

複数送信コイルによる磁界共振結合を用いた 非接触給電における高効率化

成田 大輝[†] 古関 隆章[†]

[†] 東京大学大学院 工学系研究科

〒 113-8654 東京都文京区本郷 7-3-1

E-mail: †{hnarita,koseki}@koseki.t.u-tokyo.ac.jp

あらまし 非接触給電は、配線が困難であった場所及び場面での給電手法として期待されている。走行中給電といった、長縦方向距離での電力伝送においては、送信側を1つの大型コイルのみとすると、電力を送信していない領域においても高周波の電流を流すこととなる。しかし、伝送効率の向上、電磁両立性の観点から、給電を行っている領域のみに送信側の電流が流れる方が望ましい。そこで本稿では、同時に複数の送信側コイルを用いる非接触給電システムにおいて、最大効率となる送信側電圧の条件の導出、及びその実現のための制御手法について理論的検討を行い、数値計算において提案法の妥当性について検証を行う。

キーワード 非接触給電, 磁界共振結合, 複数送信, 効率最大化

Design of Efficient Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling using Multiple Transmitter Coils

Hiroki NARITA[†] and Takafumi KOSEKI[†]

[†] Faculty of Engineering, The University of Tokyo

7-3-1, Hongo, Bunkyo Ward, Tokyo, 113-8654

E-mail: †{hnarita,koseki}@koseki.t.u-tokyo.ac.jp

Abstract Wireless Power Transfer (WPT) is expected as a novel power feeding method where conventional wiring is difficult or causes problems. In case of Longitudinal WPT such as dynamic WPT, if transmitter coil is single and long type, there is high frequency current even if there is no receiver coil. However, this case is not proper in the view point of transfer efficiency improvement and electromagnetic compatibility. Also multiple transmitter with individual power source can reduce rated value of transmitter. In this paper, requirement of transmitters voltage for maximizing efficiency and control method for realization of maximum efficiency using voltage/current of transmitters are discussed and confirmed by numerical simulation.

Key words Wireless Power Transfer, Magnetic Resonant Coupling, Multiple Transmitter, Efficiency Maximizing

1. はじめに

非接触給電は、配線が困難であった場所及び場面での給電手法として期待されている。電力の伝送距離は、従来の電磁誘導方式では長くても 0.2 m 程度が限度であった。一方、MIT より発表された磁界共振結合方式では、最大で数 m 程度と、より長い伝送距離を得られる [1]。さらに、位置ずれや伝送距離の増加による効率低下が小さいといった特徴もある [2]。この特徴を利用した電気自動車への非接触給電 [3]、電気鉄道への非接触給電 [4]、電気自動車と系統間の双方向非接触給電 [5] といった応用が考えられている。

特に、走行中給電といった、長横方向距離での電力伝送においては、送信側を1つの大型コイルのみとすると、電力を送信していない領域においても高周波の電流を流すこととなる。しかし、伝送効率の向上、電磁両立性の観点から、給電を行っている領域のみに送信側の電流が流れる方が望ましい。従って、走行中をある条件で分割を行うシステム構成が必要となる。

複数の送信側や受信側を同時に利用する非接触給電については、複数の受信側を利用することによる効率向上 [6]、その送信同士や受信同士の結合によって生じる影響についての検討 [7]、そこで生じるクロスカップリングやその対策手法についての検討 [8]、あるいは並列接続による複数送信コイルへの給電による

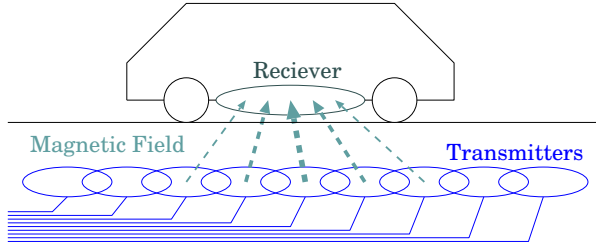


図1 Multiple Transmitter WPT Concept

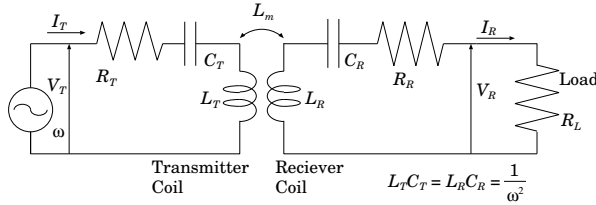


図2 WPT circuit diagram

伝送範囲の拡大 [9] といった検討が行われていた。

しかし、同時に複数の送信側コイルを独立した電源で利用すれば、1つの送信側のコイルあたりに要求される定格電力は、同一受信電力時に低減させることが可能となる。すなわち、小容量の電源を量産して適用することで、大容量の電源の開発を行わなくても、受信電力の大電力化が可能となる。さらに、複数コイルへ給電する場合においては、全ての送信側の電源を同じ電圧とするのではなく、電圧振幅比を制御することで、さらなる伝送効率が上昇する可能性がある。

そこで本稿では、図1に示すような、同時に複数の送信側コイルを、最大効率となる条件で利用するための送信側電圧の条件、導出した電圧条件を実現するための制御手法、及びその課題について数値計算によって検討する。

2. 1対1型非接触給電

2.1 効率最大条件

1対1型の非接触給電は、文献[10]に示すように、図2の等価回路の元で、式(1)–(4)のように、電圧比 V_R/V_T 、電流比 I_R/I_T 、伝送効率 η 、電源から見たインピーダンス Z_T が表される。そして、負荷抵抗値 R_L によって効率は変動するが、式(5)に示す負荷抵抗値の場合、最大効率となる。なお、式中の各変数・定数は、表1に基づき、簡略化のため、以降、送信側を TX、受信側を RX と表記する。

$$\frac{V_R}{V_T} = \frac{j\omega L_m R_L}{R_L (R_R + R_L) + \omega^2 L_m^2} \quad (1)$$

$$\frac{I_R}{I_T} = \frac{j\omega L_m}{R_R + R_L} \quad (2)$$

$$\eta = \frac{R_L \omega^2 L_m^2}{(R_T (R_R + R_L) + \omega^2 L_m^2) (R_R + R_L)} \quad (3)$$

$$Z_T = \frac{V_1}{I_1} = R_T + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_R + R_L} \quad (4)$$

$$R_{L,\eta\max} = \sqrt{\frac{R_R}{R_T} \omega^2 L_m^2 + R_R^2} \quad (5)$$

表1 Definition of Symbols

Symbol	Definition	Value	unit
V_R	RX voltage		V
V_T	TX voltage		V
I_R	RX current		A
I_T	TX current		A
R_L	Load resistance		Ω
R_R	RX resistance		Ω
R_T	TX resistance		Ω
f	Power source(PS) frequency	85	kHz
ω	PS angular frequency	$2\pi f$	rad/s
L_R	RX inductance		H
L_T	TX inductance		H
L_m	Mutual inductance between TX and RX		H
C_R	RX resonant capacitor	$\frac{1}{\omega^2 L_R}$	F
C_T	TX resonant capacitor	$\frac{1}{\omega^2 L_T}$	F

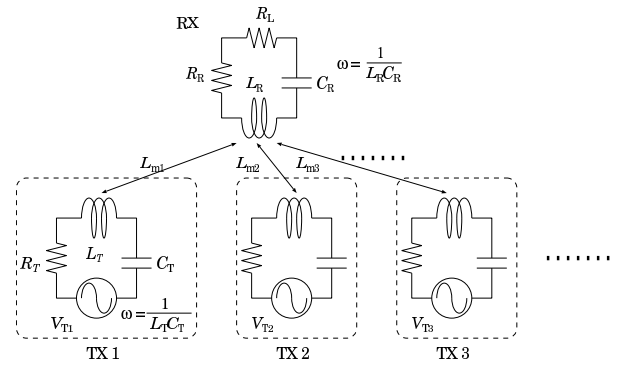


図3 Multiple Transmitter WPT circuit diagram

2.2 磁界共振結合方式の諸特性

電源から見たインピーダンスに着目すると、一次側及び二次側の抵抗が無視できる場合、負荷インピーダンスに対して反比例的な特性がある。また相互インダクタンスの増加により電源から見たインピーダンスは上昇するが、これは結合が強い場合において、電源側において電流が流れにくくなる事を示す。特に、相互インダクタンスが低い領域においては、電源側から見た場合低インピーダンスとなり、定電圧動作では電流が大きくなり、電源側において過電流となりうる。

3. 複数対1型非接触給電の効率最大化条件の導出

3.1 複数対1型における定性的な議論

複数対1型の非接触給電においては、等価回路を図3のように表現する。この際、結合はすべての送受信コイル間で一定ではなく、ある送信コイルは受信コイルと強く結合しているが、他のコイルは弱く結合している、といった事が起こりうる。ここで、結合が弱いコイルにおいては、1対1の場合と同様に、過電流となる。

また、結合が強いコイルは、1対1の場合と同様に、電流が流れにくくなる、すなわち電力伝送が行いにくくなるのみでな

く、その送信コイルへ、他の送信コイルから、受信コイルを経由した電力伝送として、電力の逆流が発生しうる。なぜならば、その送信コイルのみを利用する場合に、受信側電流によって送信側コイルへ発生する電圧が高いため電流が流れにくい状態であったものが、さらに他の送信コイルによって生じた受信側電圧電流の上昇による、結合の強いコイルにおける電圧上昇が発生しうるためである。

従って、送信側を複数使う場合は、結合が強いコイルの電圧を上げ、電力の逆流を防ぐこと、及び弱いコイルの電圧を下げ、過電流を防ぐ必要がある。

3.2 複数対1型非接触給電の1対1型への変換

まず、送信間同士のクロスカップリングについては、送受信間の結合に比べて無視できる程度に小さいとする。この場合、式(6)–(8)の回路方程式となる。なお、 $\mathbf{V}_T, \mathbf{I}_T, \mathbf{L}_m$ は、式(9)–(11)のように、送信側電圧電流、相互インダクタンスによるベクトルまたは行列とする。

$$\mathbf{V}_T = R_T \mathbf{I}_T - j\omega \mathbf{L}_m^T \mathbf{I}_R \quad (6)$$

$$V_R = j\omega \mathbf{L}_m \mathbf{I}_T - R_R I_R \quad (7)$$

$$V_R = R_L I_R \quad (8)$$

$$\mathbf{V}_T = (V_{T1}, V_{T2}, \dots, V_{TN})^T \quad (9)$$

$$\mathbf{I}_T = (I_{T1}, I_{T2}, \dots, I_{TN})^T \quad (10)$$

$$\mathbf{L}_m = (L_{m1}, L_{m2}, \dots, L_{mN}) \quad (11)$$

これを、 \mathbf{V}_T, V_R, I_R を、 \mathbf{I}_T のみで表すと、式(12)–(14)を得る。これらより、式(15)を利用して、伝送効率を計算することが可能である。

$$\mathbf{V}_T = \left(R_T \mathbf{E}_N + \frac{\omega^2 R_L}{R_L + R_R} \mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \right) \mathbf{I}_T \quad (12)$$

$$V_R = j\omega \frac{R_L}{R_L + R_R} \mathbf{L}_m \mathbf{I}_T \quad (13)$$

$$I_R = j\omega \frac{1}{R_L + R_R} \mathbf{L}_m \mathbf{I}_T \quad (14)$$

$$\eta = \frac{I_R V_R}{\mathbf{I}_T^T \mathbf{V}_T} \quad (15)$$

ここで、(16)に示す等価的な相互インダクタンス二乗値を利用すると、式(17)のように、伝送効率は1対1の場合と同様の形の式となる。なお、送信側電圧比ベクトル \mathbf{a} 、電流比ベクトル \mathbf{b} について、式(18)–(19)のように定義する。

$$\widetilde{L}_m^2 = \mathbf{b}^T \mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \mathbf{b}^* \quad (16)$$

$$\eta = \frac{R_L \omega^2 \widetilde{L}_m^2}{\left(R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \widetilde{L}_m^2 \right) (R_R + R_L)} \quad (17)$$

$$\mathbf{a} = \frac{1}{|\mathbf{V}_T|} \mathbf{V}_T \quad (18)$$

$$\mathbf{b} = \frac{1}{|\mathbf{I}_T|} \mathbf{I}_T \quad (19)$$

この変数変換により、複数対複数の場合も、1対1の場合と同様の議論をすることが可能となる。たとえば、式(20)のように、1対1の場合と同様に、ある最適な等価的な負荷インピーダンス時に伝送効率は最大となる。また、偏微分が式(21)の

ようになることから、等価的な相互インダクタンス二乗値に対して伝送効率は単調増加となる。すなわち、等価的な相互インダクタンス二乗値を最大化することが、効率最大化において必要である。

$$R_L = \sqrt{\frac{R_R}{R_T} \omega^2 \widetilde{L}_m^2 + R_R^2} \quad (20)$$

$$\frac{\partial \eta}{\partial \widetilde{L}_m^2} > 0 \quad (21)$$

3.3 等価的な相互インダクタンス二乗値の最大化による効率最大化

式(16)のように、等価的な相互インダクタンス二乗値は、相互インダクタンス行列以外に、送信側電流比によっても変化する。ところで、 \widetilde{L}_m^2 は、式(22)へ示すように、相互インダクタンス行列($1 \times N$)及び電流比ベクトルの内積の絶対値の二乗値の形である。従って、 \widetilde{L}_m^2 が最大となる場合において、相互インダクタンス行列が実行列であることから、電流比ベクトルの方向が相互インダクタンス比ベクトルの方向へ一致する。このとき、等価的な相互インダクタンス二乗値は式(23)のように相互インダクタンスの二乗和となる。

$$\widetilde{L}_m^2 = \mathbf{b}^T \mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \mathbf{b}^* = |\mathbf{L}_m \mathbf{b}|^2 \quad (22)$$

$$\mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \frac{1}{|\mathbf{L}_m|} \mathbf{L}_m^T = \sum_{i'=1}^N L_{m,i'}^2 \frac{1}{|\mathbf{L}_m|} \mathbf{L}_m^T \quad (23)$$

さらに、式(24)に示すように、送信側電圧は送信電流ベクトルと平行、すなわち電圧比と電流比のベクトルが一致し、すべての送信側において電源から見たインピーダンスが、式(25)のように一致する。

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_T &= \left(R_T \mathbf{E}_N + \frac{\omega^2}{R_L + R_R} \mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \right) \mathbf{I}_T \\ &= \left(R_T \mathbf{I}_T + \frac{\omega^2}{R_L + R_R} \mathbf{L}_m^T \mathbf{L}_m \frac{|\mathbf{I}_T|}{|\mathbf{L}_m|} \mathbf{L}_m^T \right) \\ &= \left(R_T \mathbf{I}_T + \frac{\omega^2}{R_L + R_R} \mathbf{L}_m^T \frac{|\mathbf{I}_T|}{|\mathbf{L}_m|} \sum_{i'=1}^N L_{m,i'}^2 \right) \\ &= \left(R_T + \frac{\omega^2 \sum_{i'=1}^N L_{m,i'}^2}{R_L + R_R} \right) \mathbf{I}_T \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{T1}}{I_{T1}} &= \dots = \frac{V_{TN}}{I_{TN}} = Z_T \\ &= R_T + \frac{\omega^2 \sum_{i'=1}^N L_{m,i'}^2}{R_L + R_R} \end{aligned} \quad (25)$$

従って、送信側の電圧比が式(26)を満たす場合において、効率が最大となる。また、受信側の負荷インピーダンスを式(27)のようにすることも、効率最大化のために必要である。

$$\frac{1}{|\mathbf{V}_T|} \mathbf{V}_T = \frac{1}{|\mathbf{I}_T|} \mathbf{I}_T = \frac{1}{|\mathbf{L}_m|} \mathbf{L}_m^T \quad (26)$$

$$R_L = \sqrt{\frac{R_R}{R_T} \sum_{k=1}^{k=N} L_{mk,1}^2 + R_R^2} \quad (27)$$

4. 複数対 1 型 WPT の効率最大化のための制御手法

4.1 相互インダクタンスを利用しない制御手法の必要性

前章にて導出を行った効率最大条件には相互インダクタンスの情報が含まれている。しかし、相互インダクタンスは、特に走行中給電では常に変動し、また横方向のずれや伝送距離のずれなどといった要因により、容易に変化する。また、受信側の制御と送信側の制御を同時に遅れなしで行うことは困難である。

従って、送信側の電圧の決定は、送信側の電圧・電流情報のみを利用しなければならない。

4.2 効率最大条件からずれる場合の動作

効率最大条件から、式 (28) へ示すように N 番目の送信器の電圧のみが ΔV_{TN} だけずれたとする。すると、各送信側の電圧、受信側の電圧電流は、式 (29)–(31) へ示すように変化する。

$$\Delta \mathbf{V}_T = (0, 0, \dots, 0, \Delta V_{TN})^T \quad (28)$$

$$\Delta \mathbf{V}_T = -j\omega \mathbf{L}_m^T \Delta \mathbf{I}_R + R_T \Delta \mathbf{I}_T \quad (29)$$

$$\Delta V_R = j\omega \mathbf{L}_m \Delta \mathbf{I}_T - R_R \Delta I_R \quad (30)$$

$$\Delta I_R = \frac{1}{R_L} \Delta V_R \quad (31)$$

$$\Delta I_{Tk} = -\frac{\omega^2 L_{m,N}^2}{R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \sum L_{m,i'}^2} \cdot \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} V_{Tk} \quad (k=1, 2, \dots, N-1) \quad (32)$$

$$\Delta I_{TN} = \frac{\omega^2 (\sum_{i'=1}^N L_{m,i'}^2 - L_{m,N}^2)}{R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \sum L_{m,i'}^2} \frac{1}{R_T} \Delta V_{TN} \quad (33)$$

これらを、 ΔV_{TN} について解くと、式 (32)–(33) を得る。送信側の電源から見たアドミタンスを、それぞれ $Y_{Tk} (k=1 \dots N)$ とすると、これらの変化については式 (34)–(35) で表される。

さらに、アドミタンスのずれの、アドミタンスのずれの平均値から差を式 (36)–(37) のように計算する。すると、各送信側におけるアドミタンスの平均値からの差と、平衡時のアドミタンスからのずれ及びその平均値の差は一致する。

$$\begin{aligned} \Delta Y_{Tk} &= \frac{\Delta I_{Tk}}{V_{Tk}} \quad (k=1, 2, \dots, N-1) \\ &= -\frac{\omega^2 L_{m,N}^2}{R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \sum L_{m,i'}^2} \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \Delta Y_{TN} &= \frac{\Delta I_{TN}}{V_{TN}} \\ &= \frac{\omega^2 (\sum_{i'=1}^N L_{m,i'}^2 - L_{m,N}^2)}{R_T (R_R + R_L) + \omega^2 \sum L_{m,i'}^2} \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \Delta Y_{Tk} - \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N \Delta Y_{Tk'} \quad (k=1, 2, \dots, N-1) \\ \approx -\frac{N+1}{N} \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \Delta Y_{TN} - \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N \Delta Y_{Tk'} \\ \approx \frac{N-1}{N} \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{aligned} \quad (37)$$

また、すべての送信側において電圧のずれが生じているとすれ

ば、アドミタンスの平均値からの差と、電圧のずれの間には、式 (39) の関係がある。

$$\frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N \Delta Y_{Tk'} \approx \left(-\frac{V_{TN}^2}{\sum_{i'=1}^N V_{Ti'}^2} + \frac{1}{N} \right) \frac{1}{R_T} \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \Delta Y_{T1} - \frac{1}{N} \sum \Delta Y_{Ti'} \\ \vdots \\ \Delta Y_{TN} - \frac{1}{N} \sum \Delta Y_{Ti'} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Y_{T1} - \frac{1}{N} \sum Y_{Ti'} \\ \vdots \\ Y_{TN} - \frac{1}{N} \sum Y_{Ti'} \end{pmatrix} \\ &\approx \frac{1}{NR_T} \begin{pmatrix} N-1 & -1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & N-1 & -1 & \dots & -1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -1 & \dots & -1 & N-1 & -1 \\ -1 & \dots & -1 & -1 & N-1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{\Delta V_{T1}}{V_{T1}} \\ \frac{\Delta V_{T2}}{V_{T2}} \\ \vdots \\ \frac{\Delta V_{TN}}{V_{TN}} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (39)$$

$$\sum_{i'=1}^N \frac{\Delta V_{Ti'}}{V_{Ti'}} = 0 \quad (40)$$

このうち、右辺の行列は rank が $N-1$ となるため、逆行列は存在しない。これは、すべての送信側における、電圧の平衡時に対する相対的なずれが等しい場合、それはアドミタンスのずれとして現れないためである。そこで、式 (40) の仮定を加えると、式 (41) へ示す形で、送信側電源におけるアドミタンスのずれから V_{T1} 以外の電圧比を算出することが可能となる。

$$\frac{\Delta V_{Tk}}{V_{Tk}} \approx R_T \left(Y_{Tk} - \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N Y_{Tk'} \right) \quad (k=1, 2, \dots, N) \quad (41)$$

4.3 アドミタンスの平衡化による効率最大化

アドミタンスのずれが、電圧のずれから生じることから、電圧のずれをアドミタンスのずれから推定する手法を検討する。すなわち、あるステップ n における k 番目の送信側の電圧指令値を $V_{Tk}[n]$ 、及びアドミタンスの計測値 $Y_{Tk}[n]$ 及び、すべての送信側におけるアドミタンスの計測値の平均を $\bar{Y}_T[n]$ とし、ステップごとに式 (42) のようにして、送信側の電圧を補正していく。ただし、 $P_{Tk}[n]$ をそのステップにおける送信側 k から送信している有効電力値として、送信側 k におけるアドミタンス値は式 (43) のように、有効電力値から導出する。

$$\begin{aligned} V_{Tk}[n+1] &= V_{Tk}[n] (1 - R_T (Y_{Tk}[n] - \bar{Y}_T[n])) \\ &\quad (k=1, 2, \dots, N) \end{aligned} \quad (42)$$

$$Y_{Tk}[n] = \frac{P_{Tk}[n]}{V_{Tk}[n]^2} \quad (k=1, 2, \dots, N) \quad (43)$$

$$\bar{Y}_T = \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N Y_{Tk'} \quad (44)$$

5. 数値計算による検証

5.1 解析手法

相互インダクタンスベクトル、及び送信側電圧ベクトルを入力として与え、式 (12) の右辺のインピーダンス行列の逆行列をかけて送信側電流を計算し、式 (13)–(14) を利用して受信側

表 2 Condition of Numerical Verification of Multiple TX Single RX WPT System

Symbol	Value	unit
$ V_T $	1 (max)	V
	0.001 (min.)	
R_L	170	Ω
R_R	0.5	Ω
R_T	1	Ω
f	85	kHz
L_R	1450	μH
L_T	700 ± 20	μH
C_R	$\frac{1}{\omega^2 L_R} \approx 2.5$	nF
C_T	$\frac{1}{\omega^2 L_T} \approx 5$	nF

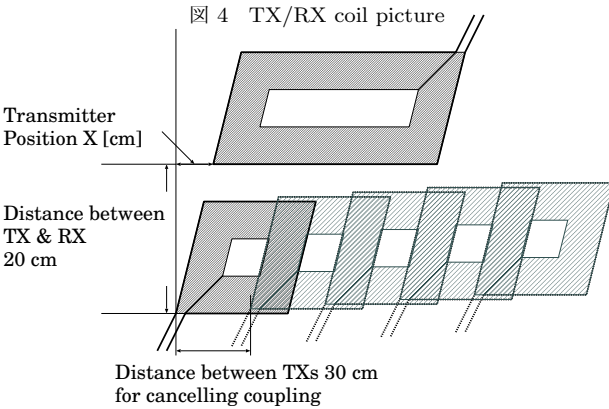
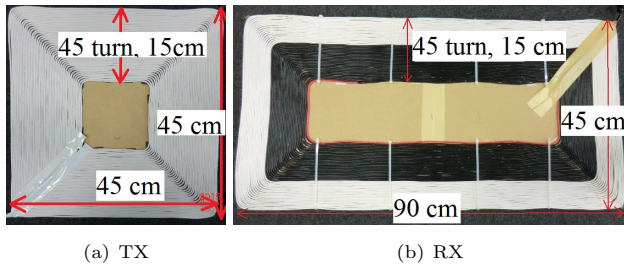


図 5 Multiple TXs and RX Layout Condition

電圧電流を計算するプログラムを、Scilab 上で実装した。

また、送信側電圧値は式 (42) に従って、ステップごとに更新していく。そして、外部から与える相互インダクタンスのベクトルをステップごとに変化させることによって、ステップごとに変わる相互インダクタンスによる応答も見られるようになる。なお、負荷抵抗値、内部抵抗値等は表 2 へ示す値とする。送信側の電圧値は、絶対値が表 2 の表中の範囲となるよう、最大値は常に固定、最小値はこの条件を満たすように制限する。

5.2 相互インダクタンス計測時の条件

相互インダクタンスは、図 4 へ示す送受信コイルを、20 cm の伝送距離における、図 5 に示す位置関係において計測したものを用いる。送信側コイル間をある一定距離ずつ重ねているのは、隣接送信コイル間での相互インダクタンスを 0 とするためである。相互インダクタンス計測は 5 cm 間隔で行い、計測値、及び測定点間を折れ線で補完後、スムージング処理を行った曲線を図 6 へ示す。この曲線の値を、数値解析における相互インダクタンス値として与えることとする。

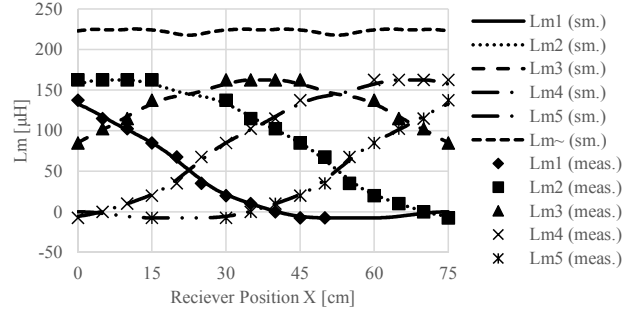
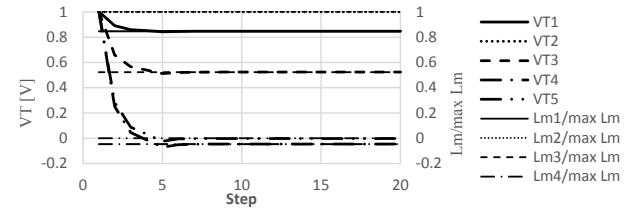
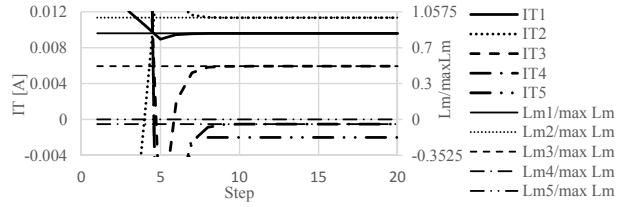


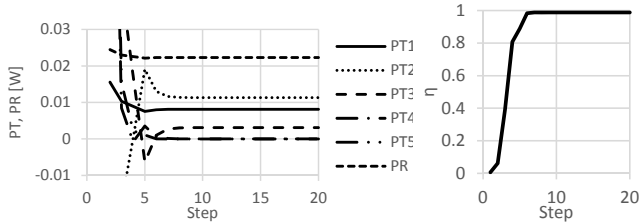
図 6 Mutual Inductance Value



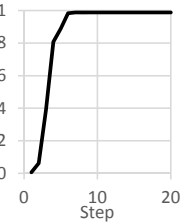
(a) Voltage



(b) Current



(c) Power



(d) Efficiency

図 7 Voltage/Current Amplitude, Power, Efficiency Changing(X= 0 cm, fixed)

なお、相互インダクタンスの二乗値の和の平方根は、図 6 に示すように、ほぼ一定であったため、式 (27) によって導出される最大効率であるための負荷抵抗値もほぼ一定値、170 Ω となった。そこで、今回は負荷抵抗値を 170 Ω で固定した。

5.3 相互インダクタンス一定時の特性

まず、受信側コイルを動かさない、すなわち相互インダクタンスがステップごとに変化しない条件において、アドミタンス平衡による効率最大化制御を行った場合について検証した。受信側位置 X=0 cm における相互インダクタンス値を利用した場合の、送信側電圧、電流、送受信電力、効率について、複数の受信側位置におけるステップごとの変化を図 7 へ示す。

初期値として等電圧から計算を行った場合、5 ステップ程度で電圧は相互インダクタンス比へほぼ追従、電流は相互インダクタンスが 0 となる場合を除いて、相互インダクタンス比へほぼ追従した。すなわち、提案手法によって、最大効率となる式 (26) の条件を満たすような電圧比および電流比となること、

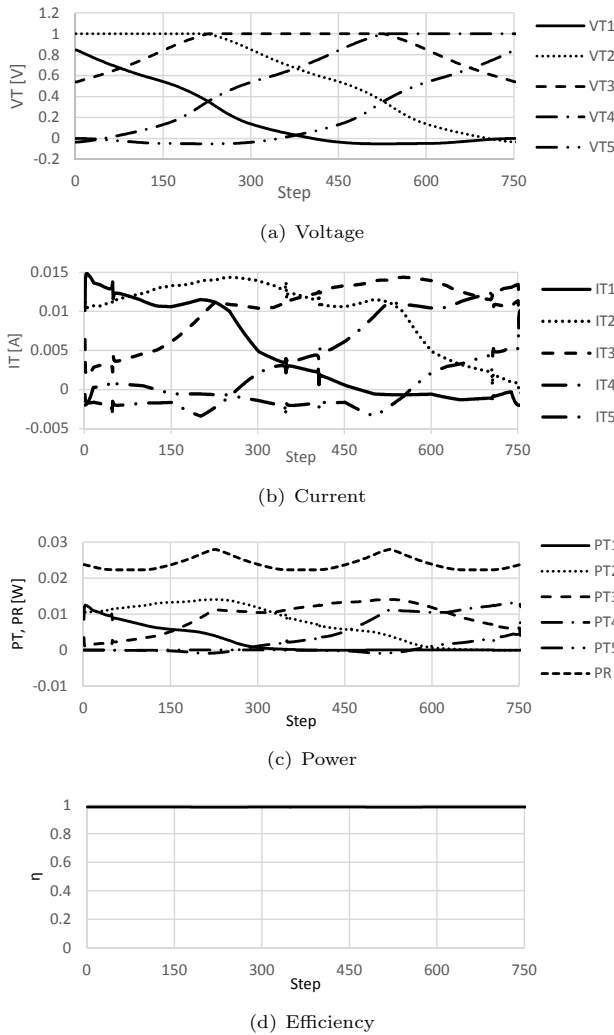


図 8 Voltage/Current Amplitude, Power, Efficiency Changing(0.1 cm/step)

数値解析結果において検証された。

また、受信側位置 $X=0$ cm 以外において同様の検証を行ったところ、 $X=0$ cm と同様に、電圧比および電流比が相互インダクタンス比へ追従する結果となった。

5.4 相互インダクタンス変動時の特性

次に、受信側コイルを動かす、すなわち相互インダクタンスがステップごとに変化する条件において、検証を行った。相互インダクタンスが、ステップごとに 0.1 cm ずつ変化した場合を仮定して変化させた。なお、相互インダクタンスを変動させる前、10 ステップ程度計算を先に行わせることで、電圧初期値の比率が相互インダクタンスの比率と一致するようにしてある。ステップごとの相互インダクタンス、送信側電圧、電流、送受信電力、効率について、複数の受信側位置におけるステップごとの変化を、0.1 cm/step の場合を図 8 へ示す。

送信側電圧は、相互インダクタンス比へほぼ追従しているが、送信側の電流は相互インダクタンス減少時により増大、相互インダクタンス増加時により減少している。相互インダクタンス変動を提案法中において考慮していないことにより、電圧の追従の小さなずれが、電流においては大きく現れたとみられる。

6. まとめ

本稿では、複数送信コイルを利用する非接触給電システムについての検討を行った。

まず、伝送効率を最大化する条件について、理論式の導出を行った。伝送効率の最大化のためには、電圧比を相互インダクタンス比とすることが必要であることを導出した。

次に、最大効率となる電圧比を、送信側の電圧電流情報のみで実現するための制御手法について、理論的に検討を行った。送信側電源におけるアドミタンスの平均値からの差から、最大効率となる電圧とのずれを推定可能であることを導出した。

そして、提案した制御手法について、数値解析による検討を行った。数値解析の結果、相互インダクタンス一定時は電圧比、電流比ともに相互インダクタンス比へ一致するが、相互インダクタンス変動時は電流比において相互インダクタンス比と一致しない場合も存在した。

今後は、実験において本提案法についての検証を行っていく。また、今回は受信側コイルを動かしている場合において、送信側の電圧は相互インダクタンス比へ追従していたが、電流側は追従していなかった。よりステップごとの相互インダクタンス変動が大きい場合に、電流の非追従による効率低下が発生することも考えられる。この原因についてより考察を行い、電流側も追従するような制御アルゴリズムについても検討していく。

文 献

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljačić, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science*, Vol.317, pp.83–36, (2007-7)
- [2] 居村 岳広, 岡部 浩之, 内田 利之, 堀 洋一, “共振時の電磁界結合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送”, *電学論 D-Vol. 130*, No.1, pp.76-83 (2010)
- [3] Masaki Kato, Takehiro Imura, Yoichi Hori, “New Characteristics Analysis Considering Transmission Distance and Load Variation in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling,” *IEEE INTELEC 34th*, pp.1–5 (2012-10)
- [4] 山本 浩平, 丸山 貴嗣, 近藤 圭一郎, 柏木 隆行, “大容量非接触給電トランスの無効電力を考慮した設計法,” *電学論 D-Vol. 133*, No.3, pp.378–385 (2013-3)
- [5] 望月 大樹, 仲達 崇一郎, 渡辺 宏, 境野 翔, 金子 裕良, 阿部 茂, 保田 富夫, “一方向非接触給電から拡張容易な双方向非接触給電システム,” *電学論 D-Vol. 133*, No.7, pp.707–713 (2013-7)
- [6] 居村 岳広, “磁界共振結合を用いた複数負荷への一括ワイヤレス給電に関する研究”, *電学論 D-Vol. 134*, No.6, pp.625–633 (2014-6).
- [7] D. Ahn and S. Hong, “Effect of Coupling Between Multiple Transmitters or Multiple Receivers on Wireless Power Transfer,” *IEEE Trans. Ind. Electron.* Vol. 60, No.7, pp.2602–2613 (2013-7).
- [8] 居村 岳広, “磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送におけるクロスカップリングキャンセリング法の提案,” *電学論 D-Vol. 134*, No.5, pp.564–574 (2014-5).
- [9] H. Lang, A. Ludwig, and C. Sarris, “Convex Optimization of Wireless Power Transfer Systems With Multiple Transmitters,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 62, No.9 (2014-9).
- [10] 篠原 真毅 監修, “電界磁界結合型ワイヤレス給電技術,” 科学情報出版 (2014).