

無線電力伝送の回路解析とワイヤレスインホイールモータの制御への応用

郡司 大輔¹⁾ 居村 岳広²⁾ 藤本 博志³⁾

Circuit Analysis on Wireless Power Transfer and Application to Control Method for Wireless In-Wheel Motor

Daisuke Gunji Takehiro Imura Hiroshi Fujimoto

In recent years, Wireless Power Transfer (WPT) technology via magnetic resonance coupling has received broad attention on automotive applications, for example, wireless power charging to electric vehicles (EVs) while driving and while parking. Wireless In-wheel Motor (W-IWM) is another application. In order to control transmitting power to a load, understanding of transient response characteristics and control of power conversion circuits are necessary. In this research, we did a transient analysis and stability analysis of SS-compensated WPT circuit with a constant voltage load and a constant power load. We propose a load voltage control method for a constant power load using the secondary converter. The effectiveness of the proposed method is verified by simulation and experiment.

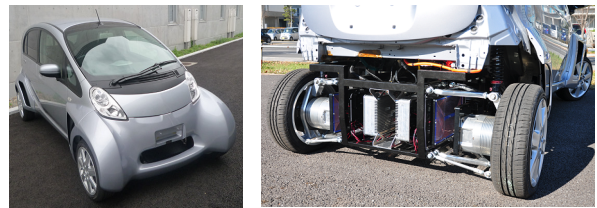
KEY WORDS: Electronics and control, Electrical system, Wireless power transfer (E1)

1. はじめに

電気自動車 (EV) は環境性能だけでなく、モータの応答性を活かした車両運動制御により安全性・快適性を高めることができるため、より一層の普及が期待される。一方、EV の課題としてバッテリー容量に起因する一充電航続距離の短さが挙げられる。これを解決する手段として、路面下に設置されたコイルから非接触で走行中の車両に電力を送る走行中給電が提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。走行中給電における送電側コイルの形状や配置には種々の方法が提案されているが、多数のコイルを用いる方法では送受電間の結合係数が頻繁に変化するため、電力伝送の過渡応答まで考慮する必要がある。

EV のモータ配置には車体に搭載するオンボード方式と各車輪内に配置するインホイールモータ (IWM) 方式が存在する。運動制御の面においては各車輪を独立に制御可能でありドライブシャフトが存在しないため制御帯域を高めることのできる IWM 方式が優れている。しかし、IWM は電力・信号線の信頼性・安全性に課題が存在する。著者らの研究グループでは無線電力伝送を用いることでこれらの配線をなくすワイヤレスインホイールモータ (W-IWM) を提案しており、ベンチにおいて無線電力伝送された電力でモータを駆動させることに成功している⁽³⁾。W-IWM の実車ユニットを Fig. 1 に示す。W-IWM では負荷が定電力負荷であり、負荷電圧が不安定であることが解析的に示されている⁽⁴⁾。そのため、電力変換回路の制御が必要不可欠である。この際の制御器設計においても無線電力伝送回路の解析とモデル化が重要である。

本報では Series-Series (SS) 方式の磁界共振結合による無線電力伝送回路について、等価回路の伝達関数から過渡応答特性



(a) Experimental vehicle. (b) First trial unit of the W-IWM.

Fig. 1 Experimental vehicle and first trial unit.

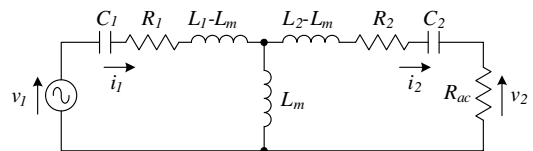


Fig. 2 T-type equivalent circuit of a SS-compensated WPT circuit.

について考察する。また、定電圧負荷と定電力負荷の場合において電力変換回路を含む回路を近似モデルで解析し、定電力負荷の負荷電圧が不安定であることを示す。さらに W-IWM の制御への応用として定電力負荷の負荷電圧を安定化する制御を提案し、シミュレーションと実験により有効性を示す。

2. 過渡応答特性の解析

2.1. Series-Series (SS) 方式

無線電力伝送には様々な方式が存在する。このうち、磁界共振結合⁽⁵⁾による方法は共振現象を用いることで 0.1~1m 程度の伝送距離において高い伝送効率を得られるため自動車応用に適している。共振コンデンサの挿入方法に応じて幾つかの回路形式が存在しており⁽⁶⁾、本報では一次側・二次側ともにコイルと共振コンデンサを直列とする Series-Series (SS) 方式について解析する。SS 方式は最適効率が得られる負荷インピーダンス

1) 日本精工 (株) / 東京大学 (251-8501 神奈川県藤沢市鶴沼神明 1-5-50 / 277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5)

2)3) 東京大学 (277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5)

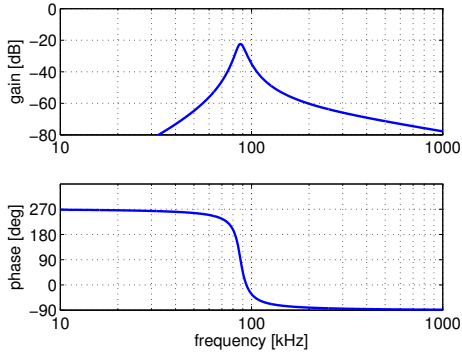


Fig. 3 Frequency characteristics of $P_{i2}(s)$.

スが比較的低いほか、回路構成が一次側・二次側で対称であるため双方向電力伝送に適している。

2.2. 等価回路による解析

SS方式の回路の解析手法としては Fig. 2 に示す T 型等価回路による方法が知られている⁽⁷⁾。回路方程式を解くことにより、一次側電圧 v_1 から二次側電流 i_2 への伝達関数 $P_{i2}(s)$ は次式の通り求められる。

$$P_{i2}(s) = \frac{b_3 s^3}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (1)$$

$$a_3 = \frac{L_1(R_2 + R_{ac}) + R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_m^2}$$

$$a_2 = \frac{R_1 C_1 C_2 (R_2 + R_{ac}) + C_1 L_1 + C_2 L_2}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)}$$

$$a_1 = \frac{R_1 C_1 + C_2 (R_2 + R_{ac})}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)}$$

$$a_0 = \frac{1}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)}$$

$$b_3 = \frac{L_m}{L_1 L_2 - L_m^2}$$

ここで R_1 , R_2 はそれぞれ送受電コイルの内部抵抗, L_1 , L_2 はそれぞれ送受電コイルの自己インダクタンス, C_1 , C_2 はそれぞれ一次側, 二次側の共振コンデンサ, L_m は送受電コイルの相互インダクタンスである。また R_{ac} は純抵抗ではなく等価的な交流負荷抵抗である。Fig. 3 に後述の実験装置の回路パラメータにおける $P_{i2}(s)$ の周波数特性を示す。共振周波数付近で急峻な通過域を持つバンドパスフィルタ特性を有している。

2.3. 過渡応答特性の解析

無線電力伝送の過渡応答特性について解析するため、伝達関数 $P_{i2}(s)$ の極に着目した。後述の実験装置の回路パラメータにおいて等価負荷抵抗 R_{ac} を変化させたときの極・零点マップを Fig. 4 に示す。 $P_{i2}(s)$ は 4 次のシステムであり極は 2 組の複素共役となっている。一方の極は負荷抵抗の増加とともに極めて速くなるため無視でき、もう一方の極が過渡応答において支配的である。支配極は負荷抵抗の増大とともに遅くなるのが分かる。

Fig. 5(a), (b) にそれぞれ負荷抵抗, 結合係数を変えたときの極の実部の変化を示す。Fig. 5(a) での結合係数は 0.132, (b) での負荷抵抗は 50 Ω である。Fig. 5(a) から負荷抵抗の

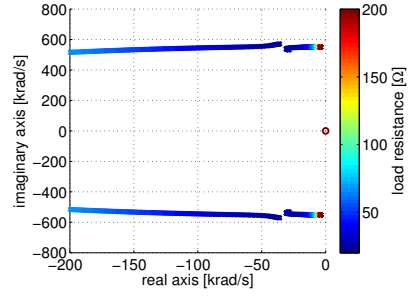


Fig. 4 Pole zero map of $P_{i2}(s)$.

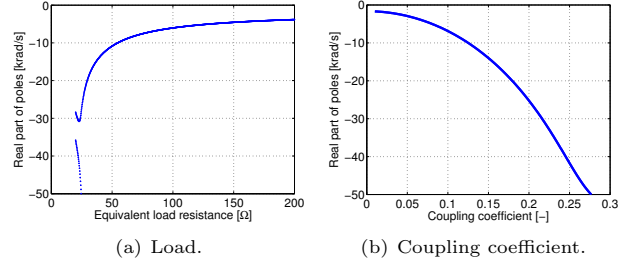


Fig. 5 Variation of real part of poles.

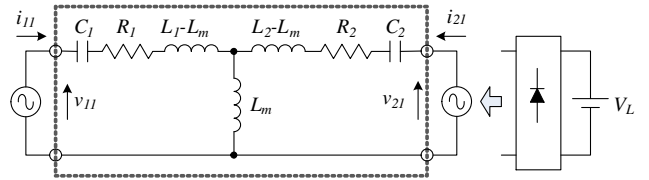


Fig. 6 SS-compensated WPT circuit model with constant voltage load.

増加とともに応答が遅くなるのが分かる。また, Fig. 5(b) より結合係数が小さいほど応答が遅くなるのが分かる。

実際のアプリケーション例として、バッテリーへの非接触給電では充電電流を、後述の W-IWM においては負荷電圧を制御することが考えられる。これらの制御において目標とする時定数に対して、電力伝送の過渡応答の時定数が十分に短い場合、過渡応答を無視することができる。一方、走行中給電のように送受電コイルの結合係数が短時間で変化する場合、過渡応答まで考慮して制御系を設計すべきである。

3. 定電圧負荷への無線電力伝送

無線電力伝送の自動車応用の典型例はバッテリーへの給電である。本章では二次側に整流回路と定電圧負荷 V_L を持つ回路の近似モデルを導出する。二次側電流が共振周波数と一致した正弦波であると仮定すると、二次側整流回路の入力電圧は $\pm V_L$ の矩形波となる。前章の解析より、SS方式回路はバンドパス特性を持つため矩形波の基本波のみに着目すると、Fig. 6 に示すように二次側に正弦波電圧源 v_{21} を持つ回路に近似できる。ここで v_{21} は二次側整流回路の入力電圧に相当し、 $\pm V_L$ の矩形波の基本波成分である。また、 v_{11} も同様に一次側電圧の基本波成分、 i_{11} , i_{21} はそれぞれ一次側, 二次側電流の基本波成分である。一次側電圧と電流, 二次側電流と電圧はそれぞれ同相であると仮定する。また、SS方式の特性より二次側電圧, 電流は一次側に対して 90 deg 進みであると仮定する。

Fig. 6 の回路の網線内のインピーダンス行列は次式により表される。

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} R_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} + j\omega_0 L_{1m} & j\omega_0 L_m \\ j\omega_0 L_m & R_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + j\omega_0 L_{2m} \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで ω_0 は角周波数, $L_{1m} = L_1 - L_m$, $L_{2m} = L_2 - L_m$ である。ここで共振条件

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (3)$$

を満たしている場合 \mathbf{Z} は次式で表される。

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} R_1 & j\omega_0 L_m \\ j\omega_0 L_m & R_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

(4) 式より二次側電流 i_{21} は次式により求められる。

$$\begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{21} \end{bmatrix} = \mathbf{Z}^{-1} \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{21} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$i_{21} = -\frac{j\omega_0 L_m v_{11} - v_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (6)$$

上述の通り v_{21} は v_{11} に対して 90 deg 進みであると仮定すると i_{21} の実効値は次式で近似できる。

$$I_{21} \simeq \frac{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (7)$$

ここで V_{11} , V_{21} はそれぞれ v_{11} , v_{21} の実効値である。 I_{21} が二次側整流回路で全波整流されると、その出力電流の平均値 i_s は次式で表される。

$$i_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_0 L_m V_{11} - R_1 V_{21}}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (8)$$

通常, $\omega_0 L_m \gg R_1$ であるため, (8) 式の分子第 1 項は第 2 項に比べて十分大きい。すなわち, 整流回路の出力電流は負荷電圧による変化が小さく, 二次側整流回路の出力電流は電流源として近似できる。また, (8) 式より明らかなように, 定電圧負荷では負荷電圧, 電流が一意に定まる安定なシステムである。

4. 定電圧負荷への無線電力伝送

本章では無線電力伝送の負荷が定電圧負荷の場合について述べる。アプリケーション例としてワイヤレスインホイールモータ (W-IWM) を取り上げる。負荷電圧の安定性について解析し, 負荷電圧制御手法を提案する。

4.1. ワイヤレスインホイールモータ

IWM は車載モータ方式に比べ制御性や車両デザインの自由度の面で優れている。先行研究において多数のインホイールモータの開発事例が報告されているが⁽⁸⁾⁽⁹⁾, これらはすべて車体とインホイールモータ間に電力線, 信号線が存在する。しかし, 車両の走行時は路面の凹凸によるサスペンション変位によりこれらの配線やその接続部に繰り返し屈曲・振動が加わる。さらに, これらの配線は外界に露出しているため, 信頼性・安全性の面で課題が存在する。

これらの配線に起因する課題を根本的に解決するため, 著者

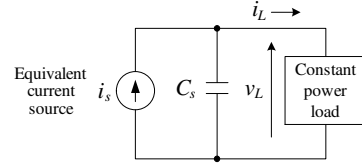


Fig. 7 Analysis model of constant power load.

らは無線電力伝送によりこれらの配線が存在しない構成を実現する W-IWM を提案した⁽³⁾。W-IWM は負荷が定電圧負荷であるため, バッテリーへの非接触給電のような定電圧負荷の場合に比べより高度な制御が必要である。さらに, 電気自動車では制動時にモータが電力再生するため, 双方向の電力伝送が必要でありこれを実現可能な回路構成・制御方法が求められる。無線電力伝送の回路構成としては二次側の電力変換回路をダイオードブリッジ整流回路と DC-DC コンバータで構成する例が多く提案されているが⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾, 再生方向の電力伝送が不可能であるため W-IWM には適用できない。そこで, W-IWM では二次側電力変換回路を制御可能なフルブリッジコンバータで構成している。

4.2. 回路モデルと安定性解析⁽⁴⁾

W-IWM のような定電圧負荷の場合, 負荷電圧と電流の組み合わせは無数に存在する。ある負荷電圧の動作点近傍においては, 二次側整流回路の出力電流を定電圧負荷と同様に電流源として近似できる。定電圧負荷の二次側近似回路モデルを Fig. 7 に示す。回路方程式は次式で表される。

$$i_L = i_s - C_s \frac{dv_L}{dt} \quad (9)$$

ここで C_s は平滑コンデンサ容量である。負荷が定電圧であるため負荷電流 i_L は次式で表される。

$$i_L = \frac{p_L}{v_L} \quad (10)$$

(10) 式を (9) 式に代入すると次式が得られる。

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{p_L}{C_s v_L} + \frac{i_s}{C_s} \quad (11)$$

(11) 式は非線形であるので, 動作点近傍で線形化すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta v_L}{dt} &= \frac{p_L \Delta v_L}{C_s V_L^2} + \frac{\Delta i_s}{C_s} \\ v_L &= V_L + \Delta v_L \\ i_s &= I_s + \Delta i_s \end{aligned} \quad (12)$$

Δi_s から Δv_2 への伝達関数 $P_\Delta(s)$ は次式により表される。

$$P_\Delta(s) = \frac{\Delta v_L(s)}{\Delta i_s(s)} = \frac{1}{C_s \left(s - \frac{p_L}{C_s V_L^2} \right)} \quad (13)$$

$P_\Delta(s)$ において $p_L > 0$ かつ $V_L > 0$ であるので $P_\Delta(s)$ は不安定なシステムである。以上の解析より, 定電圧負荷を有する SS 方式の無線電力伝送回路の負荷電圧は不安定であることが示された。

Table 1 Circuit parameters.

	Primary	Secondary
Coil resistance $R_{1,2}$	0.547 Ω	0.535 Ω
Coil inductance $L_{1,2}$	166 μH	167 μH
Resonance capacitor $C_{1,2}$	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	
Smoothing capacitor C_s	1000 μF	

Table 2 Simulation condotions.

Condition	Value
Load power	15 W
Initial load voltage	15 V
Initial load current	1.0 A
Operating frequency	87.6 kHz

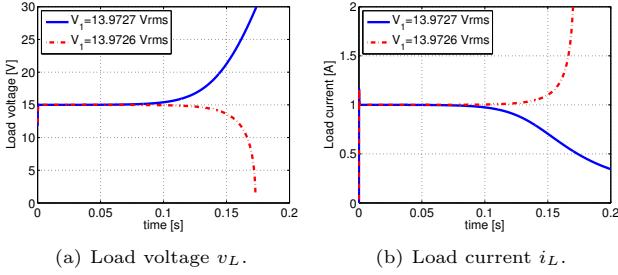


Fig. 8 Circuit simulation results.

4.3. 回路シミュレーション

上述の解析結果を検証するため MATLAB Simulink SimPowerSystems を用いて回路シミュレーションをおこなった。一次側電圧は交流電圧源、二次側コンバータはダイオードブリッジ整流回路とした。また、定電力負荷は制御電流源によりモデル化した。回路パラメータを Table 1 に示す。これは後述の実験装置における値である。シミュレーション条件を Table 2 に示す。一次側電圧振幅は試行錯誤的に定めた。

シミュレーション結果の負荷電圧・電流をそれぞれ Fig. 8(a)・(b) に示す。負荷電圧・電流がともに発散していることが分かる。また、一次側電圧のごくわずかな差により発散の挙動が異なっている。以上のシミュレーション結果より解析結果が妥当であり定電力負荷において負荷電圧が不安定であることが示された。

5. 定電力負荷における負荷電圧制御

5.1. 二次側コンバータの動作モード

前章での解析結果より、定電力負荷の場合不安定なシステムであるため、負荷電圧を制御する必要がある。通信の遅延や欠落による影響を生じさせないため、負荷電圧制御は二次側で完結させることが望ましい。したがって、二次側コンバータの制御により負荷電圧を制御する手法が求められる。

二次側コンバータの動作方法としては、同期整流方式⁽⁴⁾と2モード方式⁽¹²⁾が提案されている。本報では2モード方式による負荷電圧制御手法について述べる。2モード方式では二次側コンバータを以下の2つのモードで動作させる。

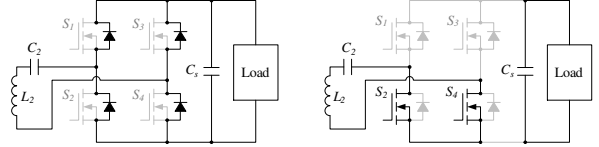


Fig. 9 Operation modes of the secondary converter.

• **Rectification mode:** 二次側コンバータのすべてのスイッチを OFF とする。これにより二次側コンバータは Fig. 9 (a) に示されるようにダイオードブリッジ整流回路として動作する。伝送電力は負荷に供給され、伝送電力が負荷電力よりも大きければ負荷電圧が上昇する。

• **Short mode:** 二次側コンバータの両レグの下アームスイッチを ON とする。これにより Fig. 9 (b) に示されるように二次側コイルがショート状態となるため、伝送電力は負荷に供給されない。負荷への電力は DC リンクの平滑コンデンサから供給されるため、負荷電圧は低下する。

上記の2つのモードを負荷電圧に応じて切り替えることで、負荷電圧を任意の目標値に制御することができる。文献(12)ではヒステリシスコンパレータを用いたモード切替手法が提案されている。本報では異なる制御手法を提案する。

5.2. 負荷電圧制御法

二次側電流が共振周波数と一致した周波数を有する正弦波であると仮定し、二次側コンバータ入力電圧の基本波のみに着目すると、二次側電流 I_2 は次式で近似できる。

$$I_2 \simeq \frac{\omega_0 L_m V_{11} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L}{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2} \quad (14)$$

ここで V_L は負荷電圧である。各動作モードにおけるコンバータ出力電流 I_s は次式で表される。

$$I_s = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2 & (\text{Rectification mode}) \\ 0 & (\text{Short mode}) \end{cases} \quad (15)$$

両動作モードの一周期の時間が固定であり、一周期における負荷電圧の変化が十分に小さいと仮定すると、二次側コンバータの平均出力電流 \bar{I}_s は次式で表される。

$$\bar{I}_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2 \alpha \quad (16)$$

ここで α は二次側コンバータの変換比であり、両動作モード一周期における Rectification mode の時間比率である。すなわち、 α を操作することにより二次側コンバータの出力電流を操作し、負荷電圧を制御することができる。

提案する制御手法のブロック図を Fig. 10 に示す。一次側制御器はフィードフォワード制御とし、負荷電力と負荷電圧目標値に応じて一次側電圧を定める。一方、二次側は負荷電圧の2自由度制御器を構成する。

負荷電力と負荷電流目標値 I_L^* の関係は次式で表される。

$$I_L^* = \frac{P_L}{V_L^*} \quad (17)$$

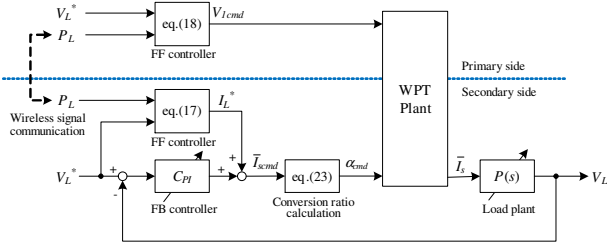


Fig. 10 Block diagram of the proposed load voltage control method.

ここで V_L^* は負荷電圧目標値である。(16)式, (17)式より一次側インバータ出力電圧指令値 V_{1cmd} (基本波実効値) は次式により求められる。

$$V_{1cmd} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{P_L \{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2\}}{\omega_0 L_m V_L^* \alpha_r} + \frac{2\sqrt{2} R_1 V_L^*}{\pi \omega_0 L_m} \quad (18)$$

ここで α_r は二次側コンバータ変換比 α の目標値である。すなわち, モデル誤差等が無い場合, $V_{11} = V_{1cmd}$ かつ $\alpha = \alpha_r$ において伝送電力と負荷電力が一致する。したがって, $1 - \alpha$ なる値は伝送電力の余裕を表している。 α_r はモデル誤差, コイル位置ずれによる結合係数変動などを考慮して適切な値に定める必要がある。

二次側制御器のフィードフォワード制御器は(17)式で表される。また, フィードバック制御器はPI制御器とする。ここで, 等価的な負荷プラントの伝達関数は次式で表される。

$$P(s) = \frac{R_L}{R_L C_s s + 1} \quad (19)$$

ここで R_L は等価負荷抵抗であり次式で表される。

$$R_L = \frac{V_L^{*2}}{P_L} \quad (20)$$

閉ループ極を p に重根配置すると, PI制御器の比例ゲイン K_p と積分ゲイン K_i は次式の通り求められる。

$$K_p = \frac{2pR_L C_s - 1}{R_L} \quad (21)$$

$$K_i = p^2 C_s \quad (22)$$

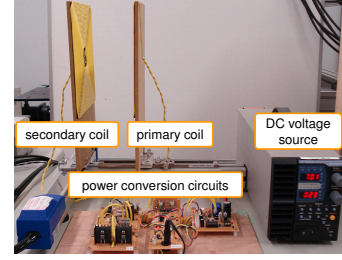
すなわち, フィードバック制御器は負荷電力に応じた可変ゲインの制御器である。

二次側制御器の操作量は二次側コンバータの平均出力電流 \bar{I}_{scmd} である。(14), (16)式より二次側コンバータ変換比の指令値 α_{cmd} は次式により求められる。

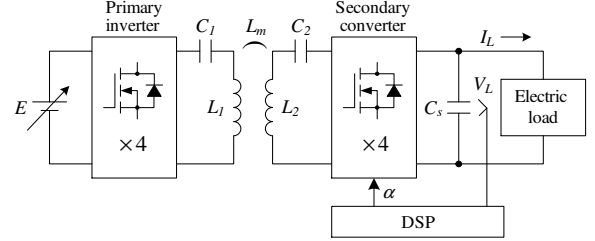
$$\alpha_{cmd} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{R_1 R_2 + (\omega_0 L_m)^2}{\omega_0 L_m V_{1cmd} - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 V_L^*} \bar{I}_{scmd} \quad (23)$$

5.3. 実験装置

本報では W-IWM を模擬する実験装置として Fig. 11(a) に示す装置を用いた。装置の回路構成を Fig. 11(b) に示す。装置は直流電源装置, 一次側フルブリッジインバータ, 送受電コイル, 二次側フルブリッジコンバータ, 電子負荷装置 (PLZ1004W: 菊水電子工業), DPS (DS1104 : dSPACE) により構成される。回路パラメータを Table 1 に示す。二次側制御器は DSP



(a) Overview.



(b) Circuit structure.

Fig. 11 Experimental equipment.

Table 3 Simulation conditions.

Parameter	Value
Operation modes time period	2 ms
Load power P_L	2 W
Load voltage reference V_L^*	10 V
Conversion ratio reference α_r	0.7
Closed loop pole placement	8 Hz

上に実装され, 二次側コンバータ変換比 α を提案制御手法により制御する。一次側インバータは矩形波動作であり, 出力電圧は直流電源電圧 E により調整する。

5.4. シミュレーション

MATLAB Simulink SimPowerSystems を用いて提案制御手法のシミュレーションを行なった。二次側コンバータは MOSFET によるフルブリッジ回路とし, MOSFET のオン抵抗とボディダイオードの順方向電圧は無視した。それ以外は前章のシミュレーションと同様の回路モデルとした。フィードバックに用いる負荷電圧値はリップルの影響を抑えるため 1 次ローパスフィルタ (カットオフ周波数: 100 Hz) を適用した。その他のシミュレーション条件を Table 3 に示す。制御なしの場合の二次側コンバータ変換比 α は, 制御ありの場合のシミュレーション結果の平均値を用いた。

シミュレーション結果を Fig. 12(a) から (d) に示す。Fig. 12(a) は負荷電圧 V_L の時間変化である。制御なし (α 固定) の場合 V_L は急低下してしまう。一方, 提案制御法を用いた場合 V_L は目標値に制御されている。Fig. 12(b) は二次側コンバータ変換比 α である。提案制御法により α が細かく増減されており, その結果負荷電圧の制御が実現されている。 α の平均値はおよそ 0.725 であり, 目標値である $\alpha_r = 0.7$ よりも若干大きくなっている。この誤差は二次側電流の過渡応答によるものであると考えられる。Fig. 12(c) と (d) はそれぞれ負荷電圧 V_L と二次側コンバータ出力電流 I_s を拡大したものであり, Rectification mode において電力が負荷に供給されて V_L が上昇し, Short mode においてコンバータ出力電流がゼロとなり

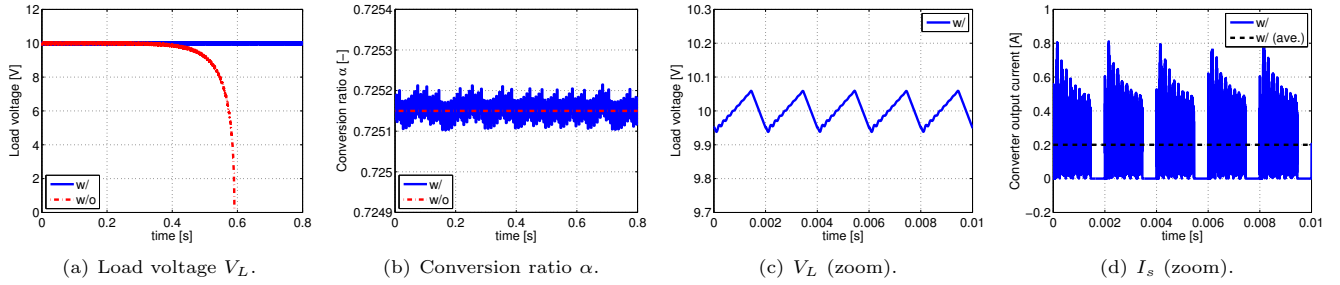


Fig. 12 Load voltage control simulation results.

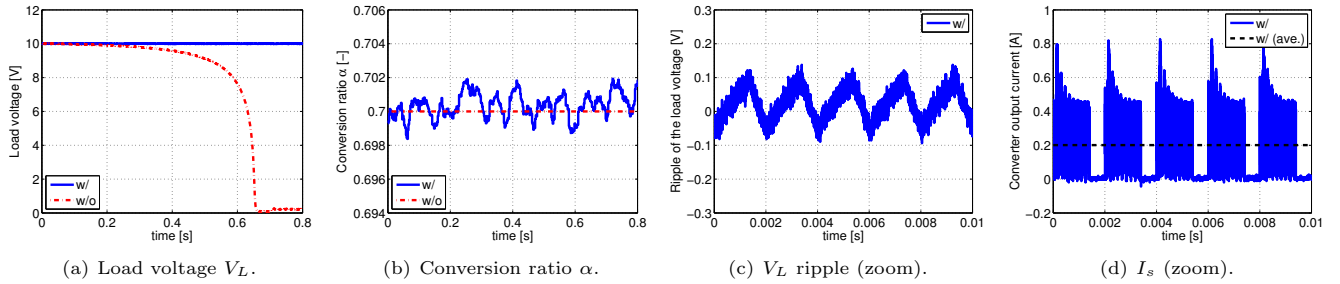


Fig. 13 Load voltage control experimental results.

V_L が低下していることが分かる。また、 I_s の平均値は負荷電流目標値 I_L^* と一致している。

5.5. 実験

シミュレーションと同様の条件で実験をおこなった。負荷電圧測定ローパスフィルタのカットオフ周波数は 20 Hz とした。一次側インバータのデッドタイム、二次側コンバータの MOS-FET のボディダイオード順方向電圧、モデル誤差等により (18) 式より求めた一次側電圧では不足であったため、制御ありにおいて α の平均値が目標値と一致するよう E を調整した。

実験結果を Fig. 13(a) から (d) に示す。制御なし (α 固定) では負荷電圧がゼロに急減しているのに対し、提案制御法では負荷電圧が目標値に制御されている。Fig. 13(c) より負荷電圧のリプル幅はおよそ ± 0.1 V であり、シミュレーション結果とほぼ一致している。また、Fig. 13(d) よりコンバータ出力電流波形もシミュレーションとほぼ一致しており、2 つの動作モードが適切に動作していることが分かる。

以上のシミュレーションおよび実験結果より提案制御法の有効性が確認された。

6. 結言

本報では SS 方式の磁界共振結合による無線電力伝送において、伝達関数から過渡応答特性を解析した。二次側に整流回路と定電圧負荷が接続された場合について近似モデルを導出した。さらに、定電力負荷の安定性解析から負荷電圧が不安定であることを示し、負荷電圧制御を提案しシミュレーションと実験により検証した。

謝辞

最後に本研究の一部は文部科学省科学研究費補助金 (基盤研究 A 課題番号:26249061) によって行われたことを付記する。

参考文献

- (1) 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)
- (2) 大場紀章・保田富夫・佐藤元久:「走行中非接触給電システムの提案」, 自動車技術会学術講演会前刷集, No.149-14, pp.9–12 (2014)
- (3) 佐藤基・山本岳・郡司大輔・居村岳広・藤本博志:「磁界共振結合方式を用いたワイヤレスインホイールモータの開発」, 自動車技術会学術講演会前刷集, No.113-14, pp.9–12 (2014)
- (4) 郡司大輔・居村岳広・藤本博志:「磁界共振結合によるワイヤレスインホイールモータの電力変換回路の制御に関する基礎研究」, 電学論 D, Vol.135, No.3, pp.182–191 (2015)
- (5) A.Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Jannopoulos, 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)
- (6) 遠井敬大・金子裕良・阿部茂:「非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-11-179/MD-11-040 (2011)
- (7) 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)
- (8) S. Murata: "Vehicle Dynamics Innovation with In-Wheel Motor", Proc. JSAE EVTeC'11, 20117204 (2011)
- (9) 金子雄太郎・平野弘之・宍戸恵子・麻生川克憲:「小型高出力インホイールモータユニットの開発」, 自動車技術会学術講演会前刷集, No.7-09, pp.11–14 (2009)
- (10) 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)
- (11) M. Fu, C. Ma, and X. Zhu: "A Cascaded Boost-Buck Converter for High Efficiency Wireless Power Transfer System", IEEE Trans. Industrial Infomatics, Vol.10, No.3, pp.1972–1980 (2014)
- (12) G. Yamamoto, T. Imura, and H. Fujimoto: "Investigation on Maximizing Power Transfer Efficiency of Wireless In-wheel Motor by Primary and Load-Side Voltage Control", Proc. the 1st IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control, TT4-2-1 (2015)