

# 磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の最大効率動作に基づく システム電圧の最適設計法と制約を考慮した設計法の提案

畑勝裕\*, 居村岳広, 堀洋一 (東京大学)

Proposal of System Voltage Design for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling  
Based on Maximum Efficiency Operation Considering Design Constraints

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

## Abstract

This paper proposes a design strategy for system voltages of wireless power transfer via magnetic resonance coupling. Although its transmitting efficiency and charging power are determined by a load condition and coil parameters of a transmitter and receiver, an optimum design method is given based on the optimum voltage ratio between the transmitter and receiver sides for a maximum efficiency operation. Additionally, if the charging power at the maximum efficiency becomes insufficient, the voltage design assigns the highest priority to satisfy power requirement instead of the maximum efficiency operation. The experiments demonstrated the feasibility of the proposed method.

キーワード：ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, 電圧比, 効率最大化, 電力要求

(Wireless power transfer, Magnetic resonance coupling, Voltage ratio, Efficiency maximization, Power requirement)

## 1. はじめに

近年, ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) は利便性や信頼性の向上のため, 産業分野や運輸分野において注目されている<sup>(1)(2)</sup>. 磁界共振結合<sup>(3)</sup>によるWPTは数十 cm から数 m の伝送距離においても高効率で電力伝送できるために応用が期待されているが, 伝送効率や給電電力といった特性は送受電器の回路パラメータや負荷によって決定されるため, アプリケーションに応じて適切にシステム設計を行うべきである。

本研究では伝送効率および電力要求を設計目標として送電側と受電側におけるシステム電圧の設計法を提案する。これらの電圧値はアプリケーションに応じて設計の可否が異なるため, それぞれの条件に応じて設計法を示す。電力要求に対して給電電力に余力がある場合には最大効率動作に基づく最適設計法を示し, 最大効率動作における給電電力が負荷電力に対して不足する場合には電力要求に応じた電力優先動作として設計を行う。本稿では設計に用いる関係式の導出と提案手法の有効性を実験によって検証する。

## 2. 最大効率動作における関係式の導出

**〈2・1〉 設計目標と前提条件** 本研究ではSS方式の磁界共振結合WPTにおけるシステム電圧の設計を目的とし, 一般的なシステム構成をFig. 1に示す。ここで, 送電側と受電側の電力変換回路はその構成および制御手法が数多く提案されているため, 本稿では電力伝送に寄与する交流側の送電側電圧  $V_1$  および受電側電圧  $V_2$  の設計法について示し, 各アプリケーションに応用する際には個々の変換器の動作を考慮してバス電圧を間接的に設計することとする。

SS方式の磁界共振結合WPTでは送電側および受電側における共振条件を満たすため, 送電側の電力変換回路による動作角周波数  $\omega_0$  は

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

として与え, 送受電器はこれらのパラメータを満たすように設計する。また, 式変形が煩雑となることを避けるため,  $V_1, V_2$  は動作周波数における基本波実効値として議論する。

**〈2・2〉 回路パラメータを直接用いた関係式** まず, WPTシステムの等価回路をFig. 2に示す<sup>(4)</sup>。送受電コイルの自己インダクタンス  $L_1, L_2$ , 各共振コンデンサの静電容量  $C_1, C_2$  は(1)式を満たすように設計するため, 回路解析に寄与するパラメータは送受電コイルの抵抗  $R_1, R_2$ , 送受電コイルの相互インダクタンス  $L_m$ , 等価負荷抵抗値  $R_L$  である。ここで, 鉄損の影響は十分に小さいとして無視している。

回路解析より, 送受電間の電圧比  $A_V$  および電流比  $A_I$  は

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

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

と計算でき, 伝送効率  $\eta$  と給電電力  $P$  は

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

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

として与えられる。

本研究ではFig. 3に示す送受電コイルを用いて理論検証を行い, これらのパラメータをTab. 1に示す。 $\eta$  および  $P$  は等価負荷抵抗  $R_L$  によって変化し, これらの特性をFig. 4に示す。ここで, ある等価負荷抵抗  $R_{L\eta\max}$  によって最大効率  $\eta_{\max}$  が得られ,

$$R_{L\eta\max} = \sqrt{R_2 \left\{ \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1} + R_2 \right\}} \dots \dots \dots (6)$$

を満たすことで最大効率動作を実現できる<sup>(5)</sup>。

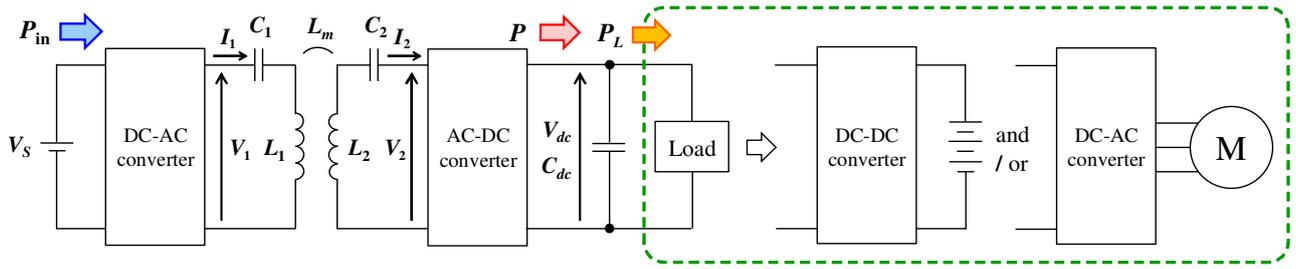


Fig. 1 System configuration of SS compensated wireless power transfer via magnetic resonance coupling.

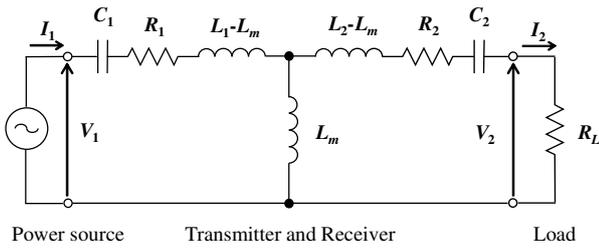


Fig. 2 Equivalent circuit of wireless power transfer via magnetic resonance coupling.

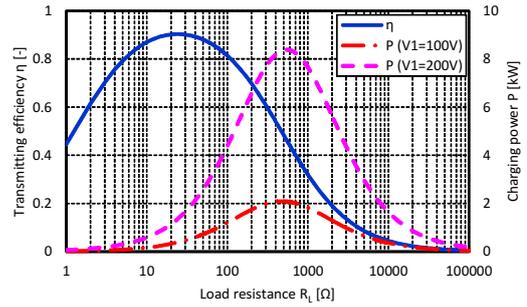


Fig. 4 Load resistance  $R_L$  vs. efficiency  $\eta$  and power  $P$ .

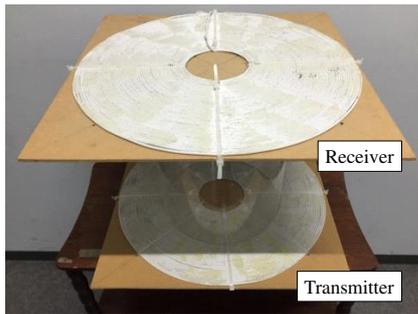


Fig. 3 Transmitter and receiver coils.

本稿では送電側電圧  $V_1$  および受電側電圧  $V_2$  の最適設計によって  $\eta_{\max}$  を実現するため、(6) 式を (2) 式に代入することで最適電圧比  $AV_{\eta_{\max}}$  を

$$AV_{\eta_{\max}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 L_m}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} + \sqrt{R_1 R_2}} \cdot (7)$$

として得る<sup>(6)</sup>。

〈2・3〉  $kQ$  積を利用した関係式 最適電圧比  $AV_{\eta_{\max}}$  は回路パラメータによって導出できたが、最大効率  $\eta_{\max}$  を満たすときの給電電力  $P_{\eta_{\max}}$  は直接回路パラメータを用いて記述すると極めて煩雑となってしまう。そのため、本研究では送受電コイルの結合係数  $k$  および各コイルの  $Q$  値  $Q_1, Q_2$  の積である  $kQ$  積を導入し、関係式の簡略化を行う。 $kQ$  積は定義より

$$k^2 Q_1 Q_2 = \left( \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \right)^2 \frac{\omega_0 L_1}{R_1} \frac{\omega_0 L_2}{R_2} = \frac{(\omega_0 L_m)^2}{R_1 R_2} \cdot (8)$$

として記述でき、WPT システムの最大効率  $\eta_{\max}$  は

$$\eta_{\max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \dots \dots \dots (9)$$

で与えられることが知られている<sup>(2)</sup>。

また、 $kQ$  積を利用することで (6), (7) 式は

$$R_L \eta_{\max} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \dots \dots \dots (10)$$

$$AV_{\eta_{\max}} = \frac{\omega_0 L_m}{R_1} \frac{1}{1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \dots \dots \dots (11)$$

と記述でき、関係式を簡略化できていることが分かる。最大効率時の給電電力  $P_{\eta_{\max}}$  の理論式も同様に  $kQ$  積を利用して記述でき、

$$P_{\eta_{\max}} = \frac{V_1^2}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} (12)$$

と表せる。

〈2・4〉 最大効率  $\eta_{\max}$  を利用した関係式 最大効率  $\eta_{\max}$  は  $kQ$  積のみで与えられるため、(9) 式を利用して関係式を更に簡略化するとともに回路パラメータによる特性を明確化する。まず、最適電圧比  $AV_{\eta_{\max}}$  と  $\eta_{\max}$  の関係を求める。 $AV_{\eta_{\max}}$  の 2 乗は (11) 式より

$$AV_{\eta_{\max}}^2 = \frac{R_2}{R_1} \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} = \frac{R_2}{R_1} \eta_{\max} (13)$$

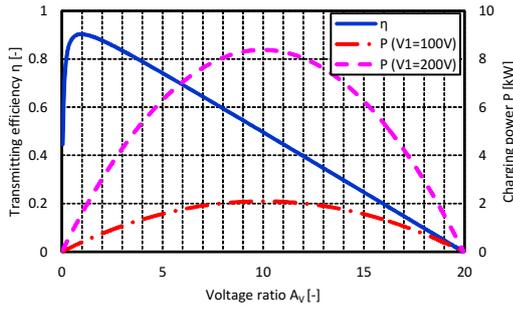


Fig. 5 Voltage ratio  $A_V$  vs. efficiency  $\eta$  and power  $P$ .

であることから、最適電圧比  $A_{V\eta_{\max}}$  は送受電器の抵抗比と  $\eta_{\max}$  の積で与えられることが分かる。ここで、 $\eta_{\max}$  が十分に高効率であれば、 $\eta_{\max} \approx 1$  として  $A_{V\eta_{\max}}$  は送受電器の抵抗比によって定まるといえる。

次に、最大効率時の給電電力  $P_{\eta_{\max}}$  を更に簡単化する。(9), (12) 式から

$$P_{\eta_{\max}} = \frac{V_1^2}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \eta_{\max} \dots \dots \dots (14)$$

と記述でき、最適設計によって得られる効率と電力の関係式が得られた。

### 3. 電圧比 $A_V$ に着目した関係式

前章までの解析では等価負荷抵抗  $R_L$  に基づいて解析を行ったが、実際の WPT システムでは抵抗負荷を直接接続することは少ない。しかし、受電側の電力変換回路における基本波力率が 1 かつ損失が無視できるとき、電力変換回路より後段の負荷を等価的な抵抗負荷と置き換えられるため<sup>(7)</sup>、得られた関係式の有効性は失われない。

本章では  $R_L$  と  $A_V$  の対応について示し、 $A_V$  に対する効率と電力の特性に着目して解析する。

#### 〈3・1〉 等価負荷抵抗 $R_L$ と電圧比 $A_V$ の対応

$R_L$  に対する  $A_V$  は (2) 式で表され、 $R_L$  が無限大まで増加すると  $A_V$  はある値で飽和し、この最大電圧比  $A_{V\max}$  は

$$A_{V\max} = \frac{\omega_0 L_m}{R_1} \dots \dots \dots (15)$$

となることが知られている<sup>(5)</sup>。本節では  $A_{V\max}$  が (15) 式で与えられることを解析的に示す。

各電圧電流の位相差に注意して回路方程式を解くと、送電側電流  $I_1$ 、受電側電流  $I_2$  は

$$I_1 = \frac{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (16)$$

$$I_2 = \frac{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (17)$$

と求められる。従って、等価的な負荷抵抗  $R_L$  は

$$\begin{aligned} R_L &= \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_2 \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2} \\ &= \frac{A_V \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}{\omega_0 L_m - R_1 A_V} \dots \dots \dots (18) \end{aligned}$$

となる。 $R_L > 0$  となる条件は  $A_V < A_{V\max}$  であり、 $A_V = A_{V\max}$  は  $R_L = \infty$  に対応するといえる。 $A_V > A_{V\max}$  となる条件では  $I_2$  が負となり、送電側から受電側に電力伝送できないことが分かる。

#### 〈3・2〉 伝送効率 $\eta$ と給電電力 $P$ の特性

次に電圧比  $A_V$  を用いて伝送効率  $\eta$  と給電電力  $P$  の特性を検討する。

(16), (17) 式より、送受電間の電流比  $A_I$  は

$$\begin{aligned} A_I &= \frac{I_2}{I_1} = \frac{\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2}{R_2 V_1 + \omega_0 L_m V_2} \\ &= \frac{\omega_0 L_m - R_1 A_V}{R_2 + \omega_0 L_m A_V} \dots \dots \dots (19) \end{aligned}$$

と表せるため、伝送効率  $\eta$  は

$$\eta = A_V A_I = \frac{A_V (\omega_0 L_m - R_1 A_V)}{R_2 + \omega_0 L_m A_V} \dots \dots \dots (20)$$

で与えられ、 $A_V$  の関数となる。一方で、給電電力  $P$  は

$$\begin{aligned} P &= V_2 I_2 = \frac{V_2 (\omega_0 L_m V_1 - R_1 V_2)}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \\ &= \frac{V_2 (A_{V\max} V_1 - V_2)}{R_2 (1 + k^2 Q_1 Q_2)} \dots \dots \dots (21) \end{aligned}$$

$$= \frac{A_V (A_{V\max} - A_V)}{R_2 (1 + k^2 Q_1 Q_2)} V_1^2 \dots \dots \dots (22)$$

と求められ、これらの特性を Fig. 5 に示す。

### 4. システム電圧の設計法

本章では得られた関係式を用いてシステム電圧の設計法を示す。送電側電圧  $V_1$  および受電側電圧  $V_2$  はアプリケーションに応じて設計の可否が異なるため、Tab. 2 に示す 4 つのケースに分類するとともに負荷が必要とする電力要求に応じて、各条件に適した設計法を Fig. 6 示す。

#### 〈4・1〉 CASE A : $V_1$ 固定, $V_2$ 固定のとき

$V_1$  および  $V_2$  のいずれも固定されている場合、WPT システムの伝送効率  $\eta$  および給電電力  $P$  は回路パラメータによって一意に定まってしまう。しかし、受電側の電力変換回路を用いることで給電電力  $P$  の流入を遮断できるため、負荷電力  $P_L \leq P$  であれば受電側電力変換回路の変換比  $\alpha$  を

$$\alpha = \frac{P_L}{P} \dots \dots \dots (23)$$

と定義して制御すれば、安定した動作は実現可能である。

しかし、給電電力の目標値  $P_{ref}$  は任意に設計できないため、回路パラメータによって与えられる給電電力を  $P_{lim}$  として記述し、 $P_{lim} < P_L$  となる条件では動作不可能として各パラメータを再設計することになる。また、この条件では伝送効率  $\eta$  も同様に回路パラメータによって決定される。

#### 〈4・2〉 CASE B : $V_1$ 固定, $V_2$ 可変のとき

二次電池などを送電側のバス電圧として直接利用する場合には  $V_1$  が固定となるため、受電側となる  $V_2$  を適切に設計することで電力要求を満たし、かつ高効率な動作を可能にする。

まず、 $V_1$  が固定されたときの最大効率時の給電電力  $P_{\eta_{\max}}$  は (14) 式で与えられるため、 $P_L$  と  $P_{\eta_{\max}}$  を比較して電力設計を行う。 $P_L \leq P_{\eta_{\max}}$  であれば CASE A と同様に受電側電力変換回路の変換比  $\alpha$  を用いて電力を制御できるため、最大効率動作を実現する電圧比  $A_{V\eta_{\max}}$  から受電側電圧の設計目標値  $V_{2ref}$  は

$$V_{2ref} = A_{V\eta_{\max}} V_1 \dots \dots \dots (24)$$

として与える。一方で、 $P_{\eta_{\max}} \leq P_L$  となる場合には最大効率動作では電力不足となるため、 $\eta$  を犠牲にして  $P$  を増

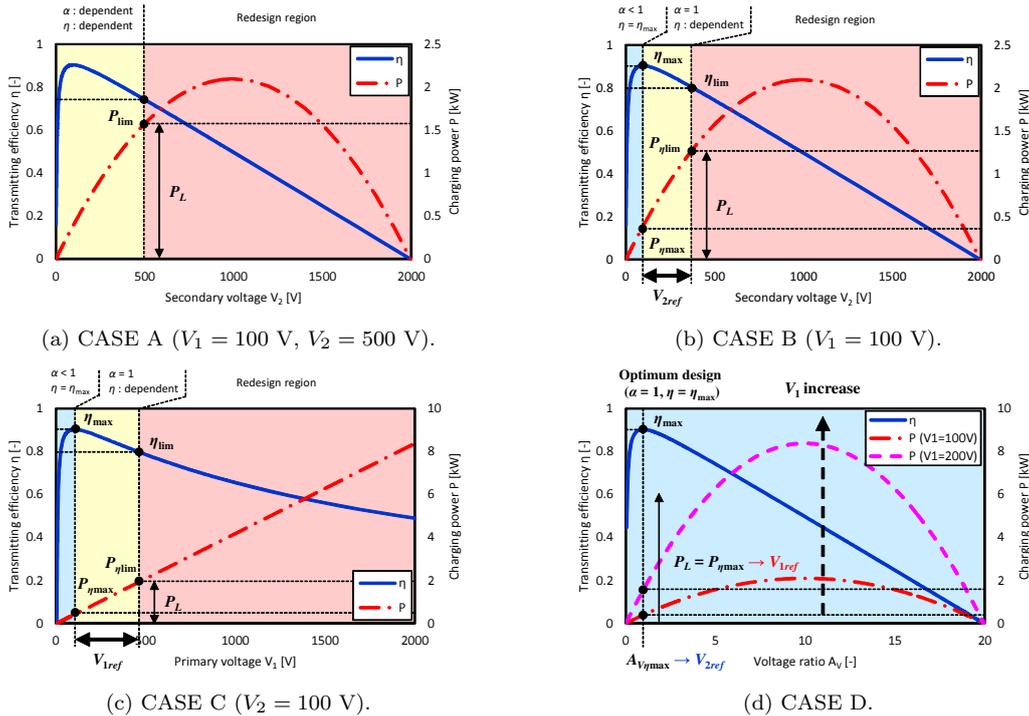


Fig. 6 Design strategy for each case considering efficiency and power characteristics.

Tab. 2 Case classification according to designed values and power requirement.

CASE	Designed values		Power requirement	Power design		Efficiency design	
	$V_1$	$V_2$		$\alpha$	$P_{ref}$	$A_V$	$\eta$
A	fixed	fixed	$P_L \leq P_{lim}$	dependent	$P_{lim}$ (fixed)	fixed	dependent
			$P_{lim} < P_L$	redesign ( $\because$ impossible to implement)			
B	fixed	variable	$P_L \leq P_{\eta max}$	dependent	$P_{\eta max}$ (fixed)	$A_V \eta_{max} (\rightarrow V_{2ref})$	$\eta_{max}$
			$P_{\eta max} < P_L \leq P_{\eta lim}$	1	$P_L (\rightarrow V_{2ref})$	dependent	dependent
			$P_{\eta lim} < P_L$	redesign ( $\because \eta < \eta_{lim}$ )			
C	variable	fixed	$P_L \leq P_{\eta max}$	dependent	$P_{\eta max}$ (fixed)	$A_V \eta_{max} (\rightarrow V_{1ref})$	$\eta_{max}$
			$P_{\eta max} < P_L \leq P_{\eta lim}$	1	$P_L (\rightarrow V_{1ref})$	dependent	dependent
			$P_{\eta lim} < P_L$	redesign ( $\because \eta < \eta_{lim}$ )			
D	variable	variable	$P_L = P_{\eta max}$ (overall range)	1	$P_{\eta max}$ ( $\rightarrow V_{1ref}$ )	$A_V \eta_{max}$ ( $\rightarrow V_{2ref}$ )	$\eta_{max}$

加させなければならない。(21) 式から、 $P_{ref} = P_L$  として

$$V_{2ref} = \frac{A_{Vmax} V_1}{2} - \sqrt{\left(\frac{A_{Vmax} V_1}{2}\right)^2 - (1 + k^2 Q_1 Q_2) R_2 P_L} \quad (25)$$

を計算すればよい。しかし、この電圧値における  $\eta$  が設計目標の下限値  $\eta_{lim}$  を下回る場合には再設計が必要となる。

〈4・3〉 CASE C :  $V_1$  可変,  $V_2$  固定のとき 最後段に接続される負荷の動作電圧が決まっています、付加的な電力変換回路が搭載できない場合には  $V_2$  が固定となる条件が考えられる。最大効率動作を実現する電圧比  $A_{V\eta max}$  は回路パラメータによって一意に与えられることから、(14) 式は  $V_2$  を用いて記述すると

$$P_{\eta max} = \frac{V_2^2}{R_1 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \frac{\eta_{max}}{A_{V\eta max}^2} \dots \dots \dots (26)$$

が得られる。 $P_L \leq P_{\eta max}$  であれば変換比  $\alpha$  を用いて電力制御を行い、送電側電圧の設計目標値  $V_{1ref}$  は

$$V_{1ref} = \frac{V_2}{A_{V\eta max}} \dots \dots \dots (27)$$

として最大効率動作を可能にすればよい。 $P_{\eta max} \leq P_L$  となる場合には CASE B と同様に  $\eta$  を犠牲にして  $P$  を増加させる。(21) 式から、 $P_{ref} = P_L$  として

$$V_{1ref} = \frac{1}{A_{Vmax}} \left\{ V_2 + \frac{(1 + k^2 Q_1 Q_2) R_2 P_L}{V_2} \right\} \dots (28)$$

が得られ、 $\eta \geq \eta_{lim}$  であれば設計目標を達成でき、 $\eta < \eta_{lim}$  となるときは各パラメータを再設計する。

〈4・4〉 CASE D :  $V_1$  可変,  $V_2$  可変のとき  $V_1, V_2$  がいずれも可変であるときは常に電力要求を満たしながら最大効率動作を実現できる。これまでの CASE では変換比  $\alpha$  を利用して電力制御を行ったが、この CASE では常に  $\alpha = 1, P_{ref} = P_{\eta max}$  とすることで受電側電力変換回路における損失も小さくできる。

まず、 $P_{\eta max} = P_L$  となるように送電側電圧の設計目標値  $V_{1ref}$  は (14) 式を用いて

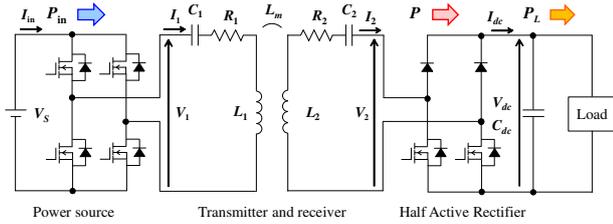


Fig. 7 Circuit diagram of the wireless power transfer system using Half Active Rectifier.

Tab. 3 Experimental condition.

CASE	Designed values		Power requirement $P_L = \alpha P_{ref}$ $< P_{lim} (= 11.8 \text{ W})$	Efficiency $\eta$  ( $\eta_{lim}$ )
	$V_1$	$V_2$		
A	24 V	12 V	0 - 40 W	> 0.8 ( $\eta_{lim}$ )
B	24 V	variable		
C	variable	12 V		
D	variable	variable		

$$V_{1ref}^2 = \frac{P_{\eta_{max}} R_1 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}}{\eta_{max}} \dots \dots \dots (29)$$

と求められる。ここで、最大効率動作を実現するためには最適電圧比  $A_{V\eta_{max}}$  が (14) 式を満たせばよいため、回路パラメータに基づいて  $V_{2ref}$  を設計する。

## 5. 実験

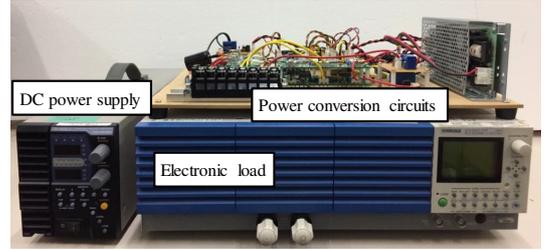
**〈5・1〉 実験条件** 提案手法の有効性を実験によって検証する。Fig. 7 に示す回路を構築し、Fig. 3 および Fig. 8 の実験装置を用いて電力伝送実験を行った。各 CASE の実験条件は Tab. 3 に示す通りであり、送電側インバータは矩形波電圧駆動、受電側コンバータは整流動作とした。各スイッチング素子の順方向電圧を無視すれば各直流電圧はフーリエ級数展開より求められ、CASE A, B では  $V_S = 26.7V$ 、CASE A, C では  $V_{dc} = 13.3V$  とした。これ以外の条件では 4 章で示した設計法に基づいて計算された電圧を利用した。

本実験では送電側は直流電源、受電側は電子負荷を用いて各電圧を設定し、伝送効率  $\eta$  および給電電力  $P$  はパワーアナライザを用いて測定した。また、受電側電力変換回路の変換比  $\alpha$  は本実験では利用せず、電力要求  $P_L$  と給電電力  $P$  の比率から算出して検討した。

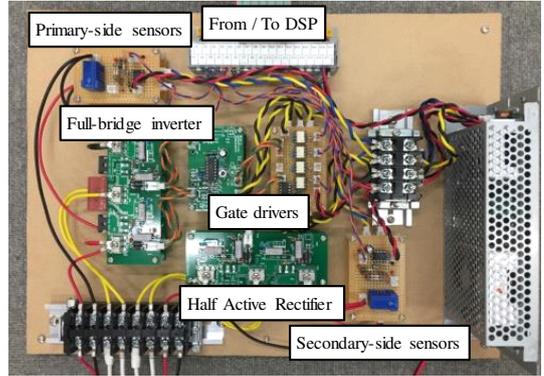
**〈5・2〉 実験結果** 実験結果を Fig. 9 から Fig. 12 に示す。設計目標を達成できない条件については測定を実施せず、再設計が必要であることを示している。また、それぞれの結果に対する考察は各小節において述べる。

**〈5・2・1〉 CASE A** 本 CASE では給電電力  $P$  は一意に定まってしまうため、動作できる条件は  $P_L \leq P_{lim}$  であり、変換比  $\alpha$  を用いた制御が必須となっている。また、 $\eta$  を最大化できないため、回路パラメータによっては  $\eta \leq \eta_{lim}$  となる可能性があり、条件によっては設計目標を達成できず、再設計が必要になることもあるといえる。

**〈5・2・2〉 CASE B** 今回の条件では適切に  $V_{2ref}$  を設計することですべての電力要求を満たす動作が可能であるが、Fig. 10(c) に示す変換比  $\alpha$  は 1 以上となる条件が存在し、電力不足が生じていることを示している。本実験では  $P_{\eta_{max}} \leq P_L$  の条件では  $\alpha = 1$  としたが、実際のアプリ



(a) Overview.



(b) Power conversion circuits.

Fig. 8 Experimental equipment.

ケーションでは負荷電力  $P_L$  に対して多少の余力を持たせて給電電力の目標値  $P_{ref}$  を設計すべきであり、 $\alpha = 0.9$  とするなどの工夫が必要といえる。

**〈5・2・3〉 CASE C** この CASE では最大効率動作、電力優先動作、動作不可（再設計）の 3 つの範囲が存在している。 $P_L \leq P_{\eta_{max}}$  の領域では  $A_{V\eta_{max}}$  を達成するように設計して  $\eta_{max}$  を実現しているが、 $P_{\eta_{max}} \leq P_L$  の領域では  $P_L$  に応じて  $\eta$  が決定されており、 $P_{\eta_{lim}} < P_L$  となる時に  $\eta < \eta_{lim}$  として設計目標が達成できなくなり、再設計が必要となっている。

**〈5・2・4〉 CASE D**  $V_1, V_2$  の両方が設計可能であるため、最大効率動作を実現する  $A_{V\eta_{max}}$  を常に達成できており、全範囲において  $\eta_{max}$  を実現している。また、 $P_L$  に応じて  $V_{1ref}$  を設計しているため、電力不足になることなく電力を供給できている。他の CASE と比較すると、電圧比  $A_V$  が常に最適化されているために電力バランスがよく、理論値と実測値との誤差も少なく良好な結果が得られた。

## 6. まとめ

本研究では磁界共振結合 WPT の最大効率動作における最適電圧比に基づくシステム電圧の最適設計法および設計パラメータと電力要求の制約を考慮した設計法を提案した。

送受電側のどちらも設計できない場合には伝送効率および給電電力は回路パラメータによって一意に定まってしまうが、送電側あるいは受電側のいずれか一方が設計できる場合には電力要求の大きさに応じて、最大効率動作あるいは電力優先動作を想定して設計できることを示した。また、送受電側のどちらも設計できる場合には送電側電圧を電力要求に応じて設計し、受電側電圧を最大効率動作となるように設計することで最適設計を実現できることを示した。

今後の課題として、変動する負荷を考慮した設計法や実際のアプリケーションへの応用が挙げられる。

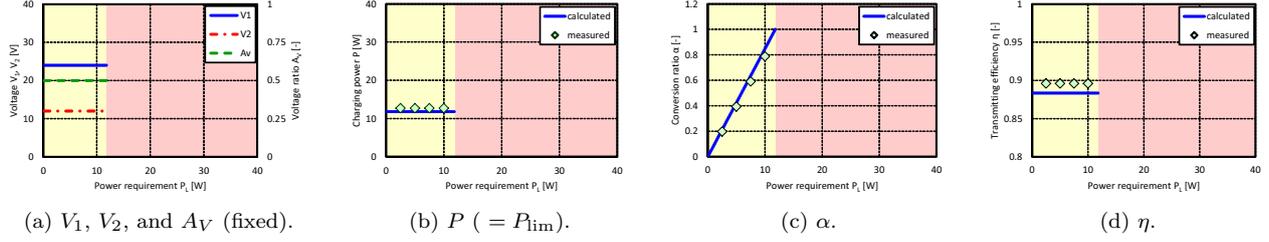


Fig. 9 Experimental results at CASE A.

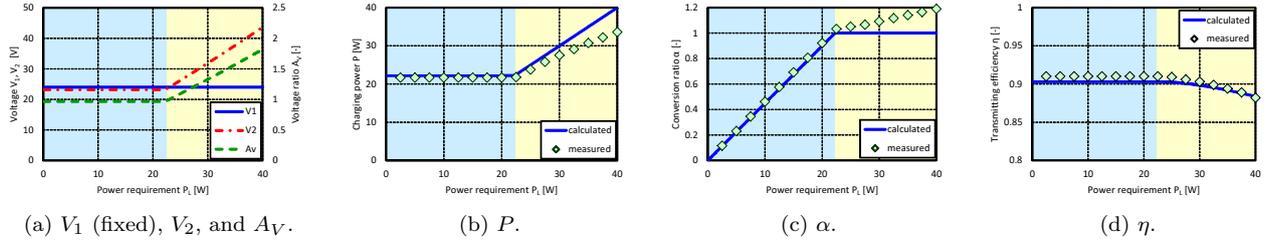


Fig. 10 Experimental results at CASE B.

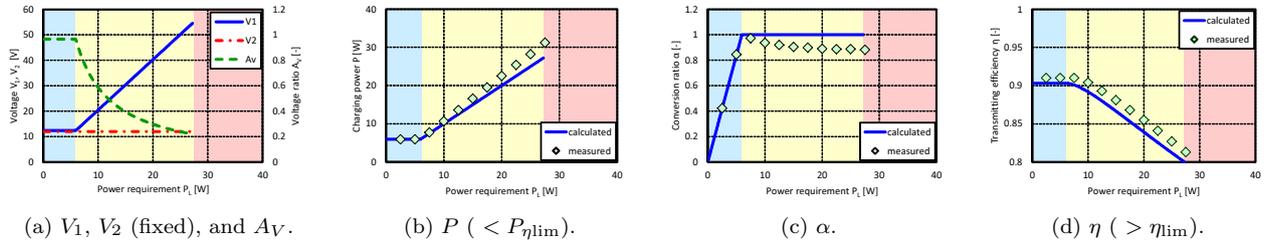


Fig. 11 Experimental results at CASE C.

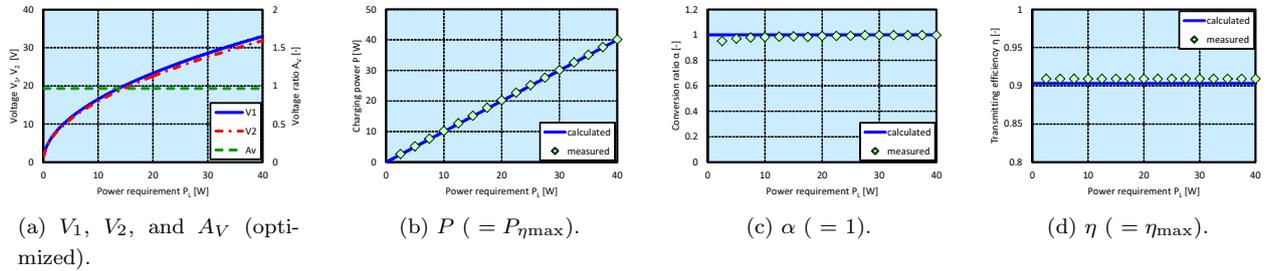


Fig. 12 Experimental results at CASE D.

## 謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費 15H02232, 16J06942, 17H04915 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. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 4–17, Mar. 2015.
- (3) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance," *Science Express*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Jun. 2007.
- (4) T. Imura and Y. Hori, "Maximizing air gap and efficiency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and Neumann formula," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4746–4752, Oct. 2011.

ciency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and Neumann formula," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4746–4752, Oct. 2011.

- (5) 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. INTELEC*, 2012, pp. 1–5.
- (6) 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. EVS27*, 2013, pp. 1–5.
- (7) K. Takuzaki and N. Hoshi, "Consideration of operating condition of secondary-side converter of inductive power transfer system for obtaining high resonant circuit efficiency," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 132, no. 10, pp. 966–975, 2012. (in Japanese)