

ワイヤレス電力伝送における制御目的に応じた電力変換回路構成に関する検討

郡司 大輔* (東京大学, 日本精工), 居村 岳広, 藤本 博志 (東京大学)

Study of Power Conversion Circuit Structure Appropriate for Control Purpose
on Wireless Power Transfer

Daisuke Gunji* (The University of Tokyo, NSK Ltd.)

Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Abstract

Wireless Power Transfer (WPT) has recently received broad attention. Typical application of WPT is stationary and dynamic wireless charging for electric vehicles. Some circuit structures and control method of these circuits have been proposed in previous researches, for example, charging power control using a secondary DC-DC converter, and maximum efficiency control also using a secondary DC-DC converter with primary voltage control. In this research, we propose generalized power conversion circuit structure on Series-Series type WPT circuit. Transmitting power and power transfer efficiency are analyzed using equivalent AC resistance model. Relationship between control demand and required power conversion circuit structure are shown on some typical cases.

キーワード：ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, 電力変換回路, 定電圧負荷, 定電力負荷
(wireless power transfer, magnetic resonance coupling, power conversion circuit, constant voltage load, constant power load)

1. はじめに

近年, ワイヤレス電力伝送に関する研究が盛んであり, 特に電気自動車への応用においては駐車時のバッテリー充電⁽¹⁾⁽²⁾や走行中給電⁽³⁾⁽⁴⁾など多くの先行研究が報告されている。また, 著者らはインホイールモータをワイヤレス化することで信頼性や安全性を向上させるワイヤレスインホイールモータ(W-IWM)を提案している⁽¹⁰⁾。

ワイヤレス電力伝送の産業応用においては制御目的やシステム要求に応じた電力変換回路を構成する必要があり多数の先行研究が報告されている。Madawalaらは一次側・二次側双方にフルブリッジ回路を設けた双方向電力伝送システムとその制御手法を提案している⁽⁵⁾。また, 伝送効率の改善を目的として二次側にDC-DCコンバータを設けて等価的な負荷抵抗を最適化する先行研究が多数報告されている^{(6)~(8)}。バッテリーやキャパシタへのワイヤレス充電のアプリケーションにおいては充電電力を制御する必要があり, 二次側DC-DCコンバータで電力制御する手法が提案されている⁽⁹⁾。W-IWMにおいては双方向電力伝送のため二次側整流回路をフルブリッジコンバータで構成し, かつ定電力負荷の負荷電圧を目標値に制御する手法を提案している⁽¹⁰⁾。これらの先行研究では各々の応用例に適した回路構成が用いられているが, 電力伝送での制御目的とそれに応じた適切な電力変換回路の構成について一般化して考察した先行研究は見受けられない。

本稿では一次側・二次側ともに送受電コイルと共振コンデンサが直列接続であるSS方式の磁界共振結合⁽¹¹⁾によるワイヤレス電力伝送の電力変換回路構成を一般化する。定電圧負荷・定電力負荷で想定されるいくつかの動作条件において所望の制御を実現するために必要な電力変換回路の変換比を求める関係式を導出し, 変換回路の構成について考察する。実験によりこれらの検討結果を検証する。

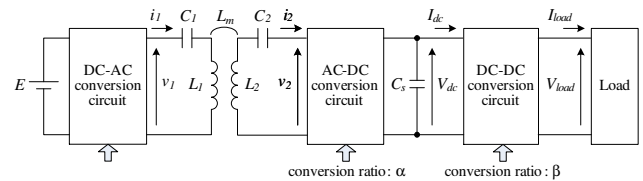


Fig. 1 Generalized SS type WPT circuit.

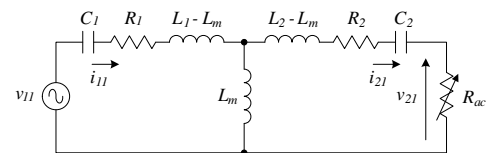


Fig. 2 AC circuit model.

2. 交流回路モデルによる解析

〈2・1〉一般化回路構成 Fig. 1に一般化したSS方式のワイヤレス電力伝送回路を示す。一次側は直流電源とDC-AC変換回路により構成されており, 送受電共振器のLC回路の共振周波数と一致した高周波に変換するとともに, 出力電圧 v_1 の基本波実効値 V_{11} を操作する。

高周波に変換された電力は磁界共振結合により二次側に伝送される。多くのアプリケーションでは負荷への電力供給を直流で取り扱うので, 二次側ではまず制御可能なAC-DC変換回路により受電電力を直流に変換する。さらにDC-DC変換回路で電圧を調整して負荷に電力が供給される。AC-DC変換がダイオードブリッジである場合や, DC-DCコンバータがない構成もFig. 1の構成の特殊例として取り扱える。

〈2・2〉交流回路モデル 伝送電力と伝送効率を解析するため, 電力変換回路を含む実際の回路を等価的に表すモデルとしてFig. 2に示す交流回路モデルを導入する。交流回路モデルを用いる事で文献(12)等の解析結果を電力変換回路を含む

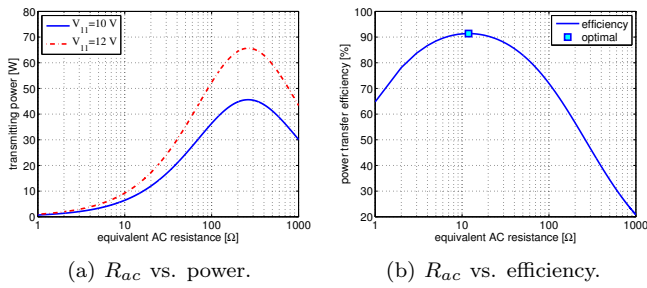


Fig. 3 Power transfer characteristics

回路にも適用できる。交流回路モデルでは送受電共振器の LC 回路を T 型等価回路で表す⁽¹³⁾ とともに、等価交流抵抗 R_{ac} を導入する。 R_{ac} は二次側電力変換回路の動作に伴って変化する等価的な可変抵抗である。

$$R_{ac} = \frac{V_{21}}{I_{21}} \dots \dots \dots (1)$$

ここで V_{21} は AC-DC 変換回路入力電圧 v_2 の基本波成分 v_{21} の実効値、 I_{21} は AC-DC 変換回路入力電流 i_2 の基本波成分 i_{21} の実効値である。以降では理想的な状態として $i_{21} = i_2$ であると仮定する。また、一次側電圧源 v_{11} は一次側 DC-AC 変換回路の出力電圧 v_1 の基本波成分の正弦波電圧源である。

(2・2・1) 伝送電力 交流回路モデルの回路方程式より共振状態での R_{ac} における電力 P_R は次式で求められる。

$$P_R = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{ac}}{\{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_{11}^2 \dots \dots \dots (2)$$

ここで ω_0 は共振周波数、 L_m は送受電コイル間の相互インダクタンス、 R_1 、 R_2 はそれぞれ送受電コイルの内部抵抗、 C_1 、 C_2 はそれぞれ一次側、二次側共振コンデンサ容量である。(2) 式より伝送電力は一次側電圧 V_{11} と R_{ac} により操作できることが分かる。 P_R は二次側 AC-DC 変換回路の入力電力であり、二次側変換回路での損失を無視すれば負荷電力と等しい。

(2・2・2) 伝送効率 同様に交流回路モデルの回路方程式より伝送効率 η は次式で求められる。

$$\eta = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{ac}}{(R_2 + R_{ac}) \{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2\}} \dots \dots \dots (3)$$

(3) 式より伝送効率は V_{11} と無関係に R_{ac} のみで定まることが分かる。また、(3) 式より伝送効率を最適化する唯一の等価交流抵抗値 $R_{\eta opt}$ を求めることができる。

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

Fig. 3(a) に後述の実験装置のパラメータにおける R_{ac} に対する伝送電力、Fig. 3(b) に R_{ac} に対する伝送効率を示す。

(2・3) 制御自由度 (2)、(3) 式より二次側変換回路の損失を無視した場合、伝送電力と伝送効率の制御における操作量は V_{11} と R_{ac} の 2 変数のみである。 V_{11} の操作には一次側の電力変換回路を、 R_{ac} の操作には二次側の電力変換回路を用いるため、両者を制御するためには一次側、二次側にそれぞれ 1 つ以上の制御可能な電力変換回路を設ける必要がある。

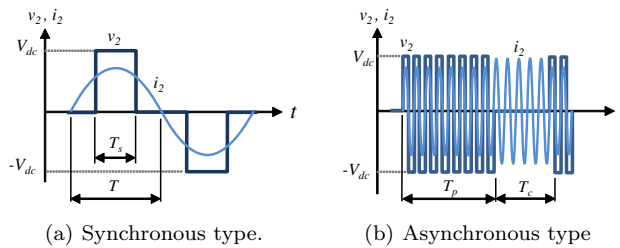


Fig. 4 Operation of AC-DC conversion circuit

3. 電力変換回路の変換比

(3・1) 一次側 DC-AC 変換回路 一次側 DC-AC 変換回路としてはインバータのパルス幅により V_{11} を操作する PWM 方式と、昇降圧チョップと固定パルス幅のインバータで V_{11} を操作する PAM 方式が考えられる。後者は 2 つの変換回路を用いるが操作量は V_{11} のみなので単一の変換回路とみなせる。

(3・2) 二次側電力変換回路

(3・2・1) 変換比と R_{ac} Fig. 1 に示す回路構成において各電力変換回路での損失を無視し、AC-DC 変換回路の入力において基本波力率 1 が満たされていると仮定すると以下の関係式が成り立つ。

$$I_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \alpha I_{21} \dots \dots \dots (5)$$

$$V_{dc} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{\alpha} V_{21} \dots \dots \dots (6)$$

$$V_{load} = \beta V_{dc} \dots \dots \dots (7)$$

$$I_{load} = \frac{1}{\beta} I_{dc} \dots \dots \dots (8)$$

ここで α は AC-DC 変換回路の変換比、 β は DC-DC 変換回路の変換比であり、これらを整理すると次式が得られる。

$$R_{ac} = \frac{8 \alpha^2 V_L}{\pi^2 \beta^2 I_L} \dots \dots \dots (9)$$

ここで V_L 、 I_L はそれぞれ負荷電圧、電流であり V_L/I_L は負荷のみかけ抵抗値である。(9) 式は負荷のみかけ抵抗値に対して電力変換回路の変換比 α 、 β により等価交流抵抗 R_{ac} を操作可能であることを示している。

(3・2・2) AC-DC 変換回路 AC-DC 変換回路の動作としては二次側電流 i_2 と同期してスイッチングする同期方式と、 i_2 の周波数よりも十分遅い周期でスイッチングする非同期方式が考えられる。各方式の動作波形の一例を Fig. 4 に示す。同期方式ではコンバータ入力電圧 v_2 を瞬時的に操作して R_{ac} を操作しており、変換比 α は同期方式を想定している。 α の定義より $0 \leq \alpha \leq 1$ である。 $\alpha = 1$ は全波整流動作であり、ダイオードブリッジ回路も $\alpha = 1$ とすればよい。なお、非同期方式では R_{ac} の平均値的な操作を α で表すことができるが、時間方向に自由度を有することが同期方式と異なる。

(3・2・3) DC-DC 変換回路 ここでは負荷側を出力として考える。変換回路での損失を無視し、入力から出力への電圧比を変換比 β と定義すると、降圧動作は $\beta_{min} \leq \beta \leq 1$ であり、昇圧動作は $1 \leq \beta \leq \beta_{max}$ である。ここで β_{min} 、 β_{max} は実際の回路における制約である。

Table 1 Combination of power conversion circuits.

TYPE	AC-DC	DC-DC	α/β
A	Converter	Buck	$0 \leq \alpha/\beta < 1/\beta_{min}$
B		Boost	$0 \leq \alpha/\beta \leq 1$
C		Buck-boost	$0 \leq \alpha/\beta < 1/\beta_{min}$
D	Rectifier	Buck	$1 \leq \alpha/\beta < 1/\beta_{min}$
E		Boost	$1/\beta_{max} \leq \alpha/\beta \leq 1$
F		Buck-boost	$1/\beta_{max} \leq \alpha/\beta < 1/\beta_{min}$

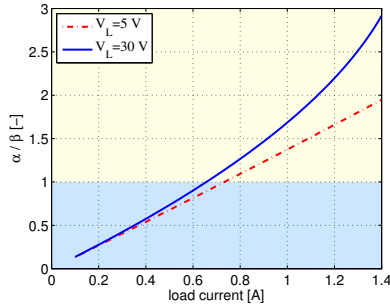


Fig. 5 I_L^* vs. α/β on load current control

(9) 式より降圧動作では R_{ac} が増加し, 昇圧動作では R_{ac} が低下する. したがって昇降圧チョッパを用いることで R_{ac} を最も広く操作することができる. また, DC-DC 変換回路なしの場合は $\beta = 1$ として考えればよい.

〈3・2・4〉 変換比の操作範囲 等価交流抵抗 R_{ac} の操作では AC-DC, DC-DC 両変換回路を合わせた全体の変換比 α/β が操作すべき値となる. Table 1 に両変換回路の組み合わせと取りうる α/β の範囲を示す. 例えば双方向伝送が必要で変換比の操作範囲を広く取りたい場合は TYPE A の構成が適している. 実際のアプリケーションにおいてはシステムの要求性能に応じて適切な二次側変換回路の構成を選択する必要がある. 特に双方向電力伝送の要否や負荷の特性 (定電圧, 定電力) を考慮する必要がある.

4. 定電圧負荷における制御と回路構成

ワイヤレス電力伝送の応用例として EV のバッテリー充電が挙げられる. 本章ではこのような定電圧負荷において所望の制御に応じて必要となる変換比の関係を導出する.

〈4・1〉 CASE A: 一次側電圧固定時の負荷電流制御 まず, 送電側の設備簡略化のため一次側電圧 V_{11} が固定である場合について考える. このとき操作量は R_{ac} のみなので, 伝送電力と効率の一方しか任意に制御することができず, もう一方は従属的に定まる. (2), (9) 式より所望の負荷電流 I_L^* を実現するための二次側変換比 α/β は次式で求められる.

$$\frac{\alpha}{\beta} = \pi \frac{A \pm \sqrt{A^2 - 4R_1V_LI_L^* \{R_1R_2 + (\omega_0L_m)^2\}}}{4\sqrt{2}R_1V_L} \quad (10)$$

$$A = \omega_0L_mV_{11}$$

Fig. 3(a) に示されるように任意の伝送電力を満たす R_{ac} は 2 つ存在するので伝送効率の高い方を選択すればよい. Fig. 5 に $V_{11} = 10 \text{ V}$ における負荷電流 I_L^* に対して必要な α/β を示す. 以降, パラメータは後述の実験装置の値を用いている. I_L^* に応じて必要となる α/β が 1 をまたいで変化しており, これをカバーできるような電力変換回路構成とする必要がある.

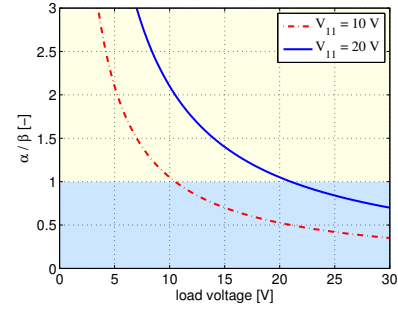
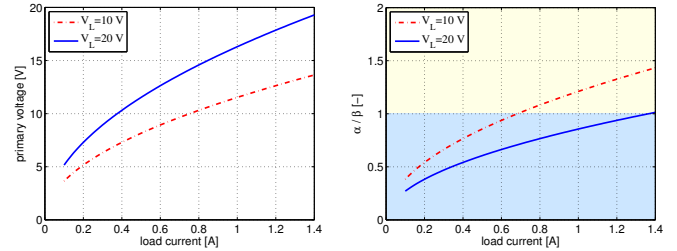


Fig. 6 V_L vs. α/β on max efficiency control



(a) I_L^* vs. V_{11} .

(b) I_L^* vs. α/β .

Fig. 7 Operating point of load current and max efficiency control on constant voltage load

〈4・2〉 CASE B: 一次側電圧固定時の最大伝送効率制御 最大伝送効率を得るためには等価交流抵抗を $R_{\eta opt}$ とすればよい. これを実現するための変換比 α/β は次式で求められる.

$$\frac{\alpha}{\beta} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_0L_mR_{\eta opt}}{R_1R_2 + R_1R_{\eta opt} + (\omega_0L_m)^2} \frac{V_{11}}{V_L} \dots \dots (11)$$

Fig. 6 に V_L に対して必要な α/β を示す. V_L が小さいほど負荷のみかけ抵抗が小さいため必要な α/β は大きくなる.

〈4・3〉 CASE C: 負荷電流・最大効率両立制御 V_{11} と R_{ac} の双方を操作可能である場合, 所望の負荷電流 I_L^* を満たしつつ最大伝送効率を得る唯一の動作点が存在する. これを実現する α/β は次式で求められる.

$$\frac{\alpha}{\beta} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{R_{\eta opt}}{V_L}} I_L \dots \dots (12)$$

また, 一次側電圧 V_{11} は次式で求められる.

$$V_{11} = \frac{R_1R_2 + R_1R_{\eta opt} + (\omega_0L_m)^2}{\omega_0L_m} \sqrt{\frac{V_L}{R_{\eta opt}}} I_L \dots \dots (13)$$

Fig. 7(a) に I_L^* に対する V_{11} , Fig. 7(b) に I_L^* に対する α/β を示す. 負荷電圧 V_L が大きいほど大きな V_{11} を要することが分かる. 一方, V_L が大きいほど必要な α/β は小さくなる. これは同じ I_L^* に対して V_L が大きい方が負荷のみかけ抵抗値が大きいためである.

定電圧負荷における制御目的に応じた一次側電圧 V_{11} , 二次側変換比 α/β を Table 2 にまとめる.

5. 定電力負荷における回路構成と制御

W-IWM のような定電力負荷へのワイヤレス電力伝送では負荷電圧が不安定であることが解析的に示されており⁽¹⁴⁾, 負荷電圧を目標値に保つフィードバック制御が必須である. 通信

Table 2 V_{11} and α/β values appropriate for control purpose on constant voltage load

CASE	I_L	Efficiency	V_{11}	α/β
A	I_L^*	dependent	fixed	$\frac{\omega_0 L_m V_{11} \pm \sqrt{(\omega_0 L_m V_{11})^2 - 4R_1 V_L I_L^* \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}}{4\sqrt{2}R_1 V_L}$
B	dependent	maximized	fixed	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_0 L_m R_{\eta opt}}{R_1 R_2 + R_1 R_{\eta opt} + (\omega_0 L_m)^2} \frac{V_{11}}{V_L}$
C	I_L^*	maximized	$\frac{R_1 R_2 + R_1 R_{\eta opt} + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m} \sqrt{\frac{V_L}{R_{\eta opt}}} I_L^*$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{R_{\eta opt}}{V_L}} I_L^*$

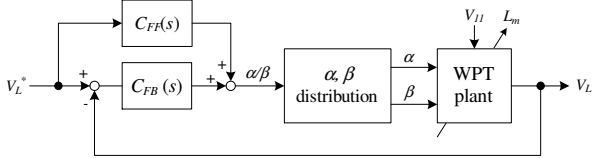


Fig. 8 Load voltage control on constant power load.

の遅延や途絶のリスクがあるためフィードバック制御は二次側のみで行うことが望ましい。文献(10)では二次側 AC-DC 変換回路の出力電流を操作量とする手法が提案されている。本稿では等価交流抵抗 R_{ac} を操作量とする観点から定電力負荷の制御と回路構成について考察する。

〈5・1〉 負荷電圧安定化制御 二次側変換回路での損失を無視すると、等価交流抵抗における電力 P_R と負荷電力 P_L が一致していれば DC リンク電圧 V_{dc} は変化せず負荷電圧 V_L も変化しない。したがって操作量 P_R と P_L が一致するよう α/β を操作すればよい。

負荷電圧安定化制御のブロック線図を Fig. 8 に示す。フィードバック制御器 $C_{FB}(s)$ の具体的な設計については電力変換回路の構成により異なる。 α と β がともに操作可能である場合、その配分には自由度が存在する。本稿では伝送効率のみに着目しているが α と β の配分においては電力変換回路の効率を考慮する必要がある。

〈5・2〉 負荷電圧制御における動作点の設定 ここでは、負荷電圧安定化制御により負荷電圧 V_L が目標値 V_L^* に制御されている場合における一次側電圧 V_{11} と二次側変換比 α/β の静的な動作点の設定について述べる。

〈5・2・1〉 CASE A: 一次側電圧固定の場合 負荷電圧の目標値を V_L^* とすると P_R と P_L を一致させるための変換比 α/β は (10) 式と同様に求められる。

$$\frac{\alpha}{\beta} = \pi \frac{A \pm \sqrt{A^2 - 4R_1 P_L \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}}{4\sqrt{2}R_1 V_L^*} \dots (14)$$

$$A = \omega_0 L_m V_{11}$$

負荷電圧安定化制御のフィードフォワード制御器には (14) 式を用いる事ができる。

Fig. 9 に負荷電力 P_L に対する α/β を示す。 V_{11} が大きいほど同じ負荷電力に対して必要な α/β が小さくなる。また、負荷電圧目標値 V_L^* によっても α/β が変わる。これは V_L^* により負荷のみかけ抵抗値が変わるためである。

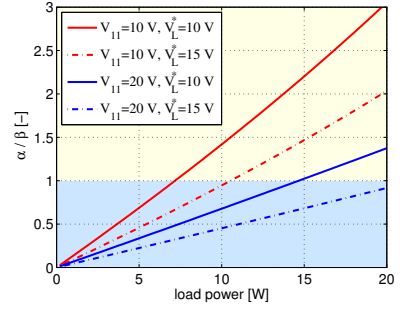


Fig. 9 Load power vs. α/β .

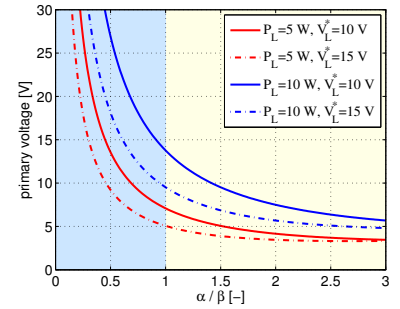


Fig. 10 Conversion ratio vs. primary voltage

〈5・2・2〉 CASE B: 二次側変換比を任意に設定したい場合 一次側電圧 V_{11} が操作可能である場合、負荷電力 P_L に応じて V_{11} をフィードフォワード制御する手法が提案されている⁽¹⁰⁾。負荷電力が時間変化しており負荷電力情報を無線で通信した場合、一次側の制御で想定している負荷電力と実際の負荷電力の間に誤差が生じる。この誤差を二次側のフィードバック制御で補償するためには R_{ac} が操作可能な範囲内であればならない。そのためには所望の α/β が得られるような V_{11} を求めればよい。

$$V_{11} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 P_L + \frac{8}{\pi^2} R_1 V_L^{*2} \frac{\alpha^2}{\beta^2} + P_L (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_L^* \frac{\alpha}{\beta}} \quad (15)$$

Fig. 10 に所望の α/β に対する V_{11} を示す。 α/β が小さいほど大きな V_{11} を要することが分かる。

〈5・2・3〉 CASE C: 負荷電力・最大効率両立制御 定電圧負荷の場合と同様に、 V_{11} と R_{ac} の両者をともに操作することで負荷電力を満たしつつ最大効率を得る唯一の動作点が得られる。 V_{11} と R_{ac} はそれぞれ次式により求められる。

$$V_{11} = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_{\eta opt} + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m} \sqrt{\frac{P_L}{R_{\eta opt}}} \dots \dots (16)$$

Table 3 V_{11} and α/β values appropriate for control purpose on constant power load

CASE	Efficiency	V_{11}	α/β
A	dependent	fixed	$\frac{\omega_0 L_m V_{11} \pm \sqrt{(\omega_0 L_m V_{11})^2 - 4R_1 P_L \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}}{4\sqrt{2}R_1 V_L^*}$
B	dependent	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 P_L + \frac{8}{\pi^2} R_1 V_L^{*2} \frac{\alpha^2}{\beta^2} + P_L (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_L^* \frac{\alpha}{\beta}}$	controlled
C	maximized	$\frac{R_1 R_2 + R_1 R_{\eta opt} + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m} \sqrt{\frac{P_L}{R_{\eta opt}}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{R_{\eta opt}}{V_L^{*2}} P_L}$

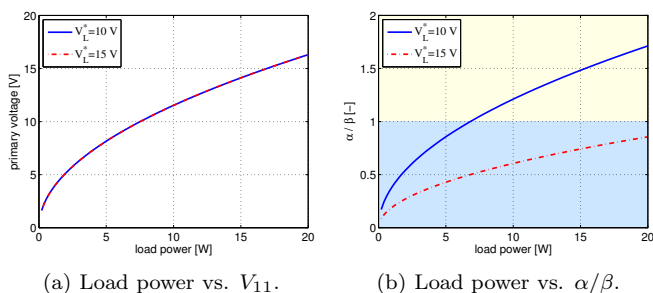


Fig. 11 Operating point of load power and max efficiency control on constant power load

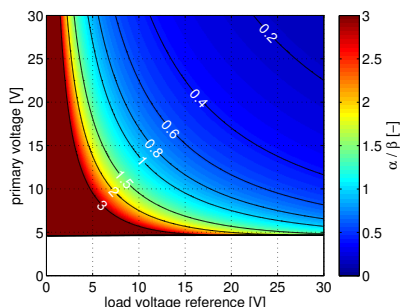


Fig. 12 α/β contour chart on 10W power transfer.

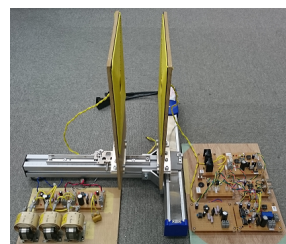
$$\frac{\alpha}{\beta} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{R_{\eta opt}}{V_L^{*2}} P_L} \dots \dots \dots (17)$$

Fig. 11(a) に負荷電力に対する V_{11} , Fig. 11(b) に負荷電力に対する α/β を示す. Fig. 11(a) より V_{11} は負荷電圧目標値 V_L^* に無関係であることが分かる. これは (16) 式に V_L^* が含まれていないことから明らかであり, V_L^* によらず等価交流抵抗 R_{ac} が一定となるよう二次側電力変換回路の変換比が操作されていることを意味する. 一方, V_L^* を変えることで負荷のみかけ抵抗値は変化するため, α/β は V_L^* に依存する. 変換比の範囲に制約がある場合, V_L^* を適切に設定することで両立制御を実現可能な最大電力を大きくすることができる.

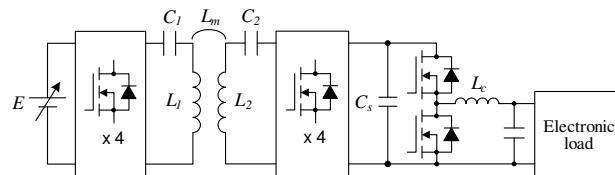
定電力負荷における制御目的に応じた一次側電圧 V_{11} , 変換比 α/β を Table 3 にまとめる.

〈5・3〉 二次側変換比が制限されている場合の動作点設定
W-IWM では二次側回路をホイール内部の限られた空間に配置する必要があるため DC-DC 変換回路を設けていない. このように二次側の変換比が制限されている場合, 負荷電力と最大効率点を両立する動作点を選択できない可能性が生じる.

Fig. 12 に負荷電力 10 W において V_{11} と V_L^* に対する変換



(a) Experimental equipment.



(b) Circuit.
Fig. 13 Experimental equipment.

比 α/β を示す. 例として W-IWM のように AC-DC 変換回路のみの場合 $0 \leq \alpha/\beta \leq 1$ であり, $\alpha/\beta = 1$ の等高線より左側の動作点を選択することはできない.

定電圧負荷の場合, 要求の変換比を実現できなかったとしても所望の負荷電流, 伝送効率を満たさないだけであり負荷の挙動は安定である. 一方, 定電力負荷は不安定なシステムであるため要求の変換比を実現できないと負荷電圧安定化制御が実現されず負荷電圧が発散する. したがって想定される負荷変動と補償動作に必要なマージンを持たせて動作点を設定する必要がある.

6. 実験

〈6・1〉 実験装置 Fig. 13(a) に示す装置により実験を行った. 回路構成を Fig. 13(b) に, 送受電コイルの特性値を Table 4 に示す. 平滑コンデンサ容量 C_s は 1000 μ F, DC-DC 変換回路のリアクトル L_c は 1.10 mH とした. 一次側電圧 V_{11} は直流安定化電源 (高砂製作所 ZL-400LA) により操作する. 二次側 AC-DC 変換回路はキャリア周波数 500 Hz の非同期方式, DC-DC 変換回路のキャリア周波数は 5 kHz とした. 負荷には電子負荷装置 (菊水電子工業 PLZ1004W) を用いた. 実験では $\alpha/\beta \leq 1$ の場合 $\beta = 1$, $\alpha/\beta > 1$ の場合 $\alpha = 1$ とした.

〈6・2〉 定電圧負荷における一次側固定時の負荷電流制御電力変換回路による等価交流抵抗の操作について検証するため, 定電圧負荷の CASE A の条件において実験を行った. 一次側電圧実効値 V_{11} が 10 V となるよう直流電源電圧 E を定めた. 負荷電圧 V_L は 10 V に設定し, 負荷電流は電子負荷

Table 4 Specifications of coils.

	Primary	Secondary
Coil resistance $R_{1,2}$	0.547 Ω	0.535 Ω
Coil inductance $L_{1,2}$	166 μH	167 μH
Capacitance $C_{1,2}$	19.9 nF	19.9 nF
Coil size	200 x 200 mm	
Coil gap	100 mm	
Mutual inductance L_m	21.8 μH	
Coupling coefficient k	0.132	
Resonance frequency	87.6 kHz	

装置の表示値を読み取った。一次側電力は E と電流表示値より求めた。したがって実験結果は一次側・二次側の電力変換回路の損失を含んだ値となっている。実験では変換比 α/β を 0.1 から 2.0 まで 0.1 刻みで設定して測定を行なった。

Fig. 14, Fig. 15 に実験結果を示す。Fig. 14 は負荷電流 I_L に対する変換比 α/β である。DC-DC 変換回路が降圧動作を行なう $\alpha/\beta > 1$ のとき若干の誤差がみられるものの、計算値と実験結果でよい一致が見られている。Fig. 15(a)(b) はそれぞれ実験結果から求めた等価交流抵抗 R_{ac} に対する負荷電力と伝送効率である。負荷電力に関しては計算値と実験結果でよい一致が見られる。効率に関しては変換回路の損失のため絶対値は異なるものの、 R_{ac} に対する変化の傾向と最大効率となる R_{ac} はほぼ一致している。以上の実験結果より、等価交流抵抗 R_{ac} と二次側変換回路の変換比 α/β の関係についての検討が妥当であることが示された。

7. 結 言

本稿では SS 方式のワイヤレス電力伝送回路の電力変換回路構成を一般化し、所望の制御と操作量である一次側電圧と等価交流抵抗との関係について述べた。定電圧負荷、定電力負荷のアプリケーションにおいて制御に応じた一次側電圧と二次側変換比の理論式を導出して実験により検証した。今後の課題としては定電力負荷での実験検証が挙げられる。

参考文献

- (1) Y. Nagatsuka, N. Ehara, Y. Kaneko, S. Abe, and T. Yasuda: "Compact contactless power transfer system for electric vehicles", Proc. IPEC 2010, pp.807–813 (2010)
- (2) M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and Chang-Yu Huang: "Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems", IEEE Trans. IE, Vol.60, No.1, pp.318–328 (2013)
- (3) J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. J. S. Jeon, and D. Cho: "Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles", IEEE Trans. IE, Vol.61, No.3, pp.1179–1192 (2014)
- (4) K. Throngnumchai, A. Hanamura, Y. Naruse, and K. Takeda: "Design and evaluation of a wireless power transfer system with road embedded transmitter coils for dynamic charging of electric vehicles", Proc. EVS27, pp.1–10 (2013)
- (5) U. K. Madawala, and D. J. Thrimawithana: "A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicle in V2G Systems", IEEE Trans. IE, Vol.58, No.10, pp.4789–4796 (2011)
- (6) K. Takuzaki, and N. Hoshi: "Consideration of Operating Condition of Secondary-side Converter of Inductive Power

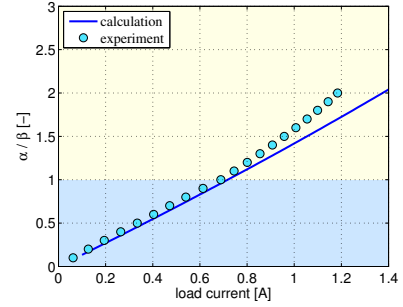
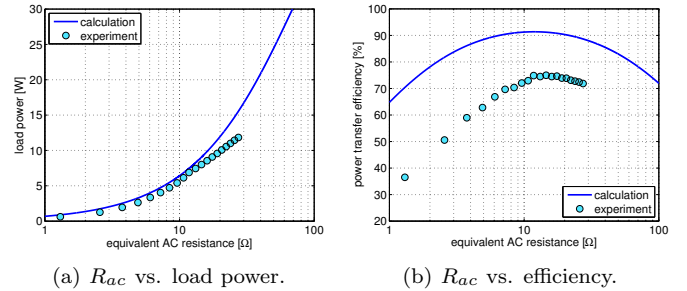


Fig. 14 Experimental result (I_L vs. α/β).



(a) R_{ac} vs. load power. (b) R_{ac} vs. efficiency.

Fig. 15 Experimental result (R_{ac} vs. P_L and η).

Transfer System for Obtaining High Resonant Circuit Efficiency", IEEJ Trans. IA, Vol.132, No.10, pp.966-975, 2012 (in Japanese)

- (7) M. Fu, C. Ma, and X. Zhu: "A Cascaded Boost-Buck Converter for High Efficiency Wireless Power Transfer System", IEEE Trans. Industrial Informatics, Vol.10, No.3, pp.1972–1980 (2014)
- (8) J. Ito, K. Noguchi, and K. Orikiwa: "Experimental Verification of Wireless Charging System for Vehicle Application using EDLCs", Proc. IECON2014, pp.1453–1459 (2014)
- (9) T. Hiramatsu, H. Xiaoliang, M. Kato, T. Imura, and Y. Hori: "Experimental Verification of Feedforward Controller for Wireless Charging Power Control through Receiver Side Voltage Control", Proc. IEEJ JIASC2014, No.2-13, pp.131-134 (2014) (in Japanese)
- (10) D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto: "Fundamental Research of Power Conversion Circuit Control for Wireless In-wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling", Proc. IECON2014, pp.3004–3009 (2014)
- (11) A.Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Jonnopoulos, P. Fisher, and M.Soljacic: "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science Expression on 7 June 2007, Vol.317, No.5834, pp.83–86 (2007)
- (12) M. Kato, T. Imura, and Y. Hori: "New Characteristics Analysis Considering Transmission Distance and Load Variation in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling", Proc. INTELEC2012 (2012)
- (13) T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori: "Study of Magnetic and Electric Coupling for Contactless Power Transfer Using Equivalent Circuits", IEEJ Trans. IA, Vol.130, No.1, pp.84–92 (2010) (in Japanese)
- (14) D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto: "Stability Analysis of Secondary Load Voltage on Wireless Power Transfer using Magnetic Resonance Coupling for Constant Power Load", IEEJ JIASC2014, No.2-15, pp.139–142 (2014) (in Japanese)