

ハーフアクティブ整流器を用いたワイヤレス給電の 受電側電力制御に基づく送電側効率制御

畑勝裕*, 居村岳広, 堀洋一 (東京大学)

Primary-Side Efficiency Control of Wireless Power Transfer Based on Secondary-Side Power Control
with Half Active Rectifier

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

Abstract

Applying wireless power transfer (WPT) to transportation applications is one of the best solutions to overcome drawbacks of electric vehicles (EVs) due to their energy storage system. Although dynamic charging of EVs can extend their driving distance, control techniques are expected to be further developed to maintain maximum transmitting efficiency and to ensure a stable supply of energy because a dynamic WPT system has to deal with parameter variation such as distance change, load change, and so on. Since a control strategy based on signal communication between the primary side and the secondary side decreases the reliability of the system, this paper proposes a primary-side efficiency control method based on the primary current change, which is caused by power control with Half Active Rectifier on the secondary side. The reference value of the primary voltage for maximizing the transmitting efficiency is calculated based on primary-side information. Simulations and experiments demonstrated that the proposed method can achieve not only the maximum transmitting efficiency but also the desired load power.

キーワード：ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, 電力制御, 効率最大化, ハーフアクティブ整流器
(Wireless power transfer, Magnetic resonance coupling, Power control, Efficiency maximization, Half active rectifier)

1. はじめに

近年, ワイヤレス電力伝送 (Wireless power transfer : WPT) は利便性や信頼性を向上できるため, 産業分野および運輸分野だけでなく, 家庭機器などの幅広い分野において注目されている^{(1)~(3)}. 磁界共振結合⁽⁴⁾によるWPTは数十cm~数mの距離においても高効率かつ位置ずれに強いため, 電気自動車の走行中ワイヤレス給電⁽¹⁾⁽²⁾やインホイールモータへのワイヤレス給電⁽⁵⁾⁽⁶⁾などの応用も期待されている。

これらのアプリケーションでは負荷が必要とする電力に応じてWPTの給電電力を適切に制御する必要があるが, 送受電器の位置変動や急峻な負荷変動が生じるため, 送受電間の通信によって高速な制御信号をやり取りするような制御系では信頼性を確保することが難しい。また, WPTにおける伝送効率を低下させずに制御できることが望ましい。

本研究では送受電間の通信を用いることなく, 所望の負荷電力および伝送効率の最大化を同時に達成する制御手法を提案する。受電側ではハーフアクティブ整流器 (Half Active Rectifier : HAR) を用いた電力制御⁽⁶⁾⁽⁷⁾を導入し, 送電側ではHARの動作に基づいて変化する送電側電流を測定することで, 伝送効率を最大化する送電側電圧の制御目標値を計算する手法を示す。シミュレーションおよび実験によって所望の負荷電力および伝送効率の最大化を同時に実現できることを示し, 提案手法の有効性を検証する。

2. ワイヤレス電力伝送システム

〈2・1〉 システム構成 本研究で用いるWPTシステムをFig.1に示す。送電側は直流電源およびフルブリッジイン

バータで構成し, 矩形波電圧を送電器に印加する。本研究ではS/S方式の磁界共振結合WPTを採用するため, 送電側インバータの動作角周波数 ω_0 および送受電器の共振角周波数は

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

を満たすように与える。

受電側ではHARを用いて整流した後, バッテリー充電システムやモータドライブシステムを想定した定電力負荷に接続する。ここで, S/S方式の磁界共振結合WPTを介して定電力負荷を駆動させる場合, DCリンク電圧 V_{dc} は不安定になることが知られているため⁽⁶⁾, 本稿ではHARを用いて V_{dc} を安定化させる。

〈2・2〉 HARの2つの動作モード HARは下アームの半導体スイッチのON/OFFを制御することで動作させる。回路構成はブリッジレスPFCコンバータと同じであるが, HARは受電側における整流動作と短絡動作の切替を目的としており, 制御手法が大きく異なる。また, S/S方式の磁界共振結合WPT回路はイミタンス変換特性を示し⁽⁷⁾, 送電側を定電圧駆動させる場合に受電側は定電流特性となるため, HARは電流経路を常に確保しなければならない。

HARの動作モードをFig.2に示す。Fig.2(a)のRectification modeでは下アームをOFF状態とすることで, ダイオード整流回路と同様に整流動作を行う。このとき, WPTによる給電電力 P はDCリンクコンデンサおよび負荷に供給される。一方で, Fig.2(b)のShort modeでは下アームをON状態

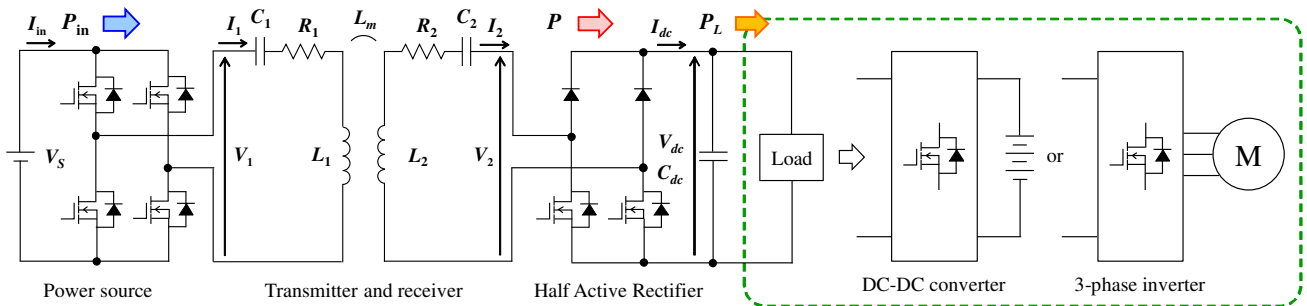


Fig. 1 Circuit diagram of the wireless power transfer system using Half Active Rectifier.

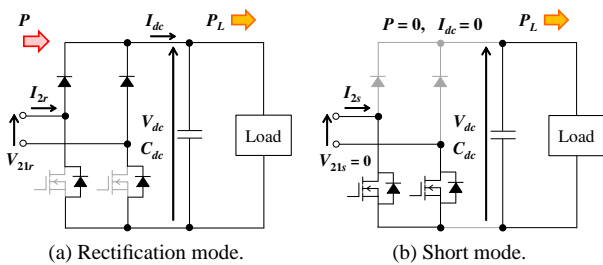


Fig. 2 Operation modes of Half Active Rectifier.

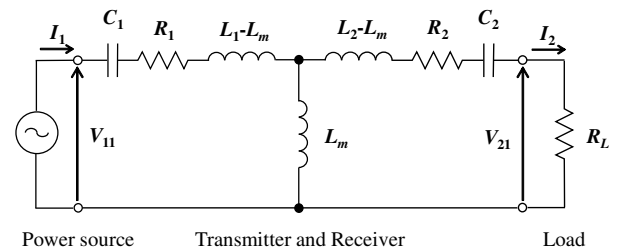


Fig. 4 Equivalent circuit of wireless power transfer via magnetic resonance coupling.

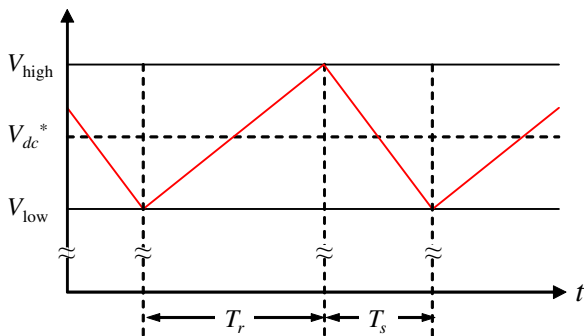


Fig. 3 Waveform of the DC link voltage.

とすることで受電器を短絡し、WPTによる給電電力 P の流入を遮断している。このとき、負荷電力 P_L はDCリンクコンデンサから供給される。

〈2・3〉 DCリンク電圧安定化制御⁽⁵⁾ HARを用いてDCリンク電圧 V_{dc} を安定化する方法はいくつか提案されているが⁽⁵⁾⁽⁶⁾、本稿ではヒステリシスコンパレータ方式を採用する。DCリンク電圧の目標値 V_{dc}^* に対してヒステリシス幅 ΔV を与え、DCリンク電圧の上限値 V_{high} と下限値 V_{low} を

$$V_{high} = V_{dc}^* + \Delta V \dots\dots\dots (2)$$

$$V_{low} = V_{dc}^* - \Delta V \dots\dots\dots (3)$$

と定義する。

$V_{dc} < V_{low}$ となる場合、HARをRectification modeとして動作させ、WPTによる給電電力 P をDCリンクに供給

する。このとき、 P が負荷電力 P_L より大きければ、その余剰電力によって V_{dc} は増加する。一方で、 $V_{dc} > V_{high}$ となる場合、HARをShort modeとして給電電力 P を遮断する。このとき、負荷電力 P_L はDCリンクコンデンサから供給されるため、 V_{dc} は減少する。

従って、 V_{dc} に応じてHARの動作モードを適切に切り替えることで、Fig.3に示すように V_{dc} を安定化できる。また、 V_{dc} が安定化されていることから、DCリンクコンデンサに流入する電力である給電電力 P の平均値 \bar{P} と負荷電力 P_L は釣り合っており、HARを用いたDCリンク電圧の安定化制御によって等価的に受電側電力制御を達成できる。

3. 送電側電圧制御による伝送効率最大化

本章では送電側電圧の最適化によって伝送効率の最大化を図る。基本波成分に着目したWPTの等価回路から、伝送効率を最大化する最適負荷および送電側電圧の目標値を導出する。

〈3・1〉 基本波成分に着目した回路解析 磁界共振結合WPTはバンドパスフィルタ特性を有するため⁽⁸⁾、(1)式を満たす場合、送電器に流れる電流は正弦波として近似でき、電力伝送に寄与するのは基本波成分のみとなる。S/S方式を用いた磁界共振結合WPTの等価回路をFig.4に示す⁽⁹⁾。ここで、鉄損の影響は十分小さいとして無視している。

本研究では送電側インバータを矩形波電圧駆動させるため、送電側電圧の基本波成分 V_{11} はフーリエ級数展開より

$$V_{11} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_S \dots\dots\dots (4)$$

と表せる。ここで、 V_S は送電側の電源電圧である。

受電側電圧の基本波実効値 V_{21} は HAR の動作モードによって異なるため、各モードについて検討する。Rectification mode ではダイオード整流回路と同様に振る舞い、 V_{dc} の電圧変動が十分小さい場合に受電側電圧は V_{dc} を振幅とする矩形波となる⁽¹⁰⁾。本研究では V_{dc} は HAR によって安定化されるため、一定電圧として扱う。一方で、Short mode では受電器を短絡するため、それぞれの受電側電圧の基本波実効値 V_{21r}, V_{21s} は

$$V_{21r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} (V_{dc} + 2V_f) \dots\dots\dots (5)$$

$$V_{21s} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2s} = 0 \dots\dots\dots (6)$$

となる。ここで、 V_f はダイオードの順方向電圧である。

送電側電圧と受電側電圧は 90 度の位相差を持つため⁽¹⁰⁾、送電側電流および受電側電流の実効値 I_1, I_2 は回路方程式より

$$I_1 = \frac{R_2 V_{11} + \omega_0 L_m V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots\dots\dots (7)$$

$$I_2 = \frac{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots\dots\dots (8)$$

と求められる。

また、受電側電圧と受電側電流は同相となるため⁽¹⁰⁾、等価的な負荷抵抗値 R_L は

$$R_L = \frac{V_{21}}{I_2} = \frac{\{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\} V_{21}}{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}} \dots\dots\dots (9)$$

として定義できる。

〈3・2〉 伝送効率を最大化する最適負荷 Fig.4 に示す等価回路から等価負荷抵抗 R_L に対する伝送効率 η を求める。回路方程式より、送受電間の電圧比 A_V および電流比 A_I は

$$A_V = \frac{V_{21}}{V_{11}} = \frac{\omega_0 L_m R_L}{R_1 (R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2} \dots\dots\dots (10)$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\omega_0 L_m}{R_2 + R_L} \dots\dots\dots (11)$$

であり、伝送効率 η は

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_L}{(R_2 + R_L) \{R_1 (R_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}} \dots\dots\dots (12)$$

で与えられる。

(12) 式より、 η は R_L によって変化し、 η を最大化する負荷抵抗 $R_{L\eta\max}$ は

$$R_{L\eta\max} = R_2 \sqrt{1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2}} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \dots\dots\dots (13)$$

と求められる⁽¹¹⁾。ここで、 k は送受電コイルの結合係数、 Q_1, Q_2 は送受電コイルの Q 値であり、等価的な負荷抵抗 R_L が (13) 式を満たす負荷を最適負荷と定義する。

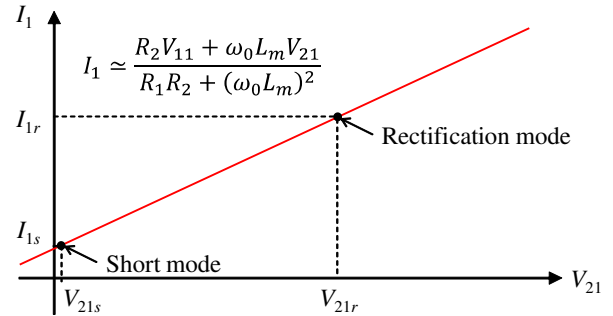


Fig. 5 Primary current I_1 in each modes of HAR.

〈3・3〉 送電側電圧の最適値 (10) 式および (13) 式から、 η を最大化する電圧比 $A_{V\eta\max}$ は

$$A_{V\eta\max} = \frac{V_{21}}{V_{11\eta\max}} = \frac{1}{1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \frac{\omega_0 L_m}{R_1} \dots\dots\dots (14)$$

と計算できるため、 η を最大化する送電側電圧の最適値 $V_{11\eta\max}$ は

$$V_{11\eta\max} = \left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}\right) \frac{R_1 V_{21}}{\omega_0 L_m} \dots\dots\dots (15)$$

で与えられる。

ここで、送電側から受電側に電力伝送を実現するためには (8) 式で与えられる受電側電流の実効値 I_2 が正でなければならないため、送電側電圧の基本波実効値 V_{11} はある最小値 $V_{11\min}$ を持ち、これは

$$V_{11\min} = \frac{R_1 V_{21}}{\omega_0 L_m} \dots\dots\dots (16)$$

と表される。従って、 $V_{11\eta\max}$ は

$$V_{11\eta\max} = \left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}\right) V_{11\min} \dots\dots\dots (17)$$

と記述できる。

〈3・4〉 送電側電流に基づく目標値の計算 (17) 式によって送電側電圧の最適値 $V_{11\eta\max}$ を導出できたが、通信を用いることなく目標値を計算するためには送電側で取得可能な情報に基づいて記述できなければならない。本研究では HAR が 2 つの動作モードを持つことに着目し、各モードにおける送電側電流の測定値を利用して目標値を計算する。

Fig.5 に受電側電圧の基本波実効値 V_{21} に対する送電側電流 I_1 を示す。HAR の各動作モードにおける V_{21} は (5), (6) 式で表されるため、このときの送電側電流 I_{1r}, I_{1s} は (7) 式より

$$I_{1r} = \frac{R_2 V_{11} + \omega_0 L_m V_{21r}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots\dots\dots (18)$$

$$I_{1s} = \frac{R_2 V_{11}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots\dots\dots (19)$$

と表せる。ここで、(19) 式は

$$I_{1s} = \frac{1}{1 + k^2 Q_1 Q_2} \frac{V_{11}}{R_1} \dots\dots\dots (20)$$

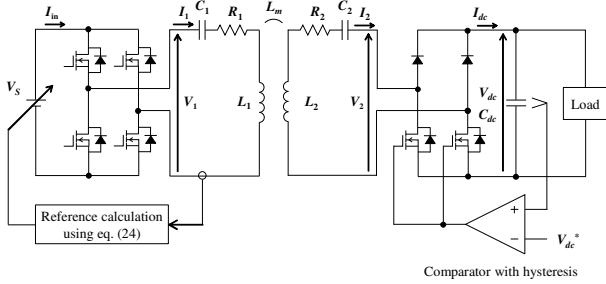


Fig. 6 Experimental circuit.

Tab. 1 Specifications of coils.

	Primary side	Secondary side
Resistance R_1, R_2	1.19 Ω	1.23 Ω
Inductance L_1, L_2	617 μH	617 μH
Capacitance C_1, C_2	4000 pF	4000 pF
Resonance frequency f_1, f_2	101.3 kHz	101.3 kHz
Mutual inductance L_m	37.3 μH	
Coupling coefficient k	0.060	
Transmitting gap	300 mm	
Outer diameter	440 mm	
Number of turns	50 turns	

と変形できるため、

$$1 + k^2 Q_1 Q_2 = \frac{V_{11}}{R_1 I_{1s}} \dots (21)$$

$$k^2 Q_1 Q_2 = \frac{V_{11}}{R_1 I_{1s}} - 1 = \frac{V_{11} - R_1 I_{1s}}{R_1 I_{1s}} \dots (22)$$

の関係式が得られる。

さらに、(18) 式を適切に変形すると

$$I_{1r} = \frac{1}{1 + k^2 Q_1 Q_2} \left(\frac{V_{11}}{R_1} + \frac{k^2 Q_1 Q_2}{R_1} V_{11\min} \right) \dots (23)$$

となるため、 $V_{11\min}$ は

$$V_{11\min} = \frac{R_1 I_{1r} (1 + k^2 Q_1 Q_2) - V_{11}}{k^2 Q_1 Q_2} \dots (24)$$

として計算できる。ここで、(21), (22) 式を (24) 式に代入すると、 $V_{11\min}$ は

$$V_{11\min} = \frac{V_{11} (R_1 I_{1r} - R_1 I_{1s})}{V_{11} - R_1 I_{1s}} \dots (25)$$

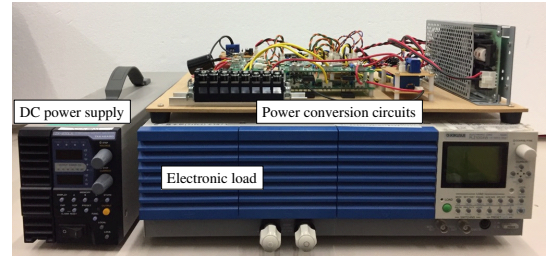
と表されるため、伝送効率を最大化する送電側電圧の目標値 $V_{11\eta\max}$ は (17), (21), (25) 式より

$$V_{11\eta\max} = \left(1 + \sqrt{\frac{V_{11}}{R_1 I_{1s}}} \right) \frac{V_{11} (R_1 I_{1r} - R_1 I_{1s})}{V_{11} - R_1 I_{1s}} (26)$$

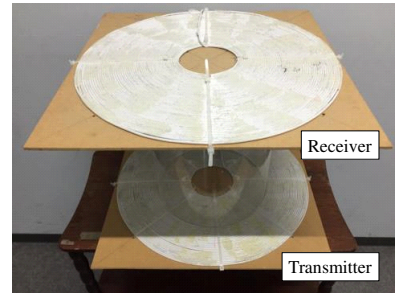
と求められ、送電側情報のみに基づいて計算できる。

4. シミュレーションおよび実験

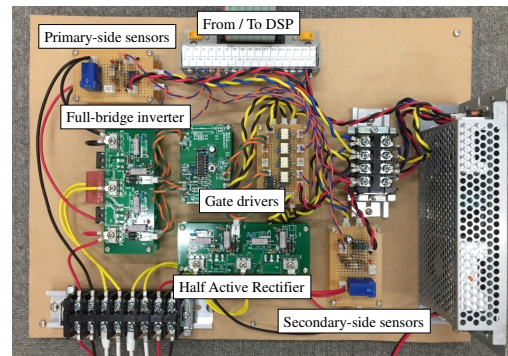
<4.1> 実験装置と条件 シミュレーションおよび実験



(a) Overview.



(b) Transmitter and receiver coils.



(c) Power conversion circuits.

Fig. 7 Experimental equipment.

に用いる回路構成を Fig.6 に示し、実験装置を Fig.7 に示す。送電側は送電側電流の測定値 I_1 に基づいて送電側電圧の目標値 $V_{11\eta\max}$ を計算し、伝送効率 η を最大化する。受電側は HAR を用いた DC リンク電圧 V_{dc} の安定化制御によって、負荷電力 P_L と WPT による給電電力 P の平均値 \bar{P} が釣り合うように制御する。

送受電器のパラメータは Tab.1 に示す通りであり、各電力変換回路は DSP (PE-PRO/F28335A, Myway) を用いて制御した。本稿では電子負荷 (PLZ1004W, KIKUSUI) を用いて定電力負荷を模擬し、実験検証を行った。

<4.2> 受電側の HAR を用いた電力制御 まず、HAR を用いた受電側電力制御が成立していることを確認する。シミュレーションおよび実験に用いたパラメータを Tab.2 に示す。本節では電源電圧 V_S は一定として、時刻 $t = 0$ s において負荷電力 P_L を 0 から 100 % に変化させ、HAR を用いて DC リンク電圧 V_{dc} の安定化制御を行った。

シミュレーション結果を Fig.8 に示す。 P_L は Fig.8(a) に示すように大きく変化しているが、Fig.8(b) に示す V_{dc} は

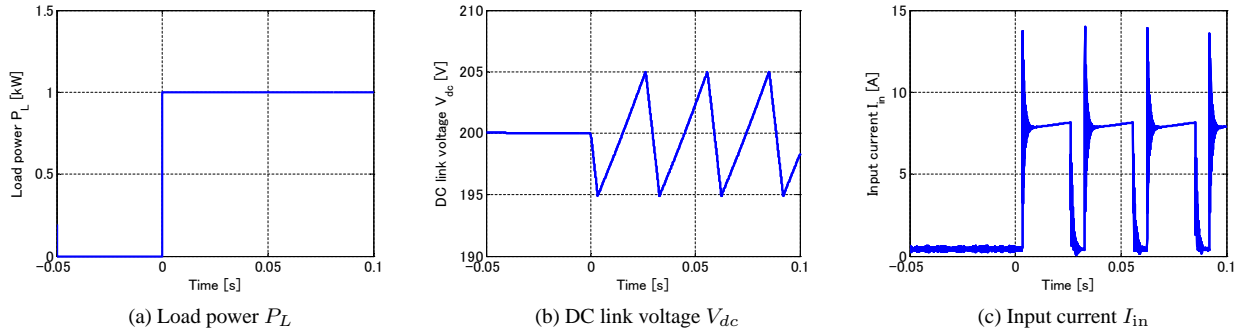


Fig. 8 Simulation results of power control with Half Active Rectifier.

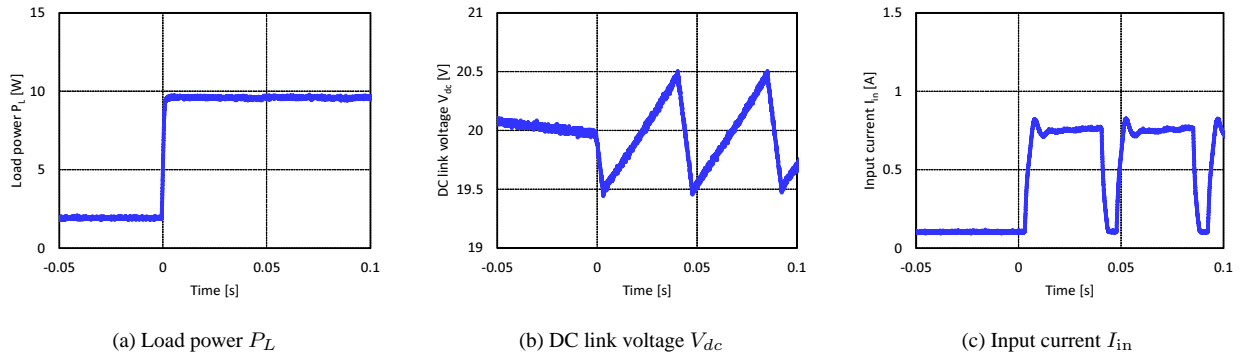


Fig. 9 Experimental results of power control with Half Active Rectifier.

Tab. 2 Simulation and experimental conditions.

Parameter	Simulation	Experiment
Power source voltage V_S	200 V	20 V
Operating frequency f_0	101.3 kHz	101.3 kHz
Load power P_L	1 kW	10 W
DC link voltage reference V_{dc}^*	200 V	20 V
Hysteresis band ΔV	5 V	0.5 V
DC link capacitance C_{dc}	3300 μF	3300 μF

ヒステリシス幅内で安定化できている。また、Fig.8(c)より、HARのShort modeにおける入力電流 I_{in} は極めて小さくなっており、損失を抑制できている。しかし、Rectification modeに移る際に大きなオーバーシュートが生じており、モード切替時における電圧変化が大きいことに加えて、送受電コイルの Q 値が高いことが原因と考えられる。

Fig.9に実験結果を示す。シミュレーション結果と同様に、 P_L の変化に対して V_{dc} を不安定化させることなく制御できている。実験では I_{in} を測定するために用いた電流センサとカットオフ周波数が 1 kHz の 2 次ローパスフィルタによって若干の遅れが見られるが、Short modeにおいて適切に電流が絞られていることが確認できる。

〈4・3〉 送電側の電流測定に基づく伝送効率最大化 次に、送電側電流の測定値 I_1 に基づいて送電側電圧の目標値 $V_{11\eta\max}$ が適切に計算でき、送電側電圧を最適値に制御することで伝送効率 η を最大化できることを示す。本節ではHARを用いた制御の代わりに電子負荷を用いて V_{dc} を変化

させ、HARの各動作モードにおける I_1 を測定し、(26)式に基づいて $V_{11\eta\max}$ を計算した。また、送電側電圧の基本波実効値 V_{11} が $V_{11\eta\max}$ を満たすように制御した場合と制御しない場合の η を比較し、効率改善効果を検証した。

シミュレーション結果をFig.10に示す。HARのShort modeにおける送電側電流 I_{1s} は V_{dc} によらないため、 $V_{dc} = 0$ としてプロットしている。Fig.10(a)より、(7)式の理論値と測定値は良い一致が得られており、回路解析の有効性が確認できる。また、Fig.10(b)は(26)式に基づいて $V_{11\eta\max}$ が適切に計算できていることを示している。Fig.10(c)より、電源電圧 V_S を一定とした場合と比較して V_{11} を $V_{11\eta\max}$ に制御した場合、 η を最大化できており、有効性が確認できる。

Fig.11に実験結果を示す。Fig.11(a)に示す I_1 の測定結果はわずかに誤差を含んでいるが、(26)式による $V_{11\eta\max}$ はFig.11(b)に示すように適切に求められている。また、Fig.11(c)より、 η は提案手法によっていずれの V_{dc} であっても最大化できていることが確認できる。

5. まとめ

本研究ではHARを用いた受電側電力制御に着目し、HARの各動作モードにおける送電側電流を測定することで伝送効率を最大化する送電側電圧の計算手法を提案した。提案手法によって送電側情報のみを用いて制御目標値を計算できるため、送受電間の通信を用いずに送電側効率制御を構築でき、受電側電力制御と併用することで所望の負荷電力と伝送効率の最大化が実現できることをシミュレーション

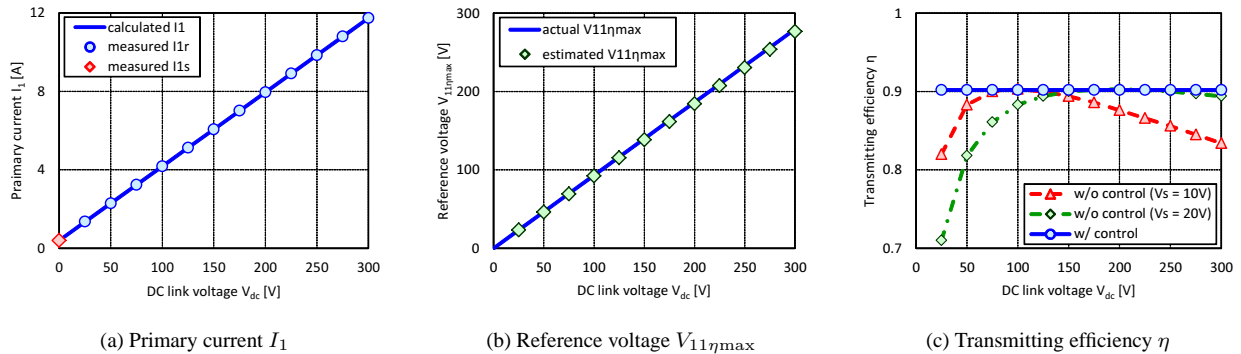


Fig. 10 Simulation results of reference voltage calculation and efficiency maximization.

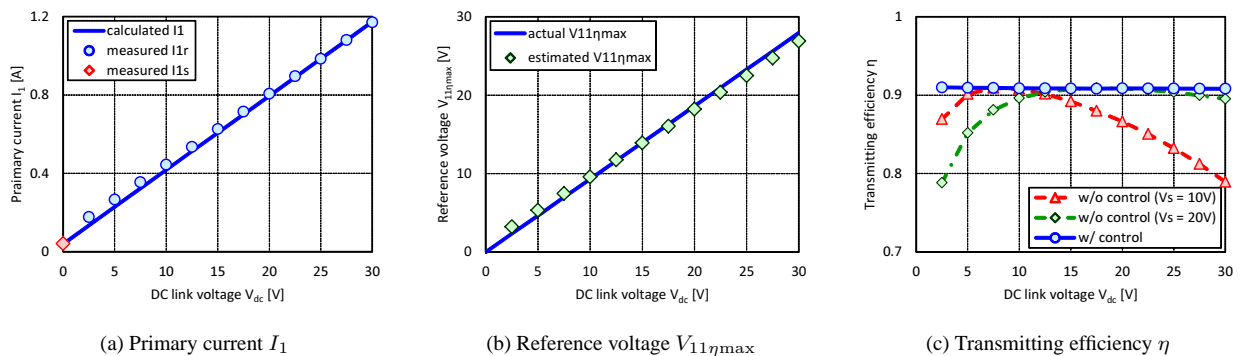


Fig. 11 Experimental results of reference voltage calculation and efficiency maximization.

および実験によって確認した。

しかし、本研究では WPT による給電電力が負荷電力より大きいことを前提としているため、さらに重い負荷に対応するためには対策が必要である。最大効率時における WPT の給電電力よりも負荷電力が大きくなる場合には、負荷電力を満たすことを最優先事項として、送電側と受電側で協調して給電電力を制御する手法⁽¹²⁾を併用した制御系の構築なども今後の課題として考えられる。

謝辞

本研究の一部は JSPS 科研費 25709020, 15H02232, 16J06942 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 J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 1, no.1, pp. 28–41, Mar. 2013.
- (2) S. Li and C. C. Mi, "Wireless power transfer for electric vehicle applications," *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 4–17, Mar. 2015.
- (3) 庄木裕樹:「ワイヤレス電力伝送の技術動向・課題と実用化に向けた取り組み」, 信学技法, WPT2010-07, 2010, pp. 19–24.
- (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) D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, "Basic study of transmit-

ting power control method without signal communication for wireless in-wheel motor via magnetic resonance coupling," in *Proc. IEEE/IES Int. Conf. Mech. (ICM)*, 2015, pp. 313–318.

- (6) 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 Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia (ICPE)*, 2015, pp. 1–6.
- (7) 入江寿一・田原陽介:「非接触給電装置における T-LCL 形と T-CLC 形ミタンス変換器のカスケード構成」, 電学論 D, vol. 129 no. 5, pp. 511–517, 2009.
- (8) 栗井郁雄:「磁気結合共振器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.
- (9) 居村岳広・岡部浩之・内田利之・堀洋一:「等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究」, 電学論 D, vol. 130, no. 1, pp. 84–92, 2010.
- (10) 平松敏幸・黄孝亮・加藤昌樹・居村岳広・堀洋一:「ワイヤレス給電における送電側による最大効率と受電側による所望受電電力の独立制御」, 電学論 D, vol. 135, no. 8, pp. 847–854, 2015.
- (11) 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 Int. Telecommun. Energy Conf. (INTELEC)*, 2012, pp. 1–5.
- (12) 郡司大輔・居村岳広・藤本博志:「磁界共振結合ワイヤレス給電における相互通信を要さない伝送電力制御手法」, 電学論 D, vol. 136, no. 3, pp. 222–231, 2016.