

定電力負荷への磁界共振結合ワイヤレス電力伝送における 二次側負荷電圧の安定性解析

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

Stability Analysis of Secondary Load Voltage on Wireless Power Transfer
using Magnetic Resonance Coupling for Constant Power Load

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

Abstract

In order to improve vehicle motion control performance of electric vehicles, in-wheel motor is the most suitable driving mechanism. Our research group has proposed wireless in wheel motor (W-IWM) concept to solve some technical issues of in-wheel motor, reliability and safety of power wires. In this research, we analyze stability of secondary DC-link voltage with constant power load on wireless power transfer using magnetic resonance coupling. Circuit simulation and experiment on test equipment were carried out to verify the stability analysis result.

キーワード：磁界共振結合, ワイヤレス電力伝送, 定電力負荷, 安定性
(magnetic resonance coupling, wireless power transfer, constant power load, system stability)

1. はじめに

近年, ワイヤレス電力伝送の実用化に向けた研究が盛んであり, 様々なアプリケーションへの応用が期待されている. 特に磁界共振結合⁽¹⁾⁽²⁾による方法は数 m 以下の伝送距離において高効率であり, コイル同士の位置ずれにも強いことから有力な方法である.

磁界共振結合による電気自動車へのワイヤレス給電については多くの先行研究が報告されており⁽³⁾⁽⁴⁾, 主な用途としては静止状態・走行中のバッテリーへの充電が想定されている. 一方, 著者らの研究グループは, 駆動モータであるインホイールモータの電力・信号線をワイヤレス化する構成であるワイヤレスインホイールモータ (Wireless In-Wheel Motor: W-IWM) を提案している⁽⁵⁾⁽⁶⁾. これによりインホイールモータの課題である電力線の信頼性・安全性を向上させ, 車体設計の自由度も高めることができる. また, W-IWM においては路面からの走行中直接給電への応用も可能である.

バッテリー充電のアプリケーションにおいては電力伝送の負荷は定電圧負荷とみなせる. 一方, W-IWM における負荷は電圧形インバータで駆動される永久磁石同期モータであるため, 負荷は定電力負荷である. 定電力負荷に関しては主に DC/DC コンバータの制御に関して多くの先行研究が行なわれており⁽⁷⁾⁽⁸⁾, 負荷の状態によりシステムが不安定になることが知られている. W-IWM のアプリケーションにおいても二次側 DC リンク電圧を安定化するための制御手法を提案しているが⁽⁹⁾, 二次側 DC リンク電圧が不安定となる理論的な解析は行われていなかった.

本報では二次側に整流回路を含む磁界共振結合ワイヤレス電力伝送に定電力負荷を接続したシステムについて, 二次側負荷電圧の安定性を理論解析し, 二次側負荷電圧が不安定なシステムであることを示す. 回路シミュレーションと実験により解析結果を検証する.

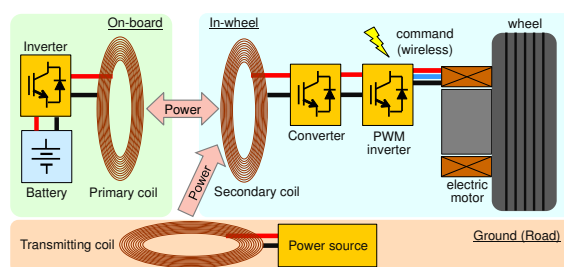
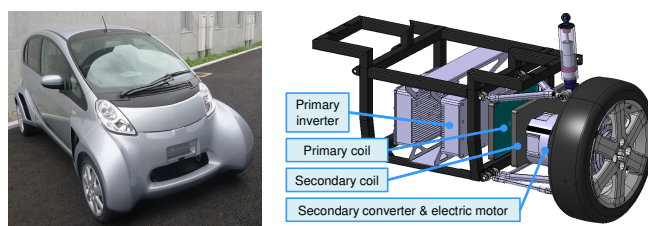


図 1 ワイヤレスインホイールモータのコンセプト
Fig. 1. Concept of wireless in-wheel motor.



(a) Experimental vehicle. (b) 1st prototype unit.

図 2 実験車両および 1 次試作ユニット
Fig. 2. Experimental vehicle and 1st prototype unit.

2. ワイヤレスインホイールモータの概要

W-IWM のコンセプトを図 1 に示す. 車体側に設けたインバータによりバッテリー電圧を共振周波数の交流に変換する. 車体側とインホイール側で対向配置された送受電コイルで磁界共振結合により電力を伝送し, インホイール側の整流回路またはコンバータにより直流に変換する. 得られた直流を電圧形インバータに入力し永久磁石同期モータを駆動する. 車体側とインホイール側の情報通信は無線通信とする. これにより車体とインホイールモータの間で一切のワイヤ接続がない構成が実現される.

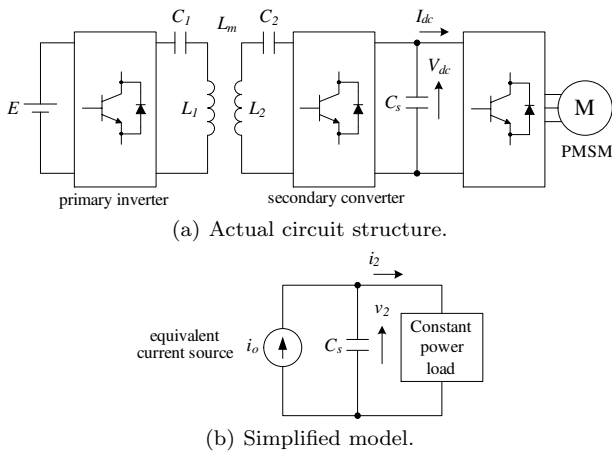


図 3 W-IWM の回路構成と簡略化モデル
Fig. 3. Circuit structure and simplified model of W-IWM.

図 2(a) に当研究室で製作した実験用電気自動車 FPEV4-Sawyer を示す。当車両は前後輪がそれぞれ交換可能なサブユニットとなっており、様々な駆動方式を同一のプラットフォーム上で実験できる。本研究では後輪二輪に W-IWM を備えるサブユニットを製作して当車両に搭載する。1 次試作サブユニットの 3D モデルを図 2(b) に示す。

3. 二次側負荷電圧の安定性解析

〈3・1〉 簡略化モデル W-IWM の回路構成を図 3(a) に示す。一次側・二次側ともに共振コンデンサとコイルが直列である SS 方式を用いている。また、一次側・二次側ともに H ブリッジのスイッチング回路を有しており、これらの duty 比を制御することで直流-交流変換と伝送電力の制御を行なう。本研究では負荷として直流の定電力負荷を想定しているの、解析を容易にするため図 3(b) に示すように回路を簡略化し、一次側回路と二次側のコンバータまでの回路をすべてまとめて等価電流源とするモデルを提案する。

実際の回路構成においては二次側コンバータの入力電流はほぼ正弦波電流とみなすことができる。そのため、二次側コンバータの出力電流は全波整流波形をコンバータ duty 比で切り取った波形となる。駆動周波数として 100 kHz 程度の周波数を想定している。これに対し二次側平滑コンデンサ C_s の時定数は数 ms と十分に遅いので、等価電流源は二次側コンバータ出力電流平均値の直流電流源とみなせる。したがって、等価電流源の電流値 i_o は下式で表すことができる⁽⁵⁾。

$$i_o = \frac{8E}{\pi^2} |P_{iop}(j\omega_{in})| \sin \frac{\pi d_{inv}}{2} \sin \frac{\pi d_{conv}}{2} \dots (1)$$

ここで E は直流電源電圧、 ω_{in} は駆動角周波数、 d_{inv} は一次側インバータ duty 比、 d_{conv} は二次側コンバータ duty 比である。また、 P_{iop} は一次側電圧から二次側電流への伝達関数であり、下式で表される。

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

$$a_3 = \frac{L_1(R_2 + R_{Lp}) + R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} \dots (3)$$

$$a_2 = \frac{R_1 C_1 C_2 (R_2 + R_{Lp}) + C_1 L_1 + C_2 L_2}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \dots (4)$$

$$a_1 = \frac{R_1 C_1 + C_2 (R_2 + R_{Lp})}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \dots (5)$$

$$a_0 = \frac{1}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \dots (6)$$

$$b_3 = \frac{L_m}{L_1 L_2 - L_m^2} \dots (7)$$

$$R_{Lp} = R_L \sin \frac{\pi d_{conv}}{2} \dots (8)$$

各記号は図 3(a) 中に示される回路パラメータである。ここで R_L は等価負荷抵抗であり下式により求められる。

$$R_L = \frac{v_2}{i_2} \dots (9)$$

ここでは二次側の整流回路を PWM コンバータとして考えているが、ブリッジダイオードの場合はコンバータの duty 比を 1 とし考えればよい。

〈3・2〉 伝達関数の導出と安定性解析 本節では簡略化モデルの伝達関数を導出し、安定性について考察する。

簡略化モデルの回路方程式は下式で表される。

$$i_2 = i_o - C_s \frac{dv_2}{dt} \dots (10)$$

負荷電力を p_2 とすると負荷電流 i_2 は

$$i_2 = \frac{p_2}{v_2} \dots (11)$$

と表すことができる。これを (10) 式に代入して整理すると下式が得られる。

$$\frac{dv_2}{dt} = -\frac{p_2}{C_s v_2} + \frac{i_o}{C_s} \dots (12)$$

(12) 式を平衡点近傍で線形化すると下式が得られる。

$$\frac{d\Delta v_2}{dt} = \frac{p_2 \Delta v_2}{C_s V_2^2} + \frac{\Delta i_o}{C_s} \dots (13)$$

$$v_2 = V_2 + \Delta v_2$$

$$i_o = I_o + \Delta i_o$$

(13) 式をラプラス変換することにより Δi_o から Δv_2 への伝達関数 $P_\Delta(s)$ が得られる。

$$P_\Delta(s) = \frac{\Delta v_2(s)}{\Delta i_o(s)} = \frac{1}{C_s \left(s - \frac{p_2}{C_s V_2^2} \right)} \dots (14)$$

したがって $P_\Delta(s)$ の極 p は

$$p = \frac{p_2}{C_s V_2^2} \dots (15)$$

であり、 $p_2 > 0$ 、 $V_2 > 0$ なので $P_\Delta(s)$ は負荷電力 p_2 や平衡点によらず常に不安定である。以上の解析結果より、定電力負荷の場合二次側負荷電圧は不安定であり、安定化のため何らかの制御が不可欠であることが示された。また、(15) 式より明らかなように、

- 1) 負荷電力 p_2 が大きい
- 2) 平滑コンデンサ容量 C_s が小さい
- 3) 電圧平衡点 V_2 が小さい

ほど発散が速くなる。したがって平滑コンデンサ容量は制御の安定性を考慮して定める必要がある。

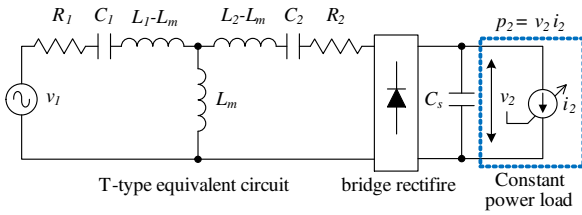


図4 回路シミュレーションモデル
Fig. 4. Circuit simulation model.

表1 送受電コイル特性値

Table 1. Specification of primary and secondary coils.

	primary coil	secondary coil
resistance R	0.297 Ω	0.305 Ω
inductance L	71.85 μH	71.31 μH
capacitance C	35911 pF	35879 pF
resonance frequency f	99.08 kHz	99.50 kHz
Mutual inductance L_m	12.43 μH (gap 80 mm)	

4. 回路シミュレーション

本節では回路シミュレーションにより二次側負荷電圧の挙動を確認する. 前節の解析では図3(b)に示す簡略化モデルを用いたが, 回路シミュレーションは図4に示す詳細モデルで行う. 一次側電圧は交流電圧源 v_1 とし, 伝送コイル部はT型等価回路⁽⁹⁾によりモデル化した. 二次側整流回路はダイオードブリッジ整流とした.

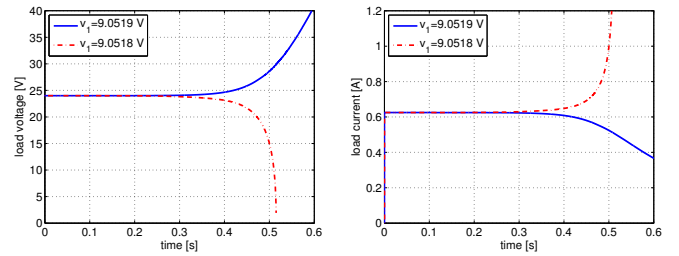
回路シミュレーションにはMATLAB Simulink SimPowerSystemsを用いた. 定電力負荷は図4に示すように制御電圧源を用いてモデル化した. 回路パラメータは後述の実験装置における値を用いた. 回路パラメータを表1に示す. 平滑コンデンサ容量 C_s は1000 μF とした. 負荷電力は15 W, v_2 と i_2 の初期値はそれぞれ24 V, 0.625 Aとした. 一次側電圧 v_1 は周波数を100 kHzとし, 振幅は試行錯誤的に定めた.

シミュレーション結果を図5に示す. 図5(a)・(b)はそれぞれ負荷電圧 v_2 ・電流 i_2 である. なお, v_2 がゼロに近くなると定電力負荷を正しくシミュレートできないため, その時点でシミュレーションを終了した. シミュレーション結果より, 負荷電圧が発散していることが分かる. また, 一次側電圧 v_1 の極めて小さな差により異なる発散状況となることが分かる. v_2 がゼロに近づくほど発散が速くなっており, 簡略化モデルの伝達関数の極からの考察結果と一致する.

5. 実験

本節では実際の定電力負荷として電子負荷とブラシレスモータにおいて実験を行ない負荷電圧の挙動を確認する.

〈5.1〉 実験装置 実験装置を図6に示す. 装置は電力変換回路, 一次側・二次側コイルと2種類の負荷で構成される. 一次側・二次側コイルは同一形状の平面コイルである. コイルの特性値を表1に示す. 電力変換回路の構成は図3(a)と同様であり, 一次側・二次側のHブリッジ回路のduty比はDSP (dSPACE DS1104)により制御周期1 msで制御する. 負荷は電子負荷(菊水電子工業 PLZ1004W)またはブラシレスモータ(ニッセイ VGLC12-25N50L2)である. モータにはパウダブレーキ(三菱電機 ZKG-50YN)が直結されており所望の負荷トルクを与える. モータはドライバにより速度制御される.



(a) load voltage v_2 . (b) load current i_2 .

図5 回路シミュレーション結果

Fig. 5. Circuit simulation results.

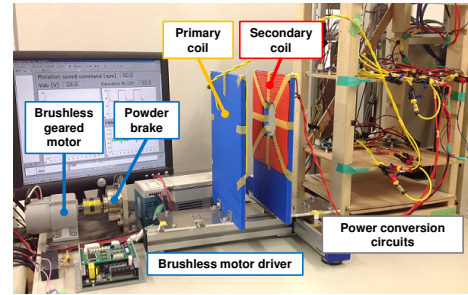


図6 定電力負荷実験装置

Fig. 6. Constant power load experimental equipment.

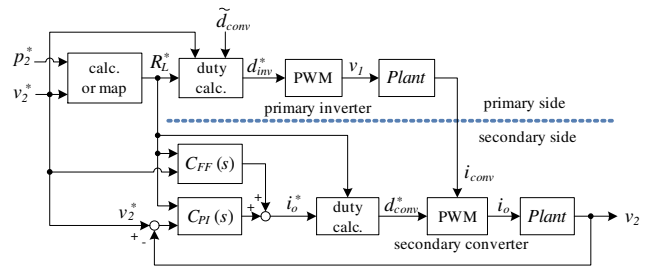


図7 負荷電圧安定化制御

Fig. 7. Load voltage stabilization control.

〈5.2〉 負荷電圧安定化制御⁽⁵⁾ 定電力負荷に安定して電力伝送を行なうためには, 負荷電圧 v_2 ・電流 i_2 のいずれかを一定に制御する必要がある. 実験では負荷電圧を一定に保つ制御法⁽⁵⁾を用いて任意の負荷電圧の状態を実現した後, 二次側コンバータのduty比を固定することで非制御状態とし, v_2 の挙動を測定する. 負荷電圧安定化制御のブロック図を図7に示す. v_2 が一定に保たれている場合, 負荷は $R_L = \frac{p_2}{v_2^2}$ の等価負荷抵抗とみなせる. この R_L をもとに一次側インバータはフィードフォワード制御, 二次側コンバータは v_2 のフィードバック制御をする.

〈5.3〉 電子負荷による実験 電子負荷により負荷電力 p_2 を15 Wに設定し, 負荷電圧安定化制御により v_2 の初期値を24 Vに制御した後, 制御をOFFにして v_2 , i_2 の変化を測定した. 平滑コンデンサ C_2 は1000 μF とした.

実験結果を図8に示す. 図8(a)は負荷電力 p_2 , (b)は負荷電圧 v_2 , (c)は負荷電流 i_2 , (d)は二次側コンバータduty比である. 時刻 $t = 0$ で負荷電圧安定化制御をOFFにすると, 直後から v_2 が急上昇したため, 36 Vに達した時点で過電圧保護機能により電力伝送を停止した. 定電力負荷で v_2 が不安定であることが実験において確認された. 参考のため図8では

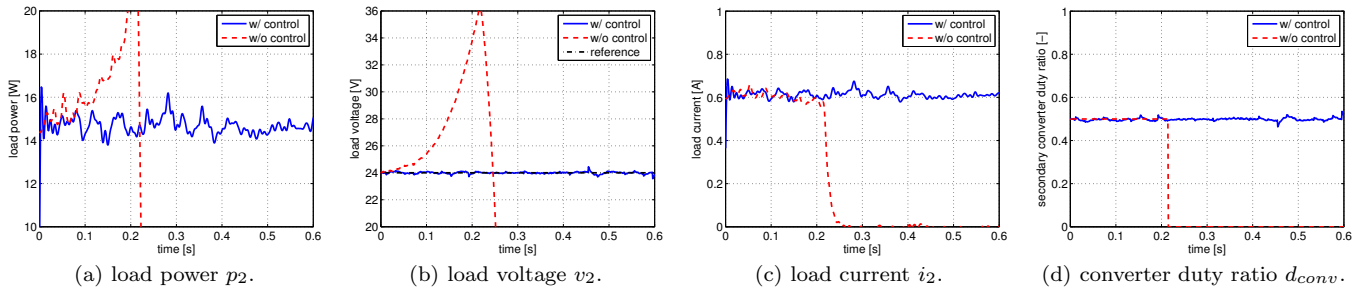


図 8 電子負荷実験結果

Fig. 8. Electrical load experimental results.

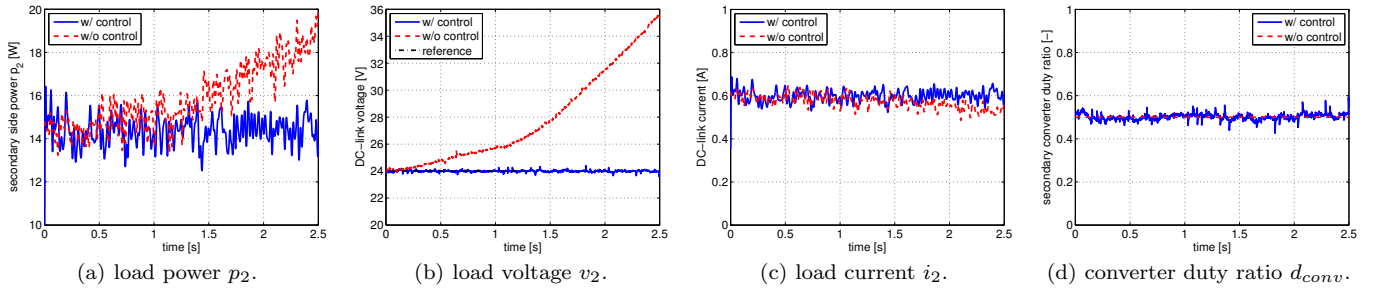


図 9 モータ負荷実験結果

Fig. 9. Motor drive experimental results.

負荷電圧安定化制御を行なった場合の実験結果も示している。二次側 duty 比をフィードバック制御することで v_2 が一定に保たれており、定電力負荷に対して安定した電力伝送が実現されている。本実験結果からも負荷電圧のフィードバック制御が不可欠であることが示された。

〈5・4〉 モータ負荷による実験 モータ負荷を用いて同様の実験を行なった。モータ回転数は 50 rpm、負荷トルクは 1.5 Nm に設定した。このとき負荷電力は実測値でおよそ 14.4 W であった。 C_2 はモータドライブ内蔵のため正確な容量は不明であり、負荷電圧安定化制御においては 2000 μF と仮定した。負荷電圧初期値は 24 V とした。

実験結果を図 9 に示す。時刻 $t = 0$ で負荷電圧安定化制御を OFF にすると v_2 が上昇し、不安定となっていることが分かる。電子負荷と比較すると上昇の度合いは緩やかである。これは、モータの機械負荷がモータ減速機の摩擦等でわずかに増減するためであると考えられる。モータ負荷においても負荷電圧安定化制御を行なうと負荷電圧が一定に制御され、安定した電力伝送が実現されることを確認した。

6. 結 言

本報では磁界共振結合ワイヤレス電力伝送において負荷が定電力負荷の場合、整流後の二次側負荷電圧が不安定であることを理論解析とシミュレーションにより示した。また、電子負荷とモータ負荷での実験により検証した。

今後の課題は W-IWM による実車走行の実現である。

参考文献

- (1) 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)
- (2) T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori: “Wireless

Power Transfer during Displacement Using Electromagnetic Coupling in Resonance -Magnetic- versus Electric-Type Antennas-“, IEEJ Trans. IA, Vol.130, No.1, pp.76-83 (2010) (in Japanese)

- (3) S. Mochizuki, S. Nakadachi, H. Watanabe, S. Sakaino, Y. Kaneko, S. Abe, and T. Yasuda: “Bidirectional Contactless Power Transfer System Expandable from Unidirectional System“, IEEJ Trans. IA, Vol.133, No.7, pp.707-713 (2013) (in Japanese)
- (4) Y. D. Ko, and Y. J. Jang: “The Optimal System Design of the Online Electric Vehicle Utilizing Wireless Power Transmission Technology“, IEEE Trans. Intelligent Transportation Systems, Vol.14, No.3, pp.1255-1265 (2013)
- (5) D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto: “Fundamental Research on Structure of Power Conversion Circuit and Control Method for Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling“, Proc. IEEJ IIC/MEC, IIC-14-071/MEC14-059 (2014) (in Japanese)
- (6) G. Yamamoto, T. Imura, and H. Fujimoto: “Transmitting and Receiving Coil Design for Wireless Power Transfer to In-Wheel Motor“, Proc. IEEJ IIC/MEC, IIC-14-073/MEC14-061 (2014) (in Japanese)
- (7) V. Grigore, J. Hatonen, J. Kyyra, and T. Suntio: “Dynamics of a Buck Converter with a Constant Power Load“, Proc. Power Electronics Specialists Conference 1998, vol.1, pp.72-78, Fukuoka (1998)
- (8) K. tsuboi, M. Tsuji, and E. Yamada: “Unstable Phenomena of a Chopper System with Input LC Filter and its Solution“, IEEJ Trans. IA, Vol.120, No.10, pp1171-1181 (2000) (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)