	615 μH	615 μH
Capacitance C_1, C_2	4000 pF	4000 pF
Resonant frequency f_1, f_2	101 kHz	101 kHz
Outer diameter	440 mm	
Number of turns	50 turns	
Coil gap	300 mm	
Mutual inductance L_m	37.8 μH	
Coupling coefficient k	0.0615	

として，送受電器の共振周波数と一致するように設計され，送電側と受電側の電圧比 A_V および電流比 A_I は

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\omega_0 L_m R_L}{R_1(R_2+R_L)+(\omega_0 L_m)^2} \cdots\cdots\cdots (2)$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\omega_0 L_m}{R_2+R_L} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3)$$

で表される。V_2，I_1，I_2 はそれぞれ二次側電圧，一次側電流，二次側電流の基本波実効値である。このとき，電力伝送効率 η と負荷に給電される電力 P は

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2+R_L)\{R_1(R_2+R_L)+(\omega_0 L_m)^2\}} \cdots\cdots (4)$$

$$P = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{\{R_1(R_2+R_L)+(\omega_0 L_m)^2\}^2} {V_1}^2 \cdots\cdots\cdots (5)$$

で与えられる [10]。

本研究で用いる送受電器を Fig. 2 に示し，この特性値と仕様を Tab. 1 に示す。一次側電圧 V_1 を 100 V とするとき，負荷抵抗 R_L に対する電力伝送効率 η ならびに給電電力 P は Fig. 3 に示す通りである。これより，R_L を制御することによって所望の給電電力を実現できる。

〈2·2〉　二次側における電力制御　走行中ワイヤレス給電を想定した WPT システムを Fig. 4 に示す。地上設備の簡単化のため，送受電間における通信は用いず，電力制御は二次側で実現する。ここで，二次側 AC-DC コンバータの基本波力率が 1 であり，損失がないと仮定するとき，二次側の電力変換回路を含む負荷全体は等価的な純抵抗として扱える [11]。従って，Fig. 4 に示す WPT システムは Fig. 1 の等価回路を用いて解析でき，電力伝送効率 η と給電電力 P の特性は Fig. 3 と同様に示される。そのため，所望電力を満たすように等価抵抗 R_L を制御すればよい。

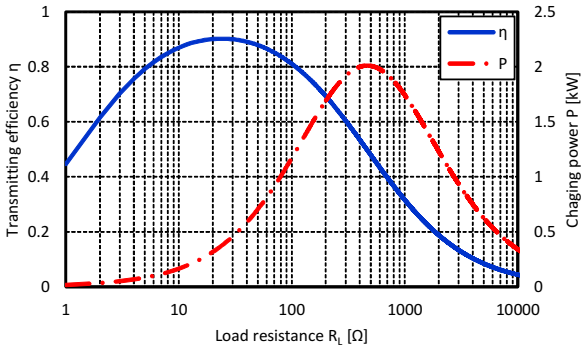


Fig. 3　Load resistance R_L vs. transmitting efficiency η and charging power P.

また，(2) 式の電圧比 A_V に着目し，等価抵抗 R_L の代わりに二次側電圧 V_2 を用いた電力制御法が提案されている [7]。このとき，二次側では WPT の給電電力が所望電力を満たすように電圧制御系を構築し，バッテリーへの給電電力を制御する。しかし，パラメータ誤差やモデル化誤差の影響を打ち消すためには，電力制御系を含むカスケード制御が必要となる。

本稿では，WPT の給電電力特性によらない電力制御系の設計手法を提案する。このとき，バッテリーへの給電電力を直接制御するため，DC-DC コンバータの電圧制御系は不要となる。しかし，電力制御系の高応答化によって，DC リンクに接続される負荷は定電圧特性から定電力特性となるため，DC リンク電圧は不安定となる。そのため，3 章に示す安定化制御に基づいて電力制御系を設計する。

3.　DC リンク電圧安定化制御

〈3·1〉　安 定 性　本研究で用いる WPT システムの回路構成を Fig. 5 に示す。ここで，モータドライブ回路は基礎検討として無視している。SS 方式の WPT 回路はイミタンス特性を持つため，一次側インバータによって定電圧駆動させる場合，二次側電流 I_2 は定電流源と見なせる [12]。また，AC-DC コンバータがダイオード整流回路であるとき，DC リンクの流入電流 I_{dc} も同様に定電流源となる。

一方で，DC-DC コンバータによって負荷電流 i_L を制御するとき，バッテリーの充電電力 P_L は一定となり，定電力負荷として振る舞う。このとき，DC リンクの入力として定電流源，出力として定電力負荷を用いた等価モデルの解析から，DC リンク電圧 V_{dc} は不安定となり，安定化制御が必要となる [8]。

〈3·2〉　ハーフアクティブ整流器　本稿では AC-DC コンバータとして HAR を使用し，DC リンク電圧 V_{dc} の安定化制御を行う。HAR は上アームにダイオード，下アームに半導体スイッチを用いた電力変換回路である。HAR の動作

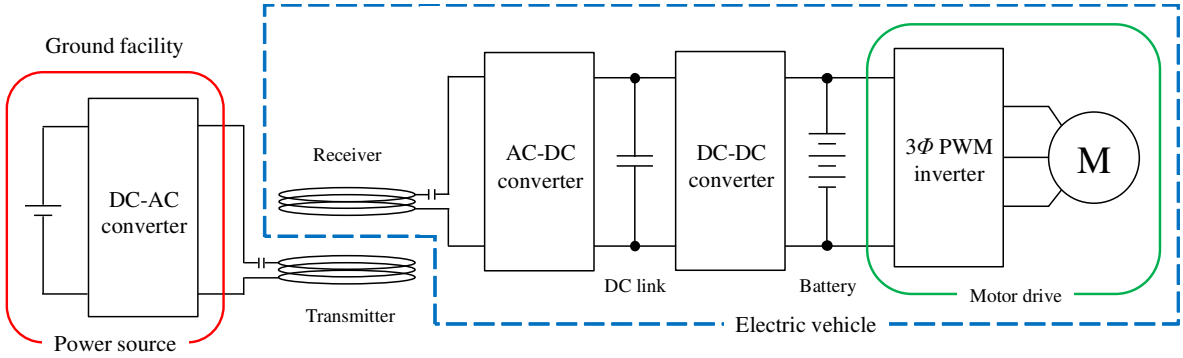


Fig. 4　System configuration of dynamic wireless power transfer system for electric vehicles.

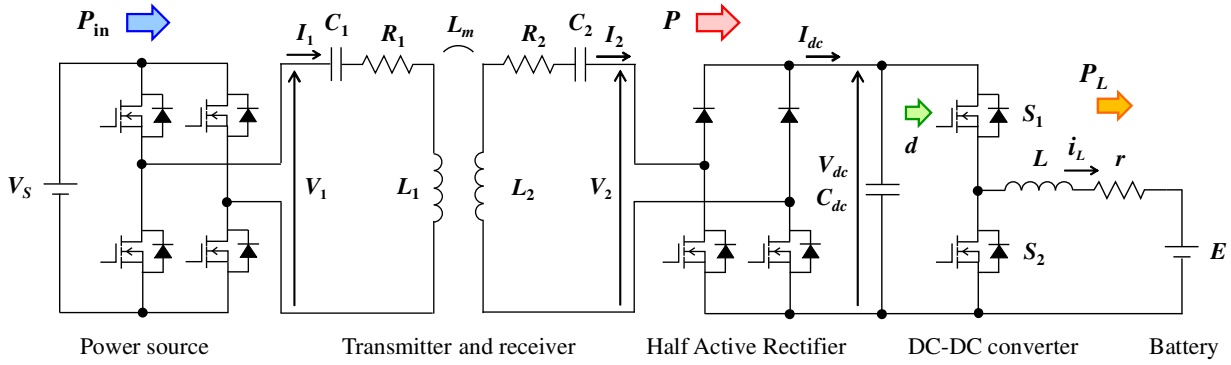


Fig. 5　Circuit diagram of wireless power transfer system.

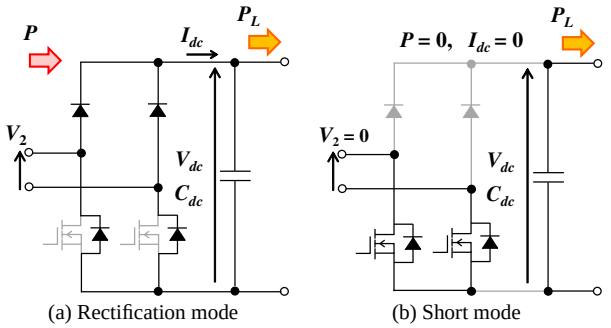


Fig. 6　Operation modes of Half Active Rectifier.

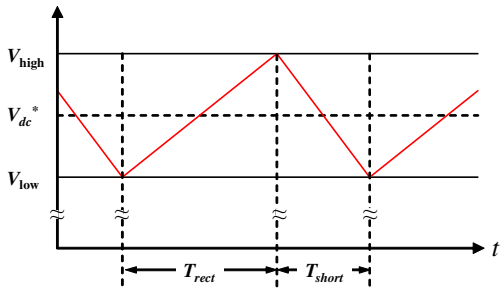


Fig. 7　Waveform of the DC link voltage.

モードを Fig. 6 に示す。Fig. 6 (a) の Rectification mode では，下アームは OFF 状態であり，ダイオード整流回路と同じ動作を行う。Fig. 6 (b) の Short mode では，下アームを ON 状態として受電器の短絡動作を実現する。前述の通り，SS 方式の WPT 回路では二次側電流 I_2 が定電流特性を持つが，いずれの動作モードも電流経路が確保されているため，スイッチング動作が可能である。

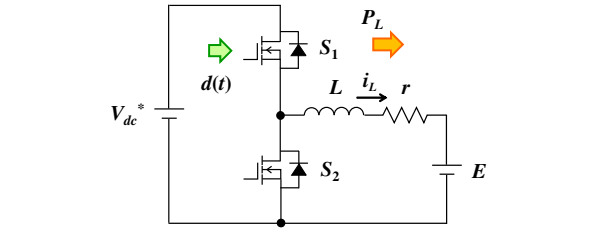
〈3·3〉 DC リンク電圧制御　本稿ではヒステリシスコンパレータを用いて DC リンク電圧 V_{dc} を制御する [13]。DC リンク電圧の目標値 $V_{dc}{}^*$ に対して，DC リンク電圧の上限値 V_{high} と下限値 V_{low} を

$$V_{\mathrm{high}} = V_{dc}{}^* + \Delta V \quad \cdots\cdots (6)$$

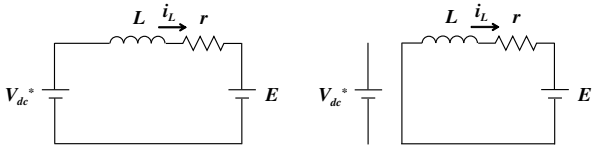
$$V_{\mathrm{low}} = V_{dc}{}^* - \Delta V \quad \cdots\cdots (7)$$

として定義する。ここで，ΔV はヒステリシス幅である。

$V_{dc} < V_{\mathrm{low}}$ となる場合，HAR を Rectification mode とし，DC リンクに電力を供給する。WPT の伝送電力 P が負荷電力 P_L より大きい場合，V_{dc} は増加する。一方で，$V_{dc} > V_{\mathrm{high}}$ となる場合，HAR を Short mode として伝送電力 P を遮断する。このとき，負荷電力 P_L は DC リンクから供給され，V_{dc} は減少する。これらの動作の繰り返しによって V_{dc} は V_{high} と V_{low} の範囲内で安定化され，波形は Fig. 7 に示すようになる。



(a) Simplified DC-DC converter



(b) S_1:on, S_2:off (c) S_1:off, S_2:on

Fig. 8 Circuit diagram of the DC-DC converter.

4. 電力制御

〈4·1〉 DC-DC コンバータのモデル化 本稿では状態空間平均化法を用いて DC-DC コンバータのモデル化を行う。DC リンク電圧 V_{dc} は HAR によって安定化されると仮定し，目標値 $V_{dc}{}^*$ をノミナル値として用いる。また，DC-DC コンバータの上下アームを交互にスイッチングし，電流連続モードについてのみ検討する。

DC-DC コンバータの回路図を Fig. 9 に示す。上アームが ON 状態のとき，Fig. 9 (b) の回路で表せるため，状態方程式は

$$\frac{d}{dt}i_L(t) = -\frac{r}{L}i_L(t) - \frac{1}{L}E + \frac{1}{L}V_{dc}{}^* \cdots\cdots (8)$$

となる。一方で，上アームが OFF 状態のとき，Fig. 9 (c) の回路となるため，状態方程式は

$$\frac{d}{dt}i_L(t) = -\frac{r}{L}i_L(t) - \frac{1}{L}E \cdots\cdots (9)$$

となる。上アームのデューティ比を $d(t)$ と定義すると，状態空間平均化法により

$$\frac{d}{dt}i_L(t) = -\frac{r}{L}i_L(t) - \frac{1}{L}E + \frac{V_{dc}{}^*}{L}d(t) \cdots\cdots (10)$$

を得る。ここで，$i_L(t)$，$d(t)$ の平衡点 I_L，D とその周りの微小変動分 $\Delta i_L(t)$，$\Delta d(t)$ を用いた線形化より

$$\frac{d}{dt}\Delta i_L(t) = -\frac{r}{L}\Delta i_L(t) + \frac{V_{dc}{}^*}{L}\Delta d(t) \cdots\cdots (11)$$
$$i_L(t) := I_L + \Delta i_L(t)$$
$$d(t) := D + \Delta d(t)$$

が得られる。従って，$\Delta d(s)$ から $\Delta i_L(s)$ までの伝達関数 $\Delta P_i(s)$ は

$$\Delta P_i(s) = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_{dc}{}^*}{Ls + r} \cdots\cdots (12)$$

と求められる。

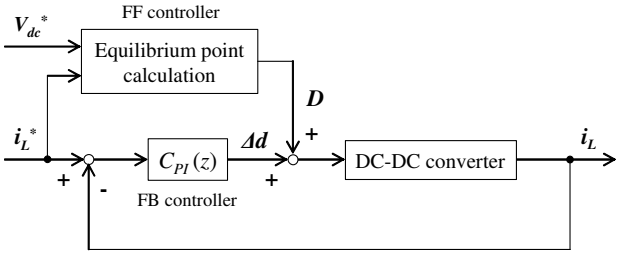


Fig. 9 Block diagram of load current control.

〈4·2〉 制御器設計 負荷電流制御系を Fig. 9 に示す。ここで，フィードフォワード制御器は平衡点の更新と同様に動作させる。平衡点 I_L，D は負荷電流の目標値 $i_L{}^*$ と DC-DC コンバータの制約式より

$$I_L = i_L{}^* \cdots\cdots (13)$$
$$D = \frac{E + rI_L}{V_{dc}{}^*} \cdots\cdots (14)$$

として与える。

フィードバック制御器は DC-DC コンバータのモデルに基づいて極配置設計を行う。(12) 式より，プラントモデルは 1 次系で与えられるため，(15) 式に示す PI 制御器を用いる。

$$C_{PI}(s) = \frac{sK_P + K_I}{s} \cdots\cdots (15)$$

ここで，閉ループ系の極を $s = -\omega_{cl}$ [rad/s] に重根極配置する場合，各ゲイン K_P，K_I は次のように求まる。

$$K_P = \frac{2L\omega_{cl} - r}{V_{dc}{}^*} \cdots\cdots (16)$$
$$K_I = \frac{L{\omega_{cl}}^2}{V_{dc}{}^*} \cdots\cdots (17)$$

本研究では離散系の制御器を用いるため，Tustin 変換によって $C_{PI}(s)$ を再設計し，$C_{PI}(z)$ を得る。

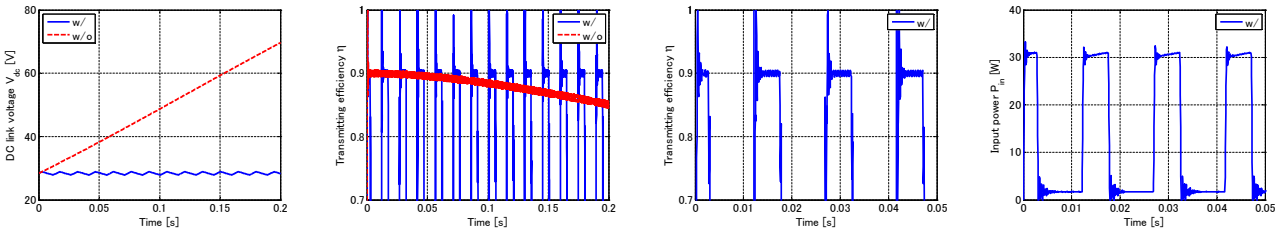
5. シミュレーション

〈5·1〉 シミュレーション条件 シミュレーションは MATLAB/Simulink, SimPowerSystems を使用した。回路図は Fig. 5 に示す通りであり，一次側インバータの出力は矩形波電圧とした。シミュレーション条件は Tab. 2 に示す通りである。DC リンク電圧の目標値 $V_{dc}{}^*$ は

$$V_{dc}{}^* = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1R_2}}V_S \cdots (18)$$

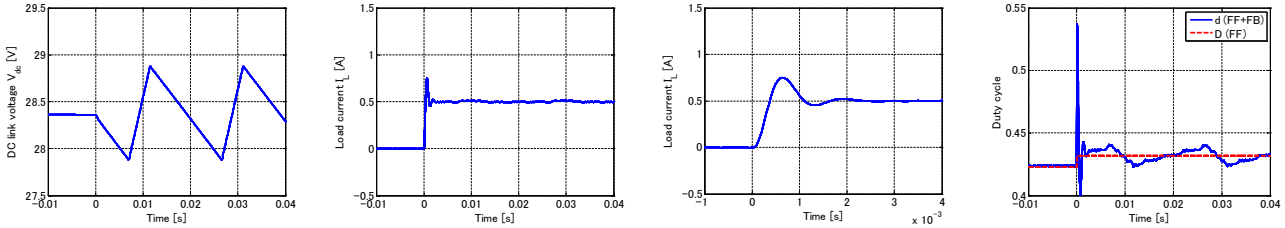
とし，電力伝送効率を最大化する DC リンク電圧を用いた [14]。従って，本研究によって電力伝送効率の最大化と所望の給電電力を両立できる。

〈5·2〉 DC リンク電圧安定化制御 HAR による DC リンク電圧安定化制御では，DC-DC コンバータの制御性能によらず評価するため，DC-DC コンバータを定電力負荷に置き換えている。ここで，定電力負荷は制御電流源を用いて模擬している [8]。負荷電力は 10 W とし，制御なしでは常に Rectification mode とした。



(a) DC link voltage V_{dc} (b) Transmitting efficiency η (c) Transmitting efficiency η (zoom) (d) Input power P_{in}

Fig. 10 Simulation results of DC link voltage stabilization control by Half Active Rectifier



(a) DC link voltage V_{dc} (b) Load current I_L (c) Load current I_L (zoom) (d) Duty cycle d

Fig. 11 Simulation results of power control by the DC-DC converter with Half Active Rectifier.

Tab. 2 Simulation and experimental conditions.

Parameter	Value
Power source voltage V_S	30 V
Operating frequency f_0	101 kHz
DC link voltage reference $V_{dc}{}^*$	28.38 V
Hysteresis band ΔV	0.5 V
Battery voltage E	12 V
Reactor resistance r	0.5 Ω
Reactor inductance L	1000 μH
DC link capacitance C_{dc}	3300 μF
Carrier frequency f_c	20 kHz

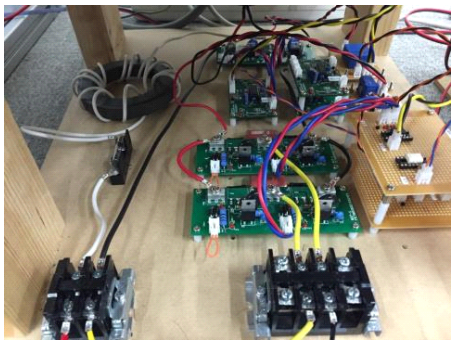


Fig. 12 Half Active Rectifier and DC-DC converter.

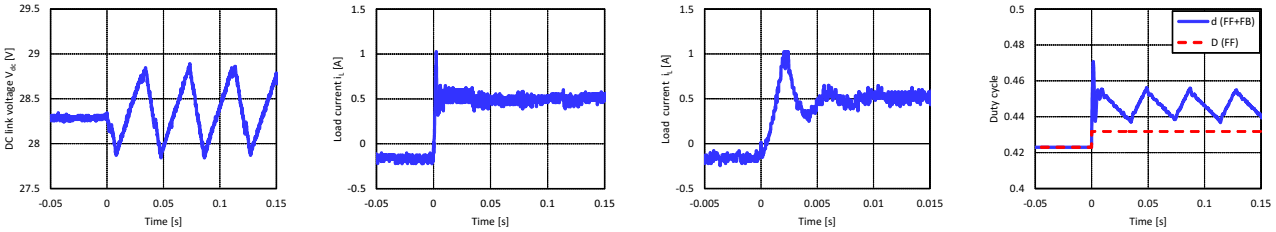
シミュレーション結果を Fig. 10 に示す。Fig. 10 (a) より，制御なしの場合に DC リンク電圧 V_{dc} は不安定となり，$V_{dc}{}^*$ から離れていくことが分かる。このとき，Fig. 10 (b) に示されるように電力伝送効率 η が低下していることが確認できる。制御ありの場合，V_{dc} は $V_{dc}{}^*$ 付近に保持されており，η は低下していない。また，Fig. 10 (d) は入力電力 $P_{\rm in}$ を示しており，Short mode における $P_{\rm in}$ は Rectification mode のときと比較して大幅に減少している。従って，Short mode における損失が無視できる場合，HAR による DC リンク電圧制御は安定化だけでなく，WPT の高効率化にも寄与できる。

〈5·3〉 電力制御 DC-DC コンバータの電力制御では HAR を用いて V_{dc} を安定化し，Fig. 9 に示す負荷電流制御系を用いて負荷電流 i_L を制御する。閉ループ極 $\omega_{cl} = -3000$ rad/s としてフィードバック制御器を設計し，目標値 $i_L{}^*$ は $t = 0$ s に 0 A から 0.5 A に変化させた。

シミュレーション結果を Fig. 11 に示す。Fig. 11 (a) より，V_{dc} は HAR によって安定化されていることが確認できる。Fig. 11 (b), (c) は負荷電流 i_L のステップ応答を示しており，目標値に追従できていることが分かる。このときのデューティ比 d を Fig. 11 (d) に示す。フィードフォワード制御器は目標値 $i_L{}^*$ に応じて平衡点を更新できている。また，V_{dc} はノミナル値 $V_{dc}{}^*$ からヒステリシス幅 ΔV の範囲内で誤差を生じるが，フィードバック制御器によってパラメータ変動を抑圧できている。以上の結果から，提案手法によって電力制御を実現できることが示された。

6. 実 験

実験では DC リンク電圧安定化制御に基づいて電力制御が実現できることを示す。実験回路は Fig. 5 と同様であり，実験条件は Tab. 2 に示す通りである。実験に用いた HAR と DC-DC コンバータを Fig. 12 に示す。負荷電流制御の閉ループ極 $\omega_{cl} = -300$ rad/s としてフィードバック制御器を設計し，負荷電流の目標値 $i_L{}^*$ は $t = 0$ s に 0 A から 0.5 A に変化させた。また，$t < 0$ s ではフィードフォワード制御器のみによって動作させ，$t > 0$ s ではフィードバック制御器も動作させている。



(a) DC link voltage V_{dc} (b) Load current i_L (c) Load current i_L (zoom) (d) Duty cycle d

Fig. 13 Experimental results of power control by the DC-DC converter with Half Active Rectifier.

実験結果を Fig. 13 に示す。Fig. 13 (a) より，DC リンク電圧 V_{dc} は HAC によって安定化されており，目標値 $V_{dc}{}^*$ からヒステリシス幅 ΔV の範囲内で制御されている。また，Fig. 13 (b), (c) に負荷電流 i_L のステップ応答を示す。$t < 0$ s では定常偏差が生じているが，$t > 0$ s では i_L は目標値に追従できている。このとき，ディーティ比 d は Fig. 13 (d) に示され，$t > 0$ s においてパラメータ誤差やモデル化誤差に起因する平衡点のずれをフィードバック制御によって補償できていることが確認できる。以上の実験結果より，提案手法の有効性が示された。

7. ま と め

本研究では HAR を用いた DC リンク電圧の安定化制御に基づく電力制御系の設計手法を提案し，シミュレーションおよび実験によってシステムを不安定化することなく電力制御が実現できることを示した。

今後はカスケード制御を用いない利点を生かして電力制御の高応答化を行う。また，HAR の Short mode における損失を考慮した WPT の最大効率制御と電力制御を同時に実現し，有効性を検証する。

謝　辞

本研究の一部は JSPS 科研費 25709020 および 15H02232 の助成を受けたものです。

参考文献

（1） G. A. Covic and J. T. Boys, “Modern trends in inductive power transfer for transportation application,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no.1, pp. 28–41, Mar. 2013.

（2） J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S. Jeon, and D. Cho, “Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1179–1192, Mar. 2014.

（3） J. M. Miller, O. C. Onar, C. White, S. Campbell, C. Coomer, L. Seiber, R. Sepe, and M. Chinthavali, “Demonstrating dynamic charging of an electric vehicle: the benefit of electrochemical capacitor smoothing,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 1, no.1, pp. 12–24, Mar. 2014.

（4） A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance,” *Science Express on 7 June 2007*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Jun. 2007.

（5） S. Li and C. C. Mi, “Wireless power transfer for electric vehicle applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no.1, pp. 4–17, Mar. 2015.

（6） J. M. Miller, O. C. Onar, and M. Chinthavali, “Primary-side power flow control of wireless power transfer for electric vehicle charging,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no.1, pp. 147–162, Mar. 2015.

（7） T. Hiramatsu, X. Huang, M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, “Independent control of maximum transmission efficiency by the transmitter side and power by the receiver side for wireless power transfer,” *IEEJ Transaction on Industrial Applications*, vol. 135, no. 8, pp. 847–854, Aug. 2015. (in Japanese)

（8） D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, “Stability analysis of constant power load and load voltage control method for wireless in-wheel motor,” in *Proc. The 9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia (ICPE)*, 2015, pp. 1–6.

（9） T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, “Study of magnetic and electric coupling for contactless power transfer using equivalent circuits,” *IEEJ Transaction on Industrial Applications*, vol. 130, no. 1, pp. 84–92, Jan. 2010. (in Japanese)

（10） M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, “New characteristics analysis considering transmission distance and load variation in wireless power transfer via magnetic resonant coupling,” in *Proc. IEEE 34th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2012, pp. 1–5.

（11） K. Takuzaki and N. Hoshi, “Consideration of operating of secondary-side converter of inductive power transfer system for obtaining high resonant circuit efficiency,” *IEEJ Transaction on Industrial Applications*, vol. 132, no. 10, pp. 966–975, Oct. 2012. (in Japanese)

（12） H. Irie and Y. Tahara, “Cascade configuration of T-LCL-type and T-CLC-type immittance converters in non-contact energy transfer systems,” *IEEJ Transaction on Industrial Applications*, vol. 129, no. 5, pp. 511–517, May 2009. (in Japanese)

（13） D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, “Basic study of transmitting power control method without signal communication for wireless in-wheel motor via magnetic resonance coupling,” in *Proc. The IEEE/IES International Conference on Mechatronics (ICM)*, 2015, pp. 313–318.

（14） M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, “Study on maximize efficiency by secondary side control using DC-DC converter in wireless power transfer via magnetic resonant coupling,” in *Proc. The 27th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 2013, pp. 1–5.