

定電圧負荷へのワイヤレス給電における低負荷動作を考慮した 二次側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 on Secondary-side Power Conversion Circuit Structure for Wireless Power Transfer
with Constant Voltage Load Considering Low Load Operation

Daisuke Gunji* (The University of Tokyo, NSK Ltd.)
Takehiro Imura, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Abstract

Wireless Power Transfer (WPT) has been widely researched in many application fields. Typical application to vehicle field is wireless charging for electric vehicles. Some power conversion circuit structures and its control method have been proposed in previous researches. However, selection method of power conversion circuit structure for desired control is not clear. In this research, we propose generalized power conversion circuits structure on Series-Series compensated WPT. We discuss about secondary-side power conversion circuit structure on low load operation of a constant voltage load from view point of operation of the conversion ratio.

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, 負荷電流制御, 変換比
(wireless power transfer, magnetic resonance coupling, power conversion circuit, load current control, conversion ratio)

1. はじめに

ワイヤレス電力伝送の電気自動車 (EV) への応用に関して, 停車時のバッテリー充電⁽¹⁾ や走行中給電⁽²⁾ 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して信頼性, 安全性を向上させるワイヤレスインホイールモータを提案している⁽³⁾. 磁界共振結合方式⁽⁴⁾ は中距離 (~1 m 程度) の伝送において高効率であり電気自動車への応用に適した特性を有している.

本研究では EV のバッテリーへの走行中給電に着目する. 走行中給電のシステムでは一次側 (路面に設置される送電側) 設備の簡素化や複数の EV への給電のため一次側電圧を固定とし, 二次側 (車両側) で受電電力や伝送効率を制御する構成が考えられる. 二次側での受電電力制御手法に関しては DC-DC コンバータを用いる手法が多数報告されている^{(5)~(7)}. 走行中給電においてはバッテリーの SOC (State of Charge) が高い場合, 充電電流を小さくする (またはゼロにする) 必要があるが, 先行研究ではそのような低負荷の動作条件については十分に考慮されていない.

本研究では SS (Series-Series) 方式による定電圧負荷へのワイヤレス給電において低負荷動作に適した二次側電力変換回路の構成について考察する. 二次側電力変換回路構成を一般化して各変換回路の変換比を定義し, 等価交流抵抗の操作を定式化する. 低負荷動作における変換比動作点の考察から, AC-DC コンバータもしくは昇圧型 DC-DC コンバータを用いる構成が有利であることを示す.

2. 電力変換回路構成の一般化

〈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 (送電側) は直流電源と DC-AC 変換回路により構成される. 一次側の DC-AC 変換

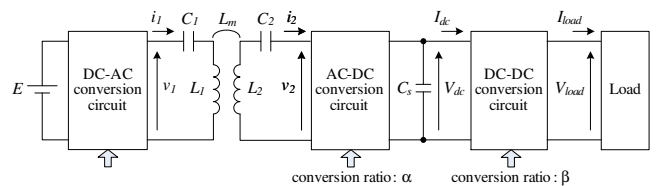


Fig. 1 Generalized SS-compensated WPT circuit.

回路では送受電間の LC 回路の共振周波数と一致する高周波を生成するとともに出力電圧 v_1 の基本波成分実効値 V_{11} を制御する. 高周波に変換された電力は磁界共振結合により二次側 (受電側) に伝送される. 多くのアプリケーションでは負荷への供給電力は直流で取り扱う必要があるため, 二次側ではまず AC-DC 変換回路で受電電力を直流に変換する. さらに DC-DC 変換回路で電圧・電流を調整して負荷に電力が供給される. AC-DC 変換回路がダイオードブリッジ整流回路である場合や, DC-DC 変換回路を用いない場合も Fig. 1 の回路構成の特殊例として取り扱うことができる.

〈2・2〉 変換比の定義と等価交流抵抗 R_{ac} の操作 一般化した二次側の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効率 1 が満たされていると仮定する. AC-DC 変換回路での電流変換比を α , DC-DC 変換回路での電流変換比を β と定義すると式 (1) から式 (4) が成り立つ.

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

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

$$I_{load} = \beta I_{dc} \dots\dots\dots (3)$$

$$V_{load} = \frac{1}{\beta} V_{dc} \dots\dots\dots (4)$$

Table 1 Operating range of β .

Type	Voltage	β	R_{ac}
Buck	$V_{dc} \geq V_{load}$	$1 \leq \beta < \beta_{max}$	increase
Boost	$V_{dc} \leq V_{load}$	$\beta_{min} < \beta \leq 1$	decrease
Buck-boost	both	$\beta_{min} < \beta < \beta_{max}$	both

Table 2 Combination of power conversion circuits.

AC-DC	DC-DC	$\gamma = \alpha\beta$
Converter	Buck	$0 \leq \gamma < \beta_{max}$
	Boost	$0 \leq \gamma \leq 1$
	Buck-boost	$0 \leq \gamma < \beta_{max}$
Rectifier	Buck	$1 \leq \gamma < \beta_{max}$
	Boost	$\beta_{min} < \gamma \leq 1$
	Buck-boost	$\beta_{min} < \gamma < \beta_{max}$

ここで I_{21} , V_{21} はそれぞれ i_2 , v_2 の基本波成分実効値である。負荷から等価交流抵抗 R_{ac} への変換は次式で表される。

$$R_{ac} = \frac{V_{21}}{I_{21}} = \frac{8}{\pi^2} (\alpha\beta)^2 \frac{V_{load}}{I_{load}} \dots \dots \dots (5)$$

ここで $\frac{V_{load}}{I_{load}}$ を負荷のみかけ抵抗 R_{load} , 総変換比 $\gamma = \alpha\beta$ とおくと式 (5) は

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \gamma^2 R_{load} \dots \dots \dots (6)$$

と書ける。

〈2・3〉 二次側回路構成と変換比範囲 二次側 AC-DC 変換回路は単相 PWM コンバータと同じフルブリッジ回路である。動作方式としては二次側電流 i_2 と同期させてスイッチングを行なう同期 PWM 整流方式⁽³⁾ と、 i_2 とは同期せずに共振周波数よりも十分遅い周期でスイッチングする 2 モード方式⁽⁸⁾ が提案されている。同期 PWM 整流方式ではスイッチングパルス幅の duty 比が電流変換比 α と対応する。2 モード方式は伝送電力を受電する Rectification mode と二次側回路をショート状態として伝送電力を絞る Short mode の 2 つの動作モードを交互に切り替えることで伝送電力を制御しており、2 つの動作モードの時間比率が α と対応する。また、ダイオードブリッジ整流回路の場合は $\alpha = 1$ である。すなわち、 α を導入することで実際の回路動作によらず、電流の変換比率のみに着目して動作を解析できる。

DC-DC 変換回路としては降圧、昇圧、昇降圧の 3 種類が存在する。ここでは平滑コンデンサ C_s 側を入力、負荷側を出力として考える。各回路における電流変換比 β の操作範囲を Table 1 に示す。ここで $0 < \beta_{min} < 1$ と $1 < \beta_{max}$ は実際の回路素子の制約による変換比の下限・上限である。降圧動作では入力側の電圧が高くなるため R_{ac} が増加し、昇圧動作では反対に R_{ac} が低下する。DC-DC 変換回路を用いない場合は $\beta = 1$ とみなせばよい。

二次側電力変換回路の組み合わせと γ の操作範囲の関係を Table 2 に示す。AC-DC 変換回路をコンバータ、DC-DC 変換回路を降圧とする組み合わせは γ の操作範囲が広く、双方向電力伝送も可能であり最も応用性の高い回路構成である。

〈2・4〉 交流回路モデルによる解析 等価交流抵抗 R_{ac} を導入することで電力変換回路を含む回路を単純な交流回路に近似できる。SS 方式のワイヤレス電力伝送回路を T 型等価回

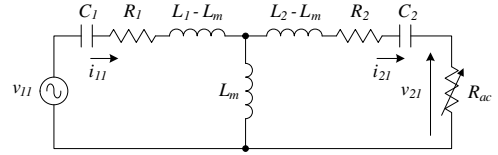


Fig. 2 AC circuit model.

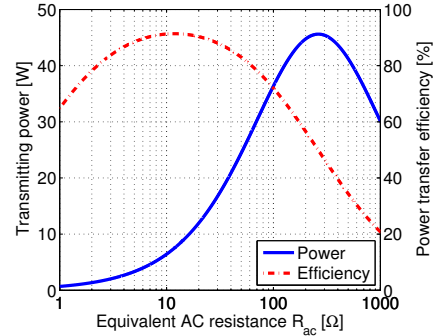


Fig. 3 R_{ac} vs. transmitting power and efficiency.

路⁽⁹⁾で表すと、交流回路モデルは Fig. 2 で表される。ここで v_{11} は一次側 DC-AC 変換回路の出力電圧 v_1 の基本波成分を持つ正弦波電圧源である。また、回路パラメータは共振条件を満たしており一次側、二次側ともに基本波力率は 1 であると仮定する。交流回路モデルの回路方程式より R_{ac} における電力 P_R は次式で求められる。

$$P_R = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{ac}}{\{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2\}^2} V_{11}^2 \dots \dots \dots (7)$$

ここで ω_0 は共振角周波数、 L_m はコイル間の相互インダクタンス、 R_1 , R_2 はそれぞれ一次側、二次側コイルの内部抵抗、 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。式 (7) より伝送電力は V_{11} と R_{ac} の双方で操作できることが分かる。同様に回路方程式より一次側電力 P_1 が得られる。

$$P_1 = \frac{R_2 + R_{ac}}{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2} V_{11}^2 \dots \dots \dots (8)$$

したがって伝送効率 η は次式により求められる。

$$\eta = \frac{P_R}{P_1} = \frac{(\omega_0 L_m)^2 R_{ac}}{(R_2 + R_{ac})\{R_1 R_2 + R_1 R_{ac} + (\omega_0 L_m)^2\}} \dots \dots \dots (9)$$

式 (9) より伝送効率は R_{ac} のみにより定まることが分かる。また、伝送効率が最大となる等価交流抵抗 $R_{\eta opt}$ は次式で求められる。

$$R_{\eta opt} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (\omega_0 L_m)^2 + R_2^2} \dots \dots \dots (10)$$

Fig. 3 に後述の実験装置の回路パラメータにおける R_{ac} と伝送電力および伝送効率の関係を示す。SS 方式では一般に最大効率が得られる $R_{\eta opt}$ は小さい値となる。Fig. 3 の例ではおよそ 12 Ω である。一方、伝送電力がピークとなる R_{ac} は $R_{\eta opt}$ に比べ大きな値である。伝送電力の制御における操作量は V_{11} と R_{ac} の 2 変数のみであり、 V_{11} の操作には一次側 DC-AC 変換回路を、 R_{ac} の操作には二次側電力変換回路を用いる。

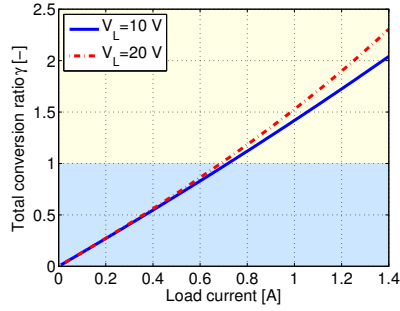


Fig. 4 Load current vs. γ .

3. 定電圧負荷の負荷電流制御

本節では定電圧負荷へのワイヤレス給電において二次側 AC-DC 変換回路と DC-DC 変換回路の変換比に着目し、低負荷動作にも適した二次側電力変換回路構成について考察する。

〈3・1〉 無制御等価交流抵抗 二次側電流が正弦波であると仮定すると、定電圧負荷の二次側電流の基本波成分実効値 I_{21} は次式で近似的に求められる。

$$I_{21} \simeq \frac{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (11)$$

二次側電力変換回路で一切の操作を行わない場合 $\gamma = \alpha = \beta = 1$ であり、 V_{21} は負荷電圧を V_L とすると $\pm V_L$ の矩形波の基本波成分であり次式で表される。

$$V_{21} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_L \dots \dots \dots (12)$$

このとき負荷電流 I_{CVL} は次式で求められる。

$$I_{CVL} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \dots \dots \dots (13)$$

式 (6) に式 (13) を代入すると、二次側電力変換回路での制御なしの場合の等価交流抵抗 R_{CVL} は次式の通り求められる。

$$R_{CVL} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L} V_L \dots \dots \dots (14)$$

〈3・2〉 一次側電圧固定時の負荷電流制御 一次側電圧 V_{11} が固定である場合、負荷電流を制御するための操作量は R_{ac} のみである。このとき伝送効率は従属的に定まる。所望の負荷電流 I_L を得るための総変換比 γ は次式により求められる。

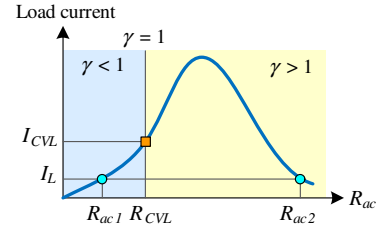
$$\gamma = \frac{A \pm \sqrt{A^2 - \frac{\pi^2}{2} \frac{I_L}{R_1 V_L} \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}}{2} \dots \dots (15)$$

$$A = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_0 L_m V_{11}}{R_1 V_L}$$

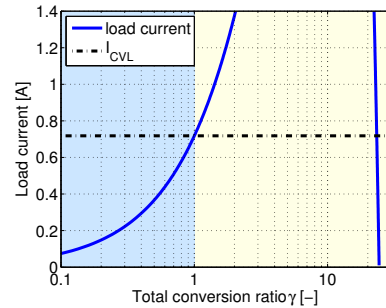
また、このときの等価交流抵抗は式 (6) で求められる。所望の I_L を得る γ は 2 点存在し、多くの場合 γ が小さい動作点の方が高い伝送効率が得られる。

Fig. 4 に所望の I_L に対する総変換比 γ を示す。ただし $V_{11} = 10$ V、回路パラメータは Table 3 の通りである。無制御時 ($\gamma = 1$) の I_{CVL} はおよそ 0.7 A であり、所望の I_L の大小に応じて必要となる γ の範囲が変わり、二次側の電力変換回路構成もそれに適したものとすることが必要である。

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



(a) Operation point setting.



(b) γ vs. load current.

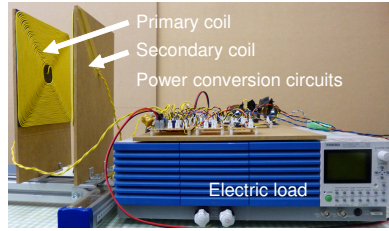
Fig. 5 Operation point setting on constant voltage load.

〈3・3〉 低負荷動作に適した二次側電力変換回路構成 所望の負荷電流 I_L が I_{CVL} よりも小さい場合、Fig. 5(a) に示す動作点とする必要がある。これを満たす総変換比 γ は 2 点存在し、1 点は $0 \leq \gamma < 1$ 、もう 1 点は $\gamma > 1$ となる。 $\gamma \leq 1$ である回路構成の場合には後者の動作点しか選択することができない。一次側電圧 $V_{11} = 10$ V、負荷電圧 $V_L = 10$ V の場合の I_L と γ の関係を Fig. 5(b) に示す。図中の背景が青の領域は $0 \leq \gamma \leq 1$ 、黄色の領域は $1 < \gamma$ を表している。Fig. 5(c) より I_{CVL} よりも小さい負荷電流を $1 < \gamma$ 側の動作点で実現するためには γ を 25 程度にする必要がある。このような大きい変換比を実際の降圧型 DC-DC コンバータで実現することは難しく、仮に実現できたとしても DC-DC コンバータの入力電圧は 250 V 以上となり、部品の耐圧の観点から不利である。

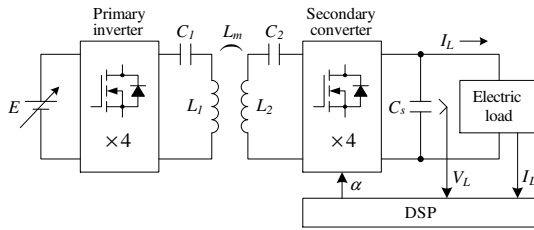
以上の考察より、低負荷動作において DC-DC 変換回路を降圧回路として $1 < \gamma$ 側の動作点を選択するのは実用的でない。 I_{CVL} 以下の負荷電流で動作させるためには二次側電力変換回路において AC-DC 変換回路にコンバータを用いるか、DC-DC 変換回路を昇圧型とするのが望ましい。

4. 実験

〈4・1〉 実験装置 Fig. 6 に示す装置により実験を行なった。二次側 DC-DC 変換回路がない構成であり $\beta = 1$ 、 $\gamma = \alpha$ である。回路パラメータを Table 3 に示す。一次側インバータは矩形波動作であり、出力電圧の基本波成分実効値 V_{11} が所



(a) Overview.



(b) Circuit structure.

Fig. 6 Experimental equipment.

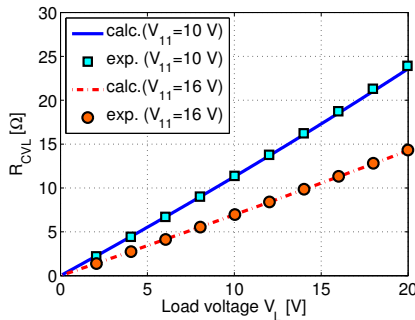


Fig. 7 Load current vs. R_{CVL} .

望の値となるよう直流電源電圧 E を調整した。AC-DC コンバータは 2 モード方式動作、動作周期は 2 ms として変換比 α を DSP (DS1104, dSPACE) により操作した。定電圧負荷には電子負荷 (PLZ1004W, 菊水電子工業) を用いた。負荷電流は電子負荷のモニター出力値を用いた。

〈4・2〉 無制御等価交流抵抗 AC-DC コンバータの変換比 α を 1 に固定し、負荷電圧 V_L を変化させて負荷電流 I_L を測定し、無制御等価交流抵抗 R_{CVL} を式 (6) により求めた。一次側電圧実効値 V_{11} は 10 V, 16 V の 2 通りとした。

実験結果を Fig. 7 に示す。いずれの実験条件においても計算値と実験結果でよい一致が得られており、式 (14) の妥当性が確認された。

〈4・3〉 AC-DC コンバータを用いた低負荷動作 AC-DC コンバータの変換比 α を操作して負荷電流が I_{CVL} 以下の低負荷動作を行なった。DSP により α を 0.1 から 1.0 まで 0.1 刻みで変化させて負荷電流 I_L を測定した。一次側電圧 V_{11} は 10 V, 負荷電圧 V_L は 10 V とした。

実験結果を Fig. 8 に示す。 α の操作に応じてほぼ計算値と一致した負荷電流 I_L が得られている。以上の実験結果より一次側電圧が固定である場合の低負荷動作において二次側に AC-DC コンバータを用いる回路構成の優位性が示された。

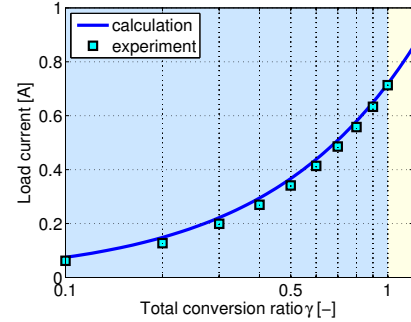


Fig. 8 γ vs. load current

5. 結 言

本稿では SS 方式のワイヤレス電力伝送回路において二次側電力変換回路の変換比を導入し、定電圧負荷への給電における低負荷動作に適した二次側回路構成について考察した。AC-DC コンバータを用いる回路構成が有利であることを実験により示した。今後の課題として昇圧型 DC-DC コンバータを用いる構成との比較が挙げられる。

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. IEEE IPEC 2010, pp. 807–813 (2010)
- (2) 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)
- (3) D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, "Fundamental Research on Control Method for Power Conversion Circuit of Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling", IEEJ Trans. IA, Vol. 135, No. 3, pp. 182–191 (2015) (in Japanese)
- (4) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, 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)
- (5) H. Ishihara, F. Moritsuka, H. Kudo, S. Obayashi, T. Itakura, A. Matsushita, H. Mochikawa, and S. Otaka: "A Voltage Ratio-based Efficiency Control Method for 3 kW Wireless Power Transmission", Proc. IEEE APEC 2014, pp. 1312–1316 (2014)
- (6) 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)
- (7) J. Ito, K. Noguchi, and K. Orikawa: "Experimental Verification of Wireless Charging System for Vehicle Application using EDLCs", Proc. IEEE IECON 2014, pp. 1453–1459 (2014)
- (8) G. Yamamoto, T. Imura, and H. Fujimoto: "Basic Study on Power Transfer Efficiency of Wireless In-Wheel Motor by Primary and Load-Side Voltage Control", Proc. Technical Meeting Record, SPC-15-014, MD-15-014, pp. 83–88 (2015) (in Japanese)
- (9) 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)