

# 多様な磁気結合に適用可能な等価回路を使った従属磁気結合の解析

安倍 秀明 秋山 稔博 尾崎 保 小原 弘士 小笠原 潔 工藤 均

パナソニック株式会社 エコソリューションズ社 〒571-8686 大阪府門真市大字門真 1048

E-mail: abe.hideaki-@jp.panasonic.com

**あらまし** 小出力で近接型のワイヤレス充電製品が市場に普及しはじめた。古くから活用されている電磁誘導原理であるが、現在では多様な給電形態に対し、様々な専門分野の視点で研究アプローチが進められ、多様な進化に向けて新たな給電理論の構築と応用に向けた課題解決が進められている。筆者らは、多様な形態の給電を想定し出力挙動の理論構築に取り組んできた。この過程の中で磁気結合給電の本質を明快に表現できる等価回路を導き、入出力回路を含めたシステムの挙動を的確に再現できるようになった。本稿では、最初に給電の多様な進化形態を示し、いくつかの等価回路を説明する。次に、独立した1対の磁気結合コイルを複数従属接続した新しい形態を提案する。この形態に等価回路を適用し、入出力挙動の解析を行い実験にて伝達特性を検証する。

**キーワード** ワイヤレス電力伝送, 磁気結合, 共振, 等価回路, コイルアレイ, 従属接続

## Analysis of series connected magnetic coupling using equivalent circuit which is applicable to a variety of magnetic coupled system

Hideaki ABE Toshihiro AKIYAMA Mamor OZAKI Hiroshi KOHARA Kiyoshi OGASAWARA  
and Hitoshi KUDO

Eco Solutions Company, Panasonic Corporation, 1048 Kadoma, Osaka, 571-8686, Japan

E-mail: abe.hideaki-@jp.panasonic.com

**Abstract** Recently, wireless charging system of small output power have begun to spread. The study approach by various specialized viewpoints is pushed forward for a variety of feeding forms, and the construction of a new feeding theory is performed. We worked on theory construction of the output behavior to the wireless power transfer of a variety of forms, and led the equivalent circuit which could express essence of the magnetic coupled feeding, and reproduced the behavior of the system including an input and output circuit. In this report, we show variety of evolution forms of the wireless power transmission, and explain some equivalent circuits. Then, we suggest the new form that connected one pair of magnetic coupled coil to a plural. And applied an equivalent circuit to this form and analyzed the input and output behavior and confirmed the availability of this method by experiments.

**Keyword** Wireless Power Transmission, Magnetic Coupling, Resonance, Equivalent Circuit, Array Coil, Series Connection

### 1. まえがき

磁気結合を利用するワイヤレス給電分野では、図1に示すように多様な進化に向けてそのしくみの解明と最適化の方針が研究されている。様々な利用シーンへの応用に向けて多様な磁気結合形態を使いこなすには磁気結合部のしくみや最適化の研究と共に、磁気結合形態と共振回路、インバータ、コンバータ回路を含めたシステム全体の研究が重要である。これらに向けて多様な視点とツールにより理論構築等が行なわれている。筆者らは、等価回路を利用してワイヤレス給電特有の性質を明らかにし、多様な形態に対し出力の挙動を表す理論式や近似式を求めてきた。最初にいくつか紹介し、次に2つのコイルで磁気結合する1対の独立した伝送コイルを複数従属接続した新しい磁気結合形態を提案する。これに等価回路を用いた解析を行い、実験にて

出力挙動を検証する。 [1]- [8]

### 2. 磁気結合システムの等価回路と理論式

#### 2.1. 共振回路を伴わない場合

図2は、チョークインプット整流・平滑回路を接続した回路に対して、2次側換算等価回路を適用して導出した出力電圧の理論式である。

#### 2.2. 1次直列2次並列共振を伴う場合

次に図3に1次側直列、2次側並列の共振を伴う交流回路を示す。この負荷電圧の理論式を式(1)に示す。条件1 ( $C_1$ を $L_{01}$ との共振条件) の場合は、(2)式となり負荷Rに依存しない定電圧特性となる。一方条件2 ( $C_1$ を十分大きくし、 $C_2$ を $L_{02}$ との共振条件) では、式(3)の定電流特性となる。

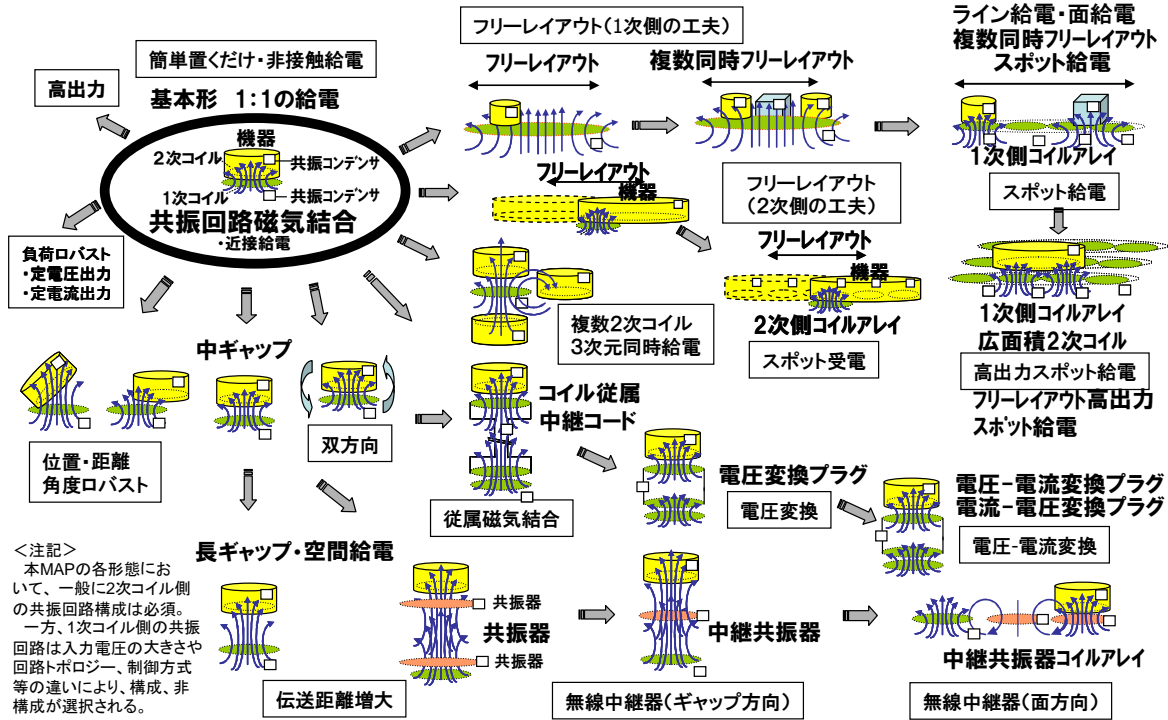


図1 磁気結合形態の進化マップ

整流・平滑方式	システム回路図	等価回路図	理論式
チョークインプット 半波整流			$V_o = \frac{E_o}{2 \left( 1 + \frac{f \cdot L_o}{R} \right)}$ ただし $E_o = V_1 \cdot k \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$ $L_o = L_2 \cdot (1 - k^2)$
チョークインプット センタータップ整流			$V_o = \frac{E_o}{1 + \frac{2 \cdot f \cdot L_o}{R}}$ ただし $E_o = \frac{1}{2} V_1 \cdot k \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$ $L_o = \frac{1}{2} L_2 \cdot (1 - k^2)$
チョークインプット ブリッジ整流			$V_o = \frac{E_o}{1 + \frac{4 \cdot f \cdot L_o}{R}}$ ただし $E_o = V_1 \cdot k \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$ $L_o = L_2 \cdot (1 - k^2)$

図2 チョークインプット整流を有する理論式

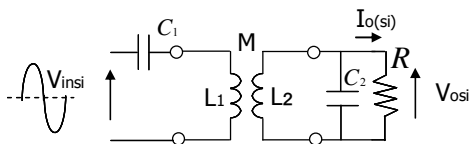


図3 1次直列, 2次並列共振を有する交流回路

$$V_{osi} = \frac{R \cdot V_{insi}}{\sqrt{R^2 \left[ \frac{1}{k \sqrt{L_1 L_2}} \left\{ L_1 (1 - \omega^2 C_2 L_{o2}) - \frac{1}{\omega^2 C_1} (1 - \omega^2 C_2 L_2) \right\} \right]^2 + \left\{ \frac{L_2 (1 - \omega^2 C_1 L_{o1})}{\omega C_1 \cdot k \sqrt{L_1 L_2}} \right\}^2}} \quad (1)$$

(条件1)  $1 - \omega^2 \cdot L_{o1} \cdot C_1 = 0$

$$V_{osi} = \frac{k \sqrt{L_1 L_2} \cdot V_{insi}}{L_1 (1 - \omega^2 C_2 L_{o2}) - \frac{1}{\omega^2 C_1} (1 - \omega^2 C_2 L_2)} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot V_{insi} \quad (2)$$

(条件2)  $1 - \omega^2 \cdot L_{o2} \cdot C_2 = 0$   $C_1 \rightarrow \infty$

$$I_{osi} = \frac{1}{\omega L_{o2}} k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot V_{insi} \quad (3)$$

(ここで  $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$   $L_{o1} = L_1 (1 - k^2)$   $L_{o2} = L_2 (1 - k^2)$ )

次に図4(a)に, 方形波電圧  $V_{insq(0,p)}$  を入力しブリッジ整流と平滑回路で直流を出力する非線形回路の場合を示す. 図4(b)はこの2次換算近似等価回路である. 2次換算等価電圧源  $E_2$  と2次換算等価漏れインダクタンス  $L_{o2}$  は(4)(5)式で与えられる. 1次コイル端子電圧  $V_{1si}$  は, 近似式(6)で与えられる. この式は1次側の因子だけでなく2次側の因子や負荷  $R$  の関数であるため,  $V_{insq}(V_{0,p})$  を一定に制御しても,  $V_{1si}$  ( $V_{rms}$ ) は負荷  $R$  の変化により電圧振幅が変化する. すなわち1次側に直列共振回路が入ると  $E_{2sq}$  が負荷依存の変動振幅になる. 回路動作が中・重負荷領域においては負荷電圧  $V_{odc}$  ( $V_{dc}$ ) は, (7)式の近似式として得られる. これらの式では  $R$  の項に換算係数  $8/\pi^2$  が乗じられている. 同じ負荷に対して, 回路形態や出力形態が異なるシステムでの数式化では, 下記換算係数がよく現れる.

$$\left[ \text{換算係数: } \frac{\pi\sqrt{2}}{4}, \frac{4}{\pi\sqrt{2}}, \frac{\pi^2}{8}, \frac{8}{\pi^2} \right]$$

なお, 整流・コンデンサ平滑の性質上, 軽・無負荷領

域では、実測値は計算値よりも大きくなる。また、この近似式では、「C1がL01との完全な共振条件の場合」と「C1がL01との完全な共振条件に近い場合でかつC2の数値がL02との共振条件より十分小さい場合」では誤差が増大する。

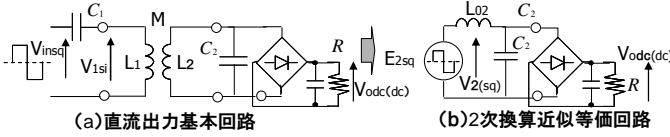


図4 1次直列2次並列共振を有する非線形回路

$$E_{2sq} = \frac{\frac{\pi^2}{8 \cdot R} \cdot Z_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{1}{k} \cdot V_{in sq}}{\sqrt{\left(\frac{\pi^2}{8 \cdot R} \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{1}{k^2} \cdot Z_1\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega^2 \cdot C_1 \cdot L_{01}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C_1}\right)^2}} \quad (4)$$

$$\text{ここで } Z_1 = \left(\frac{8R}{\pi}\right)^2 \cdot (1 - \omega^2 L_{02} C_2)^2 + (\omega \cdot L_{02})^2 \quad (5)$$

$$L_{02} = L_2(1 - k^2)$$

$$V_{1si} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\pi^2}{8R} \cdot Z_1 \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{1}{k^2} \cdot V_{in sq}}{\sqrt{\left(\frac{\pi^2}{8R} \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{1}{k^2} \cdot Z_1\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega^2 C_1 L_{01}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega C_1}\right)^2}} \quad (6)$$

$$V_{odc(dc)} = \frac{Z_1 \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{1}{k} \cdot V_{in sq}}{\sqrt{\left(\frac{\pi^2}{8 \cdot R} \cdot \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{1}{k^2} \cdot Z_1\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega^2 C_1 L_{01}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega C_1}\right)^2}} \cdot \sqrt{Z_1} \quad (7)$$

### 3. 従属磁気結合コイルへの等価回路適用

#### 3.1. 1対の磁気結合コイルの構成

図5に、1次コイルと2次コイルとが正対する1対の磁気結合コイルの外観と2次換算等価回路を示す。2次換算等価回路から、出力V2の理論式が(8)式で与えられる。E2は2次換算の等価電源電圧でありL0は2次換算漏れインダクタンスである。

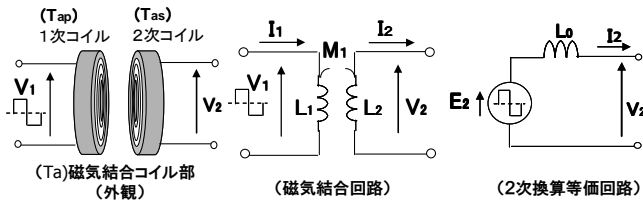


図5 1対の磁気結合コイルと等価回路

$$V_2 = E_2 - L_0 \cdot \frac{dI_2}{dt} \quad (8)$$

$$\text{ここで } E_2 = V_1 \cdot k_1 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad L_0 = L_2 \cdot (1 - k_1^2) \quad k_1 = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

図6に2次側に直列共振を伴う場合を示す。コンデンサC21を式(9)の条件に選ぶと、V2は式(10)で与えられる。負荷に依存しないE2の定電圧となる。

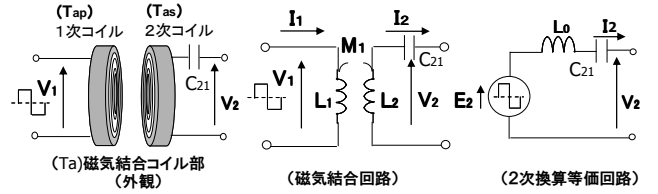


図6 2次側に直列共振を有する磁気結合コイル

$$C_{21} = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot L_0} \quad (9)$$

$$V_2 = E_2 = V_1 \cdot k_1 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (10)$$

#### 3.2. 磁気結合コイル対の2段従属接続

図7に、磁気結合コイル対を2段従属接続した場合の外観を示す。図8に磁気結合回路、およびこの2次換算等価回路を示す。2次換算等価回路から、出力V3の理論式が式(11)で与えられる。2次換算の電源電圧E2および、2次換算漏れインダクタンスL0は式(12)(13)で与えられる。この場合2つの磁気結合コイル対が同じ仕様であればE2, L0は式(14)(15)となる。[6]

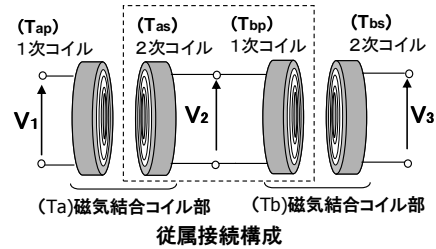


図7 磁気結合コイル対の縦続接続

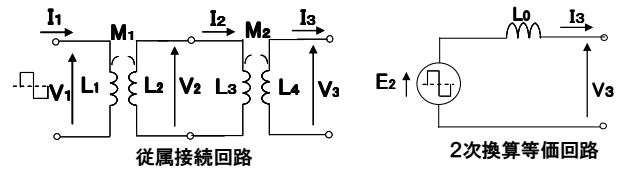


図8 縦続接続磁気結合回路と2次換算等価回路

$$V_3 = E_2 - L_0 \cdot \frac{dI_3}{dt} \quad (11)$$

$$E_2 = \frac{M_{12} M_{23}}{(L_2 + L_3) \cdot L_1 - M_{12}^2} \cdot V_1 = \frac{k_1 k_2 \sqrt{L_1 L_2 L_3 L_4}}{L_1 \cdot (L_2 \cdot (1 - k_1^2) + L_3)} \cdot V_1 \quad (12)$$

$$L_0 = L_4 - \frac{L_1 \cdot M_{23}^2}{(L_2 + L_3) \cdot L_1 - M_{12}^2} = L_4 - \frac{L_3 L_4 \cdot k_2^2}{L_3 + L_2(1 - k_1^2)} \quad (13)$$

$$\text{ここで } k_1 = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad k_2 = \frac{M_{23}}{\sqrt{L_3 L_4}}$$

$$E_2 = \frac{k_1^2 L_2}{L_1 + L_2(1 - k_1^2)} \cdot V_1 \quad (14)$$

$$L_0 = L_2 \left(1 - \frac{L_1 \cdot k_1^2}{L_1 + L_2(1 - k_1^2)}\right) \quad (15)$$

ここで  $L_1 = L_3, L_2 = L_4, k_1 = k_2$

つぎに, 図 9 に各磁気結合コイル対の 2 次側に直列共振回路を伴う場合を示す. 図 10 に磁気結合回路およびこの 2 次換算等価回路を示す.  $C_{21}, C_{22}$  を式 (16) (17) の条件に選ぶと  $V_2, V_3$  の各電圧は式 (18) (19) で与えられる.  $G_1, G_2$  は個々の磁気結合コイル対の入力電圧に対する出力電圧の変換ゲインと定義している.

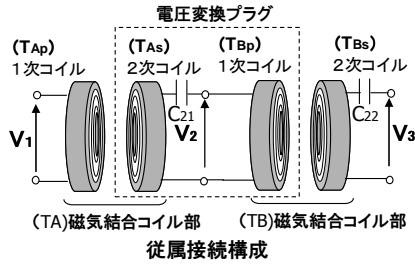


図 9 2 次側に直列共振回路を持つ従属接続形態

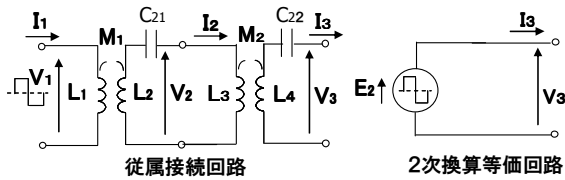


図 10 縦続接続磁気結合回路と 2 次換算等価回路

$$C_{21} = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot L_{01}} \quad (16)$$

$$C_{22} = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot L_{02}} \quad (17)$$

$$V_2 = V_1 \cdot k_1 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = G_1 V_1 \quad (18)$$

$$V_3 = E_{22} = V_2 \cdot k_2 \cdot \sqrt{\frac{L_4}{L_3}} = G_2 V_2 \quad (19)$$

$$\text{ここで } G_1 = k_1 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}, \quad G_2 = k_2 \sqrt{\frac{L_4}{L_3}}$$

さらに,  $V_3$  は初段の入力  $V_1$  に対し式(20)のように整理できる. ここで, 初段の磁気結合コイル対 TA の 2 次コイルと次段の TB の 1 次コイルを電圧変換プラグとみなすと,  $G_1 \times G_2$  が電圧変換ゲインとなる. さらに TA, TB が同じ仕様であれば, 式(21)となる.

$$V_3 = k_1 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot k_2 \sqrt{\frac{L_4}{L_3}} \cdot V_1 = k_1 k_2 \sqrt{\frac{L_2 L_4}{L_1 L_3}} \cdot V_1 = G_1 G_2 V_1 \quad (20)$$

$$V_3 = G_1^2 V_1 = k_1^2 \frac{L_2}{L_1} \cdot V_1 \quad (21)$$

$$G_1 = \frac{M_1}{L_1} = k_1 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{k_1}{a} \quad (22)$$

(ここで  $a = \frac{N_1}{N_2}$ )

$$\text{(条件3: } G=1) \quad M_1 = L_1, \text{ or } k_1 \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1, \text{ or } a = k_1$$

$$V_3 = V_1 \quad (23)$$

このように, 図 9 における磁気結合コイル対 TA の 2 次コイル ( $L_2$ ) と TB の 1 次コイル ( $L_3$ ) の間は, 電圧変換プラグ機能を持つ. ところで, インダクタンスは巻き数  $N$  の 2 乗に比例する. 1 対の磁気結合コイルの各 1 次コイルと 2 次コイルの磁気回路が同じであれば, 1 次自己インダクタンス  $L_1$  と 2 次自己インダクタンス  $L_2$  の比は巻き数比  $a (= N_1/N_2)$  を使うと,  $a^2$  で置き換えられる. 従って, 変換ゲイン  $G_1$  は (22) 式となる. すなわち変換ゲイン  $G$  は, 結合係数  $k$  と巻き数比  $a$  の比で与えられる. さらに,  $k_1/a=1$  の(条件 3)を適用すると, 出力電圧  $V_3$  は式(23)で与えられる, すなわち変換ゲイン 1 の電圧変換プラグ (非接触延長コードと呼ぶ) を使うと, 最終段  $V_3$  の出力は負荷に依存せず初段の入力  $V_1$  をそのまま出力できることが予測される. 従って, 通常は TA p ( $L_1$ ) と TB s ( $L_4$ ) で使い, 必要に応じて TA s ( $L_2$ ) と TB p ( $L_3$ ) で構成する非接触電圧変換プラグや非接触延長コードとして利用すれば, 無接点・非接触を保ちながら給電部と機器との距離を自由に変えて電圧変換や, 定電圧伝送が可能になると考えられる.

### 3.3. 実用システム

図 1 1 に, 実用システム構成を示す. 磁気結合部の入力側は高周波インバータによる方形波電圧を入力し, 出力側はブリッジ整流・コンデンサ平滑で直流化し負荷を抵抗  $R$  とする. 磁気結合部には上述した磁気結合コイル対が 1 段あるいは, 複数段縦続接続されたものが入る.

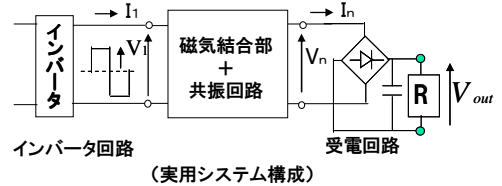
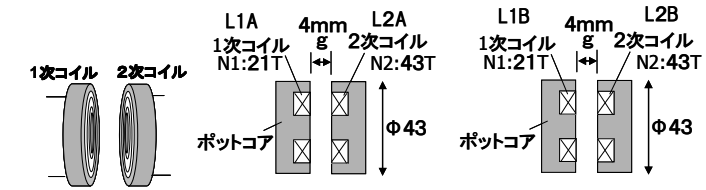


図 11 実用システム構成

### 3.4. 実験構想と解析解による負荷電圧推定

図 1 1 のシステムに上述した従属接続コイルを使い入出力特性を検証する. 1 段および 2 段の磁気結合コイル対を使って電圧変換ゲイン  $G=1$  の場合に関し実験検証を行う. 方形波電圧 (45V0-p, 73kHz) を入力する. 図 1 2 に磁気結合コイル対の概要を示す. 表 1 に電圧変換ゲイン  $G=1$  を実現する基本パラメータの諸元を示す.



(ポットコア型コイル外観) (磁気結合コイル対TA 断面) (磁気結合コイル対TB 断面)  
図 12 磁気結合コイル対の実験仕様

表 1 磁気結合コイル対 TA, TB のパラメータ諸元

	L1(μH)	L2(μH)	k	a	G=(k/a)
TA	55.5	245	0.49	0.49	1
TB	57	240	0.49	0.49	1

図 13 に, 図 5 の形態に対する実用システム回路と 2 次換算等価回路を示す.  $E_2, L_0$  は式(24)(25)により数値が求められる. 負荷電圧  $V_{out}$  は, (26)式となる.

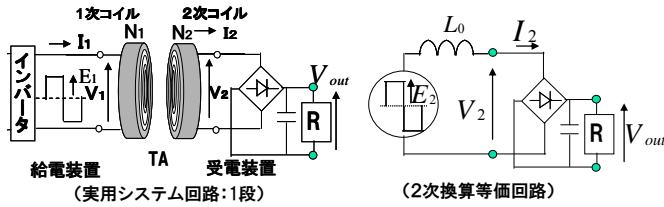


図 13 実用システム回路(1段: 共振なし)

$$E_2 = k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot V_1 = k \cdot \frac{1}{a} V_1 = G_1 V_1 = V_1 = 45 \quad (V_{0-p}) \quad (24)$$

$$L_0 = L_2 \cdot (1 - k_1^2) = 186 \mu H \quad (25)$$

$$V_{out} = \frac{-\frac{8 \cdot E_2 \cdot L_0 \cdot f}{R} + \sqrt{\left(\frac{8 \cdot E_2 \cdot L_0 \cdot f}{R}\right)^2 + 4 \cdot E_2^2}}{2} \quad (26)$$

図 14 に図 6 の形態に対する実用システムと 2 次換算等価回路を示す. 負荷電圧  $V_{out}$  は (27)式となる.

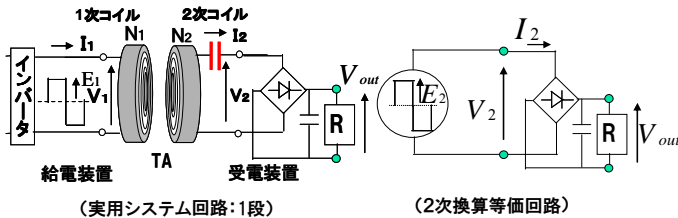


図 14 実用システム回路(1段: 直列共振有り)

$$V_{out} = E_2 = V_1 = 45 \quad (V_{0-p}) \quad (26)$$

図 15 に, 図 7 の形態に対する実用システム回路と 2 次換算等価回路を示す.  $E_2, L_0$  は式(27)(28)により数値が求められる. 負荷電圧  $V_{out}$  は (29)式となる.

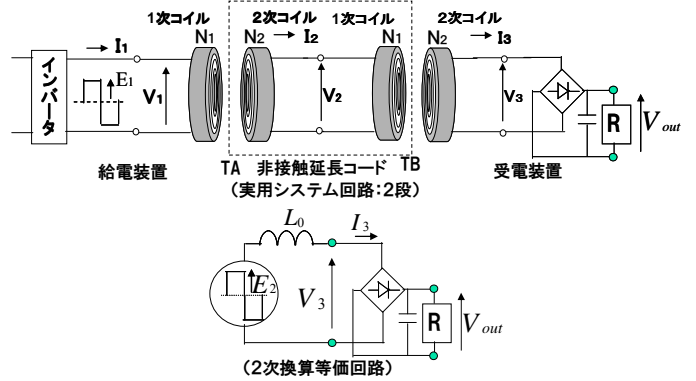


図 15 実用システム回路(2段: 共振なし)

$$E_2 = \frac{k_1^2 L_2}{L_1 + L_2 (1 - k_1^2)} \cdot V_1 = 10.9(V) \quad (27)$$

$$L_0 = L_2 \left( 1 - \frac{L_1 \cdot k_1^2}{L_1 + L_2 (1 - k_1^2)} \right) = 231(\mu H) \quad (28)$$

$$V_{out} = \frac{-\frac{8 \cdot E_2 \cdot L_0 \cdot f}{R} + \sqrt{\left(\frac{8 \cdot E_2 \cdot L_0 \cdot f}{R}\right)^2 + 4 \cdot E_2^2}}{2} \quad (29)$$

図 16 に, 図 9 の形態に対する実用システム回路と 2 次換算等価回路を示す.  $V_{out}$  は (30)式となる.

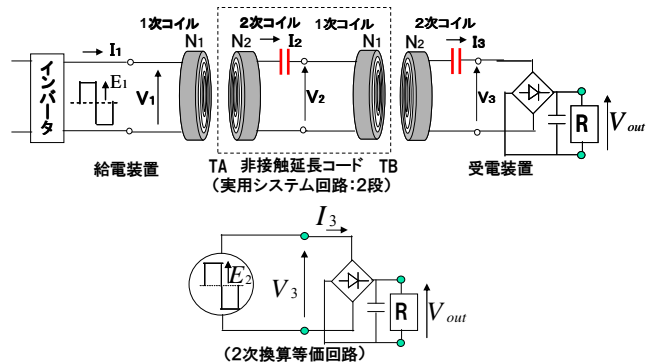


図 16 実用システム回路(2段: 直列共振有り)

$$V_{out} = E_2 = G_1 G_2 V_1 = V_1 = 45 \quad (30)$$

### 3.5. 実験検証と考察

図 17 に, 直列共振回路がない場合の負荷特性を示す. 計算値と, 実測値を併記している. 共振回路がないため, 負荷電圧  $V_{out}$  は負荷に依存する特性となる. 磁気結合コイル対を従属接続した結果,  $V_{out}$  は大きく低下している. 無負荷領域を除いて計算値と実測値はよく一致している. 一方, 無負荷領域では実測値は計算値よりも大きくなっている. この原因は, 方形波のスイッチング時のリング成分が整流平滑回路にてピークホールドされたことが分かっており, この対策で実測値と計算値は等しくなると考えられる.

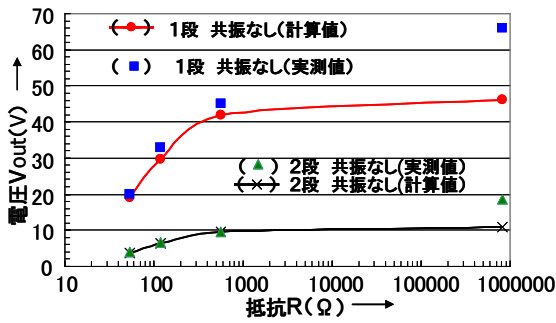


図 17 共振回路がない場合の負荷特性

図 18 に、直列共振を有する場合の負荷特性を示す。計算値と実測値を併記している。直列共振のため、負荷電圧  $V_{out}$  は負荷にほとんど依存しない特性となっている。磁気結合コイル対を 2 段従属接続した結果  $V_{out}$  は 1 段の場合と同じ特性を維持できていることが分かる。無負荷領域を除いて計算値と実測値はほぼ一致していると考えられる。一方、無負荷領域では実測値は計算値よりも大きくなっている。この原因は上記のスイッチングノイズ成分の寄与もあるが、共振回路を持つものは、駆動側が方形波であっても伝送路で波形が正弦波状となり、軽・無負荷ではピーク値が整流平滑回路にてピークホールドされるためと考えられる。なお、正弦波電圧入力で整流を行わない線形回路では、全ての負荷領域で計算値と回路シミュレーションとの一致を確認している。

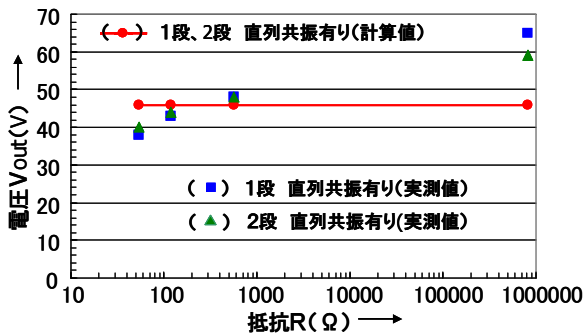


図 18 共振回路がある場合の負荷特性

以上の検証結果から、磁気結合コイル対の多段従属接続における等価回路と解析解の妥当性が確認できた。また多段接続での非接触電圧変換プラグや非接触延長コード機能としての実用性も示唆された。

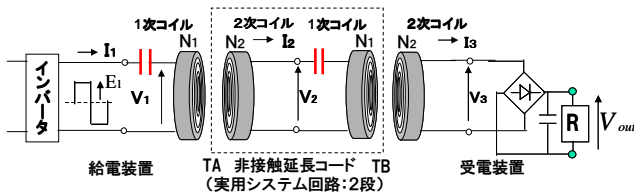


図 19 1 次側に共振回路がある場合の従属形態

なお負荷に依存しない定電圧化条件が出現する場合には上記形態の他に、図 3 の回路形態で条件 1 に示した場合においても図 19 の形態等が考えられ、同様の効果が期待できる。また、以上に述べた電圧変換特性は、多くの場合入力側と出力側を入れ替えてもその関係を維持する。これは双方向の給電において、負荷に無関係に一定電圧や所望の電圧を伝送できることを示す。さらに 2 章で述べた定電圧一定電流変換やこの逆変換の構成と条件を組み込めば、定電圧一定電流変換やこの逆変換を担う非接触プラグ機能が可能になる。

#### 4. まとめ

多様に進化する磁気結合形態を示し、これらの挙動を解析するためのいくつかの等価回路を示した。そして、新たに提案した磁気結合コイル対の縦続接続形態において、等価回路適用により出力の解析解を求めた。この形態においても等価回路と解析解の有用性を確認した。また縦続接続形態では非接触の電圧変換プラグや非接触延長コード機能として、負荷に依存しない所望の電圧や電流を伝送できることが確認でき、磁気結合ワイヤレス給電における利用形態の拡大が図れると考えられる。

#### 文 献

- [1] 坂本 浩、原田耕介：「C 級自励コンバータによる非接触給電について」電気学会マグネティクスティクス研究会資料 MAG92-180(1992)
- [2] Hideaki Abe, Hiroshi Sakamoto and Koosuke Harada, "A non-contact charger using resonant converter with parallel capacitor of the secondary coil", APEC'98, vol.1, pp.136-141, 1998.
- [3] H. Abe, H. Kitamura, M. Muto, H. Sakamoto, K. Harada, "Output voltage stabilization of non-contact energy transfer with no feedback control" International Power Electronics Conference (IPEC), 2000, Tokyo, Vol. 2, pp 1028-1033
- [4] 安倍秀明 坂本浩 原田耕介：「磁気結合コイルの正確な位置あわせを不要にした非接触給電」電子情報通信学会論文誌 VOL.J86-B NO.6 pp.987-996(2003)
- [5] 安倍秀明：「整流方式別の簡単な非接触給電電圧安定化法について」,電気学会産業応用部門大会 1-18 (2003)
- [6] 安倍秀明 北村浩康：「従属接続された分離着脱式トランスによる無接点給電の出力特性」信学技報 EE2006-5(2006)
- [7] 西村 太・安倍秀明：「磁気共鳴型ワイヤレス電力伝送コイルのアレー化に関する一検討」電子情報通信学会 ソサイエティ大会 B-1-5 (2010)
- [8] H. Abe, et al., "Equivalent Circuit of Wireless Power Transmission with Coil Array Structures," IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS -IWPT), pp115-118, May,2012.