

磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の 低結合時における過渡解析とソフトスタート応用

畑 勝裕^{†,††} 居村 岳広[†] 藤本 博志[†] 堀 洋一[†]

[†] 東京大学大学院工学系研究科 〒 277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5
^{††} 日本学術振興会特別研究員 DC1 〒 102-0083 東京都千代田区麹町 5-3-1
E-mail: hata@hflab.k.u-tokyo.ac.jp

あらまし 本研究ではワイヤレス電力伝送システムを送電部および受電部、これらの結合部、負荷部といった各要素に分けてブロック線図で表すことで、入力電圧から入力電流までの伝達関数が送受電器の共振周波数、送受電コイルの Q 値および結合係数を利用して特徴づけられることを明らかにする。また、周波数応答の過渡解析から整定時間を簡易的に導出し、ソフトスタート動作における電圧上昇時間として利用する手法を提案する。シミュレーションおよび実験によって提案手法の有効性を検証するとともに、オーバーシュート量と整定時間のトレードオフから電圧上昇時間の設計指針を示す。

キーワード ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, 伝達関数, ソフトスタート動作

Transient Analysis of Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling at Loosely Coupled Condition and Its Application to Soft Start Operation

Katsuhiro HATA^{†,††}, Takehiro IMURA[†], Hiroshi FUJIMOTO[†], and Yoichi HORI[†]

[†] Graduate School of Engineering, The University of Tokyo,
5-1-5, Kashiwanoha, Kashiwa-shi, Chiba, 277-8561, Japan
^{††} JSPS Research Fellow DC1, 5-3-1, Kojimachi, Chiyoda-ku, Tokyo, 102-0083, Japan
E-mail: hata@hflab.k.u-tokyo.ac.jp

Abstract A transfer function from an input voltage to an input current of wireless power transfer is characterized by resonance frequencies, quality factors, and coupling coefficient of a transmitter and receiver. In this paper, the settling time of the system is estimated from the dominant pole of the transfer function and a rise time of the input voltage for a soft start operation is determined based on the analyzed settling time. The simulations and experiments demonstrate the effectiveness of the proposed method and their results show a design trade-off between overshoot and settling time due to the voltage rise time.

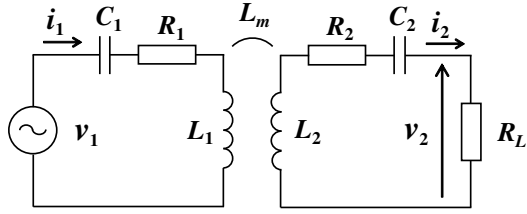
Key words Wireless power transfer, Magnetic resonance coupling, Transfer function, Soft start operation

1. はじめに

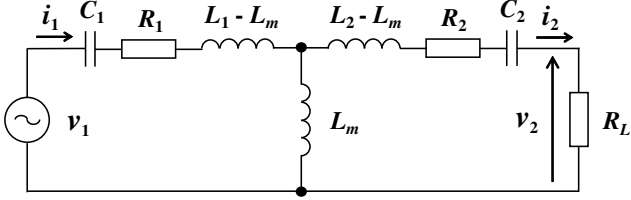
近年、ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) は利便性や信頼性の向上のため、産業分野や運輸分野だけでなく、家庭用機器などの幅広い分野で応用が期待されている [1]–[3]。特に、磁界共振結合 [4] による WPT は数十 cm から数 m の伝送距離でも高効率で電力伝送でき、電磁誘導方式との統一理論 [5]、 kQ 積による表現 [6] などの理論だけでなく、アプリケーションを考慮した制御手法 [7] などが提案されている。

本研究では実際のアプリケーションにおける動特性について考慮するため、WPT システムの伝達関数に基づく過渡解析を行う。これまでにラプラス変換や状態方程式を用いた包絡線モデルが提案されてきたが [8], [9]、複数のパラメータが複雑に掛け合わされるために数式から直接的に解析することは難しい。

本研究では WPT システムを送電部および受電部、これらの結合部、負荷部といった各要素に分けたブロック線図で表すことで、入力電圧から入力電流までの伝達関数を送受電器の共振周波数、送受電コイルの Q 値および結合係数を利用して特徴づ



(a) Equivalent circuit of magnetic resonant coupling.



(b) T-type equivalent circuit.

Fig. 1 Equivalent circuit of the wireless power transfer system.

けられることを示す。また、周波数応答の過渡解析から整定時間を簡易的に導出し、ソフトスタート動作における電圧上昇時間として利用する手法を提案する。

2. 磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送

2.1 S/S方式の等価回路

本研究ではS/S方式の磁界共振結合を利用し、回路図をFig. 1に示す。本稿では負荷を純抵抗 R_L として検討する。共振コンデンサは送受電コイルにそれぞれ直列に接続され、送受電器の共振角周波数 ω_1, ω_2 は

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad C_1 = \frac{1}{\omega_1^2 L_1} \quad (1)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}, \quad C_2 = \frac{1}{\omega_2^2 L_2} \quad (2)$$

として与えられる。ここで、 L_1, L_2 は送受電コイルの自己インダクタンス、 C_1, C_2 は各共振コンデンサの静電容量である。

電源の動作角周波数 $\omega = \omega_1 = \omega_2$ となるとき、定常状態における特性は送受電器の内部抵抗 R_1, R_2 および送受電間の相互インダクタンス L_m で与えられる。しかし、実際には送受電器の共振角周波数を完全に一致させることは難しく、過渡応答も考慮しなければならない。本研究では共振条件を仮定せずに伝達関数を導出して過渡状態についても検討する。

2.2 回路方程式に基づく伝達関数の導出（従来法）

Fig. 1(b)に示すT型等価回路の回路方程式を用いて状態方程式および伝達関数を導出できる。入力電圧 V_1 から入力電流 I_1 までの伝達関数は

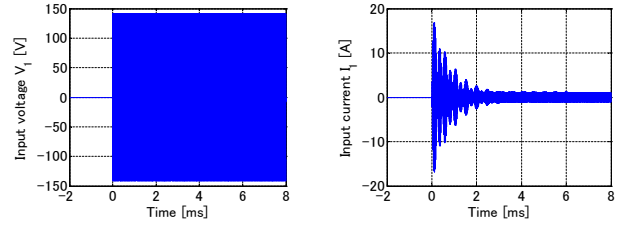
$$G_{I1}(s) = \frac{I_1(s)}{V_1(s)} = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3)$$

となり、各係数はそれぞれ以下のように与えられる[9]。

$$b_3 = \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (4)$$

$$b_2 = \frac{R_2 + R_L}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (5)$$

$$b_1 = \frac{1}{C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (6)$$



(a) Input voltage v_1

(b) Input current i_1

Fig. 2 Waveforms without soft start operation (step response).

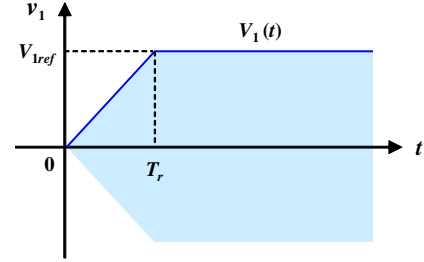


Fig. 3 Diagram of soft start operation.

Tab. 1 Specifications of coils

Parameter	Value
Resonance frequency	85 kHz
Transmitter coil resistance R_1	867 m Ω
Transmitter coil inductance L_1	292 μ H
Transmitter quality factor Q_1	180
Receiver coil resistance R_2	362 m Ω
Receiver coil inductance L_2	224 μ H
Receiver quality factor Q_2	328

$$a_3 = \frac{L_1(R_2 + R_L) + R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (7)$$

$$a_2 = \frac{R_1 C_1 C_2 (R_2 + R_L) + C_1 L_1 + C_2 L_2}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (8)$$

$$a_1 = \frac{R_1 C_1 + C_2 (R_2 + R_L)}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (9)$$

$$a_0 = \frac{1}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - L_m^2)} \quad (10)$$

この伝達関数における各係数は複数のパラメータが複雑に関係しているため、どのパラメータがどのように影響を与えているのか見積もることは難しい。しかし、極/零点マップなどを利用すれば、図を通してシステムの動作を理解することは可能である[9]。

2.3 電力伝送開始時の過渡応答

前節では解析的に伝達関数を導出したが、本節ではシミュレーションを用いて電力伝送開始時の過渡応答を確認する。シミュレーションにはMatlab/Simulink, Simscape power systemsを利用し、送受電コイルのパラメータはTab. 1に示す通りである。共振コンデンサの静電容量 C_1, C_2 は(1), (2)式を用いて共振周波数が85 kHzとなるように与え、結合係数 $k = 0.05$ とした。負荷抵抗 R_L は0として短絡状態としたが、この理由については後述する。

正弦波電圧入力 $v_1 = 100\sqrt{2} \sin(85 \times 10^3 \times 2\pi t)$ [V]を与え

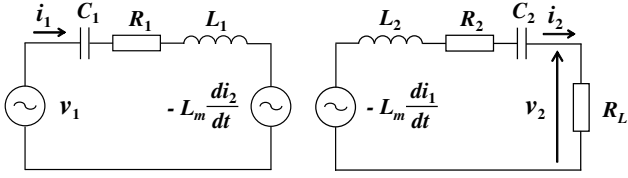


Fig. 4 Equivalent circuit with induced voltages.

た場合のシミュレーション結果を Fig. 2 に示す. $t = 0$ s において v_1 の振幅をステップ状に大きくすることによって, 入力電流 i_1 は大きなオーバーシュートを生じていることが確認できる. 電源回路においては Fig. 3 に示すようなソフトスタート動作を導入して突入電流を防止する試みが見られるが, WPT 回路においては電源と負荷の間に送受電器による過渡応答が含まれるため, 電圧上昇時間 T_r を設計することは容易ではない.

本研究では WPT 回路を特徴づける送受電器の共振周波数や送受電コイルの Q 値, 結合係数などを用いた伝達関数を利用して, T_r の簡易的な設計指針を示す.

3. 各要素に分けた伝達関数の導出 (提案法)

前章では Fig. 1(b) に示す T 型等価回路を用いて入力電圧 V_1 から入力電流 I_1 までの伝達関数を直接的に導出したが, 本章では送電部と受電部, これらの結合部, 負荷部の各要素に分けて伝達関数を導出する.

3.1 各要素における伝達関数

まず, 各要素のつながりを分かりやすくするため, 送受電器の結合による誘導起電力を利用した WPT 回路の等価回路を Fig. 4 に示す. 各誘導起電力は相互インダクタンス L_m と他方の電流微分値によって与えられるため, 結合部の伝達関数は sL_m と記述できる.

送電部および受電部の伝達関数は各電圧と各誘導起電力の差を入力とし, 各電流を出力として求めればよい. 送電部の伝達関数 $G_{11}(s)$ は RLC 直列回路によって与えられるため,

$$\begin{aligned} G_{11}(s) &= \frac{sC_1}{L_1 C_1 s^2 + R_1 C_1 s + 1} \\ &= \frac{s}{L_1 (s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2)} \end{aligned} \quad (11)$$

となる. ここで,

$$\zeta_1 = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} = \frac{R_1}{2\omega_1 L_1} = \frac{1}{2Q_1} \quad (12)$$

$$Q_1 = \frac{\omega_1 L_1}{R_1} \quad (13)$$

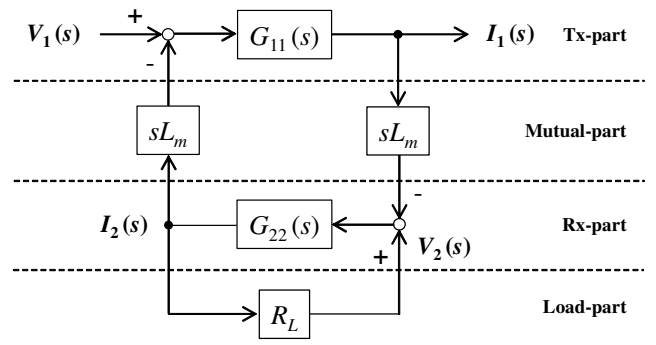
であるため, $G_{11}(s)$ は送電器の共振角周波数 ω_1 および送電コイルの Q 値 Q_1 によって特徴づけられる.

また, 受電部の伝達関数 $G_{22}(s)$ も同様に RLC 直列回路から

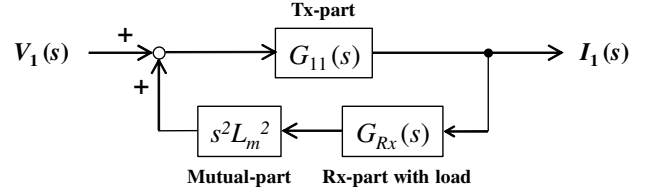
$$\begin{aligned} G_{22}(s) &= \frac{sC_2}{L_2 C_2 s^2 + R_2 C_2 s + 1} \\ &= \frac{s}{L_2 (s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2)} \end{aligned} \quad (14)$$

と記述できる. ここで,

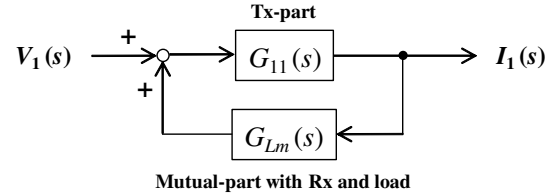
$$\zeta_2 = \frac{R_2}{2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} = \frac{R_2}{2\omega_2 L_2} = \frac{1}{2Q_L} \quad (15)$$



(a) Whole structure of the block diagram



(b) Synthesis of Rx-part and load-part



(c) Synthesis of Mutual-part and Rx-part with load

Fig. 5 Block diagram of wireless power transfer.

$$Q_2 = \frac{\omega_2 L_2}{R_2} \quad (16)$$

であるため, $G_{22}(s)$ は受電器の共振角周波数 ω_2 および受電コイルの Q 値 Q_2 によって特徴づけられる.

最後に本稿における負荷は純抵抗 R_L とするため, 出力電圧 V_2 と出力電流 I_2 の関係はオームの法則から明らかであり, WPT 回路のブロック線図は Fig. 5(a) のように記述できる.

3.2 伝達関数の合成

まず, 受電部と負荷部の伝達関数を合成する. これらは単純なフィードバック系であるため, 合成後の伝達関数 $G_{Rx}(s)$ は

$$\begin{aligned} G_{Rx}(s) &= \frac{G_{22}(s)}{1 + G_{22}(s)R_L} \\ &= \frac{sC_2}{L_2 C_2 s^2 + (R_2 + R_L)C_2 s + 1} \\ &= \frac{s}{L_2 (s^2 + 2\zeta_L \omega_2 s + \omega_2^2)} \end{aligned} \quad (17)$$

と求められる. ここで,

$$\zeta_2 = \frac{(R_2 + R_L)}{2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} = \frac{(R_2 + R_L)}{2\omega_2 L_2} = \frac{1}{2Q_L} \quad (18)$$

$$Q_L = \frac{\omega_2 L_2}{R_2 + R_L} \quad (19)$$

と記述できるため, 負荷まで含めた受電部の伝達関数は受電器の共振角周波数 ω_2 および負荷 Q (すなわち Q_L) によって特徴づけられる.

結合部の 2 つの伝達関数をまとめれば Fig. 5(b) の形で表せ

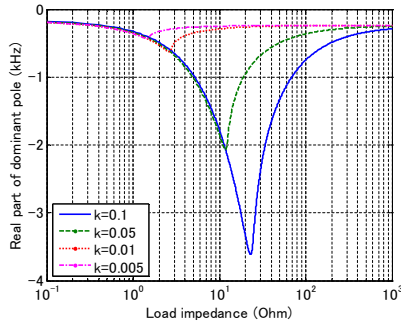


Fig. 6 Real part of dominant pole of $G_{I1}(s)$.

る。ここで、結合部以降をまとめた伝達関数 $G_{Lm}(s)$ は

$$G_{Lm}(s) = s^2 L_m^2 G_{Rx}(s) = \frac{s^3 L_m^2}{L_2(s^2 + 2\zeta_L \omega_2 s + \omega_2^2)} \quad (20)$$

と記述できるため、入力電圧 V_1 から入力電流 I_1 までの伝達関数 $G_{I1}(s)$ は

$$G_{I1}(s) = \frac{n(s)}{d(s)} = \frac{G_{I1}(s)}{1 + G_{I1}(s)G_{Lm}(s)} = \frac{sL_2(s^2 + 2\zeta_L \omega_2 s + \omega_2^2)}{L_1 L_2 (s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s^2 + 2\zeta_L \omega_2 s + \omega_2^2) - s^4 L_m^2} = \frac{s}{L_1 (s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s^2 + 2\zeta_L \omega_2 s + \omega_2^2) - s^4 k^2} \quad (21)$$

となる。ここで、

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (22)$$

であるため、 $G_{I1}(s)$ は送電部の 2 次系、受電部（負荷を含む）の 2 次系および結合係数 k によって与えられる。

4. 周波数応答の過渡解析

前章において入力電圧 V_1 から入力電流 I_1 までの伝達関数 $G_{I1}(s)$ を導出したが、本章では $G_{I1}(s)$ の過渡解析を行う。

4.1 過渡応答と定常応答

振幅 1、角周波数 ω の正弦波電圧入力 $v_1(t) = u(t) = \sin \omega t$ を印加するとき、入力電流 $I_1(s)$ は

$$I_1(s) = G_{I1}(s) \mathcal{L}[u(t)] = G_{I1}(s) \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (23)$$

で与えられる。ここで、部分分数分解より

$$I_1(s) = \frac{\alpha(s)}{d(s)} + \frac{\beta_1}{s - j\omega} + \frac{\beta_2}{s + j\omega} \quad (24)$$

と記述でき、 $\alpha(s)$ は $d(s)$ に依存して決まる多項式で、 $\beta_{1,2}$ は

$$\beta_1 = (s - j\omega)G_{I1}(s) \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \Big|_{s=j\omega} = \frac{1}{2j} G_{I1}(j\omega) \quad (25)$$

$$\beta_2 = \bar{\beta}_1 = -\frac{1}{2j} \bar{G}_{I1}(j\omega) \quad (26)$$

で与えられる。このとき、入力電流の時間応答 $i_1(t)$ は逆ラプラス変換より

$$i_1(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{\alpha(s)}{d(s)} \right] + \beta_1 e^{j\omega t} + \beta_2 e^{-j\omega t} \quad (27)$$

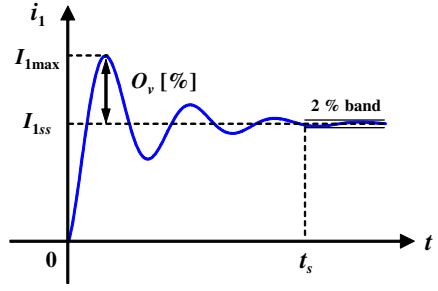


Fig. 7 Evaluation contents ($I_{1\max}$, O_v , and t_s).

となり、第 1 項が過渡応答を示すとともその極は $G_{I1}(s)$ の分母である $d(s)$ によって与えられることが分かる。

Fig. 6 は $G_{I1}(s)$ の支配極を示しており、他の極と零点を無視すると伝達関数は 2 次系で近似できる。ここで、結合係数 k が小さいほど支配極が遅くなり、負荷抵抗 R_L はあるピークを持つが短絡状態に近づくとき支配極が遅くなるのが分かる。

本研究では $k \rightarrow 0, R_L \rightarrow 0$ としてワーストケースにおける整定時間 T_s を解析する。

4.2 $k = 0$ における整定時間 T_s

結合係数 $k \rightarrow 0$ とするとき、 $G_{I1}(s)$ は

$$G_{I1}(s)|_{k=0} = \frac{s}{L_1(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2)} = G_{I1}(s) \quad (28)$$

となり、単純な RLC 直列回路となる。その極は

$$p_{1,2} = -\zeta_1 \omega_1 \pm j\omega_1 \sqrt{1 - \zeta_1^2} \quad (29)$$

となり、支配極の実部は送電器の共振角周波数 ω_1 および送電コイルの Q 値 Q_1 によって決まる (R_L の影響は表れなくなる)。

T_s を見積もるためにステップ応答の包絡線を考えると

$$|i_1(t) - i_{1\infty}| \leq \frac{e^{-\zeta_1 \omega_1 t}}{\sqrt{1 - \zeta_1^2}} \leq \varepsilon \quad (t \geq T_s) \quad (30)$$

を得る。ここで、(30) 式を変形すると

$$\zeta_1 \omega_1 t \geq \log \frac{1}{\varepsilon} + \frac{1}{2} \log \frac{1}{1 - \zeta_1^2} \quad (31)$$

となり、本稿では $\varepsilon = 0.02$ (2% 整定) とし、 $Q_1 > 100$ とすれば $\zeta_1^2 \ll 1$ より右辺の第 2 項を無視でき、

$$\zeta_1 \omega_1 t \geq 3.9 \quad (32)$$

と近似できる。従って、 $k = 0$ における整定時間 T_s は

$$T_s \geq \frac{3.9}{\zeta_1 \omega_1} = \frac{7.8 Q_1}{\omega_1} = \frac{7.8 L_1}{R_1} \quad (33)$$

と求められる。Tab. 1 のパラメータを用いると $T_s \approx 2.6$ ms であり、本稿ではこの T_s をソフトスタート動作の電圧上昇時間 T_r として利用する。

5. シミュレーション

本稿において検討した整定時間 T_s を利用したソフトスタート動作の有効性を検証する。電圧上昇時間 T_r は $0.5T_s, T_s, 2T_s$ の 3 通りとし、評価項目として Fig. 7 に示す最大電流値 $I_{1\max}$,

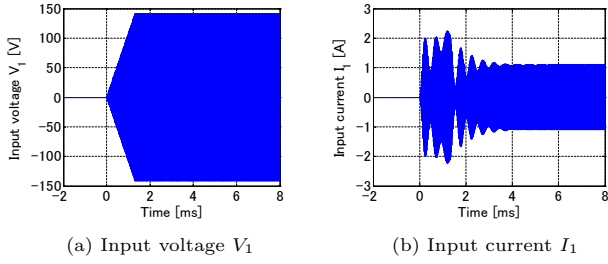


Fig. 8 Simulation results with soft start operation ($T_r = 0.5 T_s$).

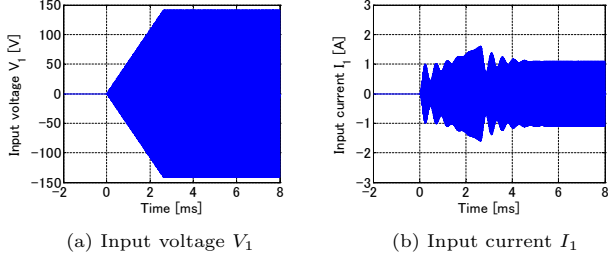


Fig. 9 Simulation results with soft start operation ($T_r = T_s$).

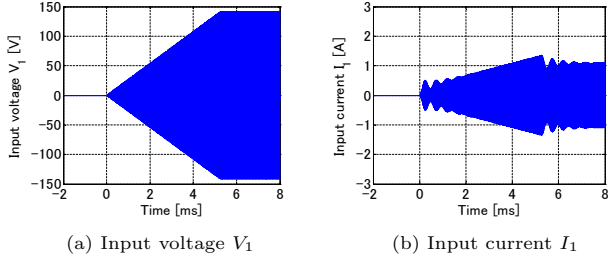


Fig. 10 Simulation results with soft start operation ($T_r = 2 T_s$).

Tab. 2 Comparison of simulation results.

T_r	$I_{1\max}$ [A]	O_v [%]	t_s [ms]
0 (step)	16.8	1440	5.9
$0.5 T_s$	2.23	105	4.0
T_s	1.61	47.7	4.9
$2 T_s$	1.34	22.9	7.0

オーバーシュート量 O_v 、実際の整定時間 t_s を比較する。入力電圧の目標値 V_{1ref} は 100 V とし、正弦波電圧入力とした。また、結合係数 k は 0.05 とし、負荷は短絡状態とした。

シミュレーション結果を Fig. 8 から Fig. 10 に示し、各評価項目を Tab. 2 に示す。Fig. 2 のステップ状の入力と比較して、いずれの動作もオーバーシュート量 O_v を大幅に抑制できている。 $T_r = 0.5 T_s$ の条件では $I_{1\max}$ は定常値の約 2 倍となっているが、整定時間 t_s はステップ状の入力よりも早い結果が得られた。一方で、 $T_r = 2 T_s$ の条件では O_v を 22.9 % まで削減できているが、 T_r を長くしたために t_s が遅くなっている。従って、 T_r の設計には O_v と t_s のトレードオフが存在するため、アプリケーションの仕様に応じて適切に設計すべきといえる。

6. 実験

提案手法の有効性を実験によって検証する。本実験では Fig. 11 に示す回路構成とし、PWM インバータは Fig. 12 に示す動

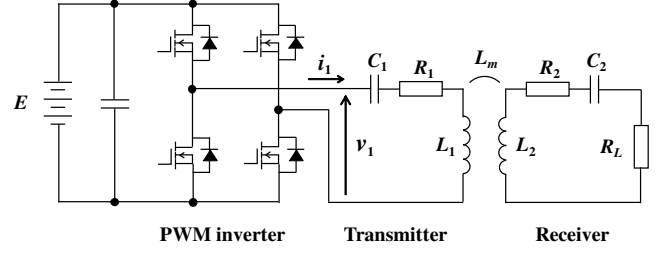


Fig. 11 Experimental setup.

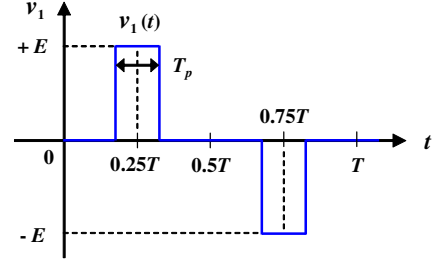


Fig. 12 Definition of PWM inverter duty.

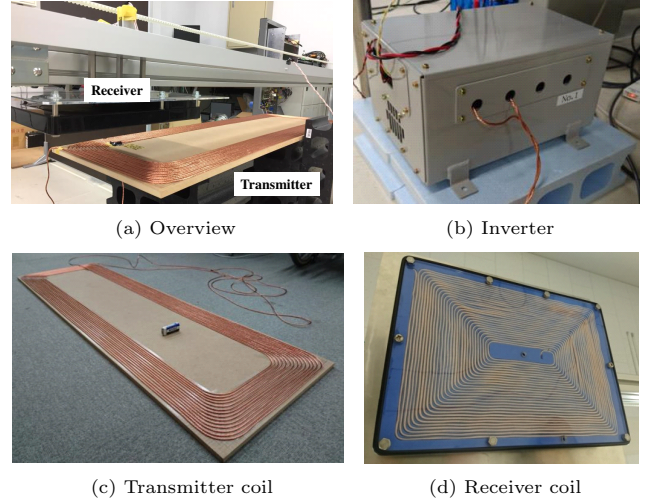


Fig. 13 Experimental equipment.

作を行う。このとき、デューティ比 d_{inv} は基本波成分の電圧実効値 V_1 のフーリエ級数から算出できる [7]。本実験では V_1 の目標値 V_{1ref} を 50 V とし、制御周期 100 μ s 毎に V_1 がソフトスタート動作となるように操作する。

送受電器は Fig. 13(a) に示すように受電器の半分が送電器上に位置するように配置し、負荷は短絡状態とした。実験機における送受電器の共振周波数はおよそ 87.7 kHz となったため、同等のパラメータを利用したシミュレーションと実験の結果を比較する。結合係数 k は Fig. 14 から Fig. 17 に示すシミュレーション波形と実験波形の比較から、およそ $k = 0.015$ となる条件であり、前章と比較してより厳しい条件となった。

まず、基本波成分の電圧実効値 V_1 をステップ状に変化させた実験結果を Fig. 14 に示す。シミュレーションおよび実験ではほぼ同様の電流波形となり、適切に解析できていることが確認できる。ここで、Fig. 2 に示した結果と同様に大きなオーバーシュートが生じており、対策が必要といえる。

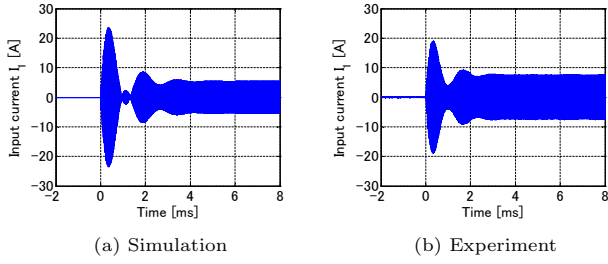


Fig. 14 Comparison of waveforms with soft start operation (step response).

Tab. 3 Comparison of experimental results.

T_r	$I_{1\max}$ [A]	O_v [%]	t_s [ms]
0 (step)	19.1	148	3.1
$0.5 T_s$	11.1	33.7	3.2
T_s	9.5	17.3	4.1
$2 T_s$	8.3	5.1	5.8

次に、ソフトスタート動作を適用した実験結果を Fig. 15 から Fig. 17 に示す。Tab. 3 に示す各評価項目より、前章と同様に $T_r = 0.5T_s$ の条件では整定時間 t_s に優れており、 $T_r = 2T_s$ の条件ではオーバーシュート量 O_v の削減に効果的といえる。また、 $T_r = T_s$ とした場合にはそれぞれをバランスよく設計できており、提案手法によるソフトスタート動作は有用といえる。

7. まとめ

本研究ではワイヤレス電力伝送システムを送電部および受電部、これらの結合部、負荷部といった各要素に分けてブロック線図で表すことで、入力電圧から入力電流までの伝達関数が送受電器の共振周波数、送受電コイルの Q 値および結合係数を利用して特徴づけられることを示した。また、周波数応答の過渡解析からステップ応答における整定時間を簡易的に導出し、ソフトスタート動作における電圧上昇時間として利用する手法を提案した。シミュレーションおよび実験によって提案手法の有効性を検証するとともに、オーバーシュート量と整定時間のトレードオフから電圧上昇時間の設計指針を示した。

本稿では結合係数が小さく、負荷が短絡状態となるワーストケースについて検討したが、アプリケーションによっては保守的な設計となる可能性があるため、適切な設計法について更なる検討を行う。また、入力電圧から入力電流までの伝達関数における零点の影響を無視したが、実際には零点によって整定時間がさらに遅くなるため、今後検討を行う予定である。

謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費 26249061, 15H02232, 16J06942, 17H04915 の助成を受けたものである。また、積層セラミックコンデンサ (U2J 特性) を支給して頂いた株式会社村田製作所、試験用インバータを支給して頂いた東洋電機製造株式会社に対しここに記して深く感謝申し上げる。

文 献

- [1] G. A. Covic and J. T. Boys, "Modern trends in induc-

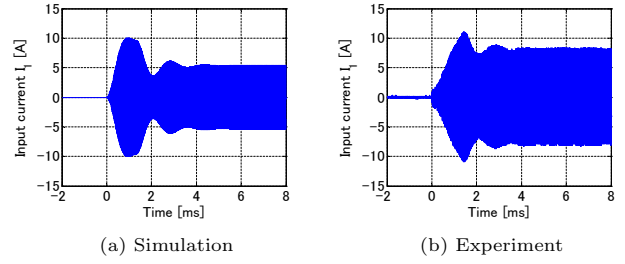


Fig. 15 Comparison of waveforms with soft start operation ($T_r = 0.5 T_s$).

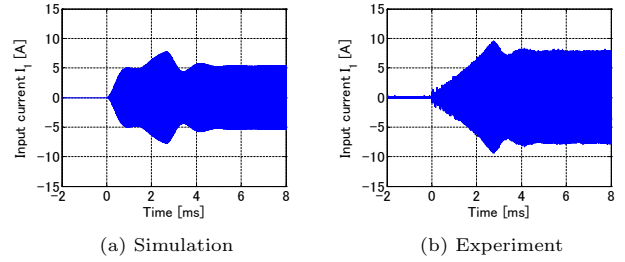


Fig. 16 Comparison of waveforms with soft start operation ($T_r = T_s$).

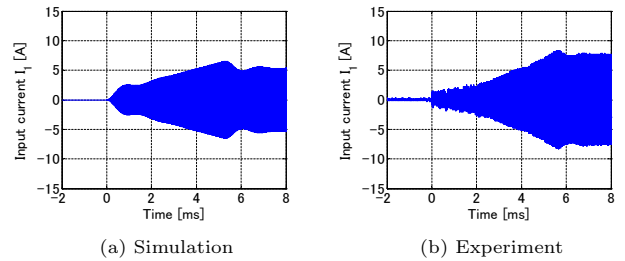


Fig. 17 Comparison of waveforms with soft start operation ($T_r = 2 T_s$).

tive 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. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no.1, pp. 4–17, Mar. 2015.
- [3] 庄木裕樹:「ワイヤレス電力伝送の技術動向・課題と実用化に向けた取り組み」, 信学技報, WPT2010-07, 2010, pp. 19–24.
- [4] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance," *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Jun. 2007.
- [5] 居村岳広・堀洋一:「電磁誘導方式と磁界共振結合方式の統一理論」, 電学論 D, vol.135, no.6, pp.697–710, Jun. 2015.
- [6] T. Ohira, "What in the world is Q?," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 17, no.6, pp. 42–49, May 2016.
- [7] 郡司大輔・居村岳広・堀洋一:「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, 2010.
- [8] S. Lee, B. Choi and C. T. Rim, "Dynamics characterization of the inductive power transfer system for online electric vehicles by laplace phasor transform," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5902–5909, Dec. 2013
- [9] 郡司大輔・居村岳広・堀洋一:「磁界共振結合ワイヤレス電力伝送の受電側電圧包絡線モデルの導出と制御設計への応用」, 信学技報, WPT2014-32, 2014, pp.45–50.