

磁界結合方式を用いたワイヤレス電力伝送の 並列共振回路におけるショートモードの可能性に関する検討

齊藤 橘花[†] 居村 岳広[†] 堀 洋一[‡]

東京理科大学理工学部 〒278-0022 千葉県野田市山崎 2641

あらまし ワイヤレス電力伝送のシステムは1次側と2次側が分離しているという性質上、無線通信無しで瞬時に1次側のエネルギー供給をストップできない。また、通信の遅れや通信障害を考慮すると2次側から電力を遮断することは重要である。電力遮断方法の一つに磁界共振結合の直列共振回路で提案されたショートモードがある。本稿では、磁界共振結合と電界共振結合の回路において理論計算からショートモードが可能な回路を検討する。また、磁界共振結合の並列共振回路において、回路解析ソフト LTspice による回路シミュレーションとベクトルネットワークアナライザ(VNA)による実験を行い、磁界共振結合の並列共振回路でショートモードが可能であることを確認した。

キーワード ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, 電力遮断

Examination of the Possibility of Short Mode in Parallel Resonant Circuit of Wireless Power Transmission Using Magnetic Coupling in Resonance

Kikka SAITO[†] Takehiko IMURA[†] and Yoichi HORI[‡]

Faculty of Science Engineering, Tokyo University of Science 2641 Yamazaki, Noda-shi, Chiba, 278-0022 Japan

Abstract As the wireless power transfer system which the primary side and the secondary side are separated, the energy supply on the primary side cannot be stopped instantly without wireless communication. For this reason, it is important to cut off the power from the secondary side in consideration of communication delay and communication failure. One of the power cutoff methods is the short mode proposed in the magnetic field coupling series resonance circuit. In this paper, we examined circuits that enables short mode from theoretical calculation in electromagnetic field resonance coupling circuits. We also performed a simulation with analytical software LTspice and experimented with a vector network analyzer (VNA) in the magnetic field coupling parallel resonant circuit. We Validated that the short mode is possible in the magnetic field coupling parallel resonant circuit.

Keywords Wireless Power Transfer, Magnetic Resonance Coupling, Power Interrupting

1. はじめに

近年有線ケーブルを必要としない新たな給電方法としてワイヤレス電力伝送が注目され、世界中で研究が盛んに行われている。ワイヤレス電力伝送では従来の有線による電力伝送と異なり1次側と2次側が完全に分離している。そのため瞬時の電力遮断が難しいという欠点がある。無線通信による電力遮断は可能だが、通信の遅れや通信障害に左右されるため、安全性に乏しい。また、給電対象として多く用いられるリチウムイオンバッテリーは安全装置が働かずに過充電がされると異常発熱、発火の危険性がある。以上から、あらかじめ1次側と通信ができない場合を想定して2次側

のみの判断で電力伝送をストップさせることができるシステムの構築が重要である。2次側からの遮断方法の一つにショートモード^[1]というものがある。しかし、先行研究^[2]では磁界共振結合の直列共振回路を用いたものしか提案されておらず、残りの回路でショートモードが可能であるかはわかっていない。

本研究では電磁界の共振回路において定電圧源を用いた時の理論式からショートモードの可能性を検討し、磁界結合方式(IPT: Inductive Power Transfer)と電界結合方式(CPT: Capacitive Power Transfer)において、直列に共振コンデンサを挿入したS-S(S: Series)方式と、並列に共振コンデンサを挿入したP-P(P: Parallel)方式

の回路で可能性を示した．可能性を示したすべての回路において回路解析ソフト LTspice による回路シミュレーションと磁界結合方式の 2 種においてベクトルネットワークアナライザを用いた実験を行い，実際にショートモードによって電力の供給を絞れることを検証した．

2. ショートモードの原理

＜2.1＞ショートモード

Fig.1 に磁界共振結合の直列共振回路におけるショートモードの回路を示す．ショートモードとは，負荷の値を $0\ \Omega$ にしてショートさせることによって 2 次側から電力制御を可能にできるモードである．

Fig.2 に磁界共振結合の直列共振回路の拡張型 T 型回路を示す．共振時の 2 次側インピーダンスを Z_{in2} ，1 次側から見た 2 次側のインピーダンス Z'_2 ，電源から見た回路全体のインピーダンス Z_{in1} は(1)～(3)式になる．

$$Z_{in2} = R_2 + R_L \quad (1)$$

$$Z'_2 = \frac{(\omega L_m)^2}{Z_{in2}} \quad (2)$$

$$Z_{in1} = R_1 + Z'_2 \quad (3)$$

$R_L = 0\ \Omega$ を(1)式に代入し，その結果を(2)式、(3)式に代入していくと(4)式～(6)式になる．

$$Z_{in2} = R_2 \quad (4)$$

$$Z'_2 = \frac{(\omega L_m)^2}{R_2} \quad (5)$$

$$Z_{in1} = R_1 + \frac{(\omega L_m)^2}{R_2} \quad (6)$$

2 次側をショートし，負荷の値を $0\ \Omega$ とすると Z'_2 は大きくなる． Z'_2 が大きくなると Z_{in1} は大きくなる．つまり，2 次側の負荷の値を制御し，入力インピーダンス Z_{in1} を大きくすることによって 1 次側の電流 I_1 が絞られ電力をストップすることができる．実際には 1 次側の電流を完全に $0\ \Omega$ にすることは不可能で，わずかな電流が流れるため損失はわずかに生じる．また，定電流特性のため 2 次側には通常と同じだけの電流が流れてしまう．しかし，内部抵抗はとても小さいため 1 次側同様に内部で消費される電力はわずかであると考えられる．

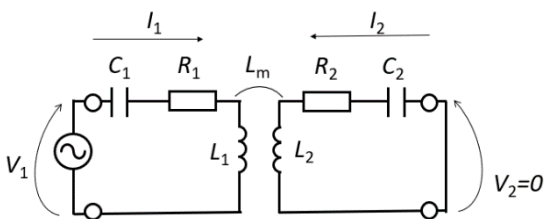


図 1 ショートモード (IPT S-S)
Fig. 1 Short mode (IPT S-S)

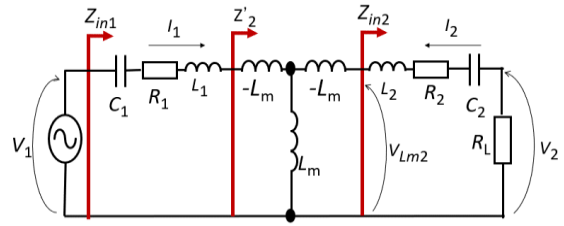


図 2 拡張型 T 型回路 (IPT S-S)
Fig. 2 Extended T-type circuit (IPT S-S)

表 1 各インピーダンス ($R_L = 0\ \Omega$)
Table 1 Calculated impedance ($R_L = 0\ \Omega$)

結合方式		Z_{in1}	Z'_2	Z_{in2}
IPT	SS	∞	∞	0
	SP	0	$\frac{k^2}{j\omega C_1(1-k^2)}$	$\frac{j}{\omega C_2}$
	PS	0	$\frac{k^2}{j\omega C_1 k_2}$	$\frac{jk^2}{\omega C_2(1-k^2)}$
	PP	∞	$\frac{k^2}{j\omega C_1(1-k^2)}$	$\frac{j}{\omega C_2(1-k^2)}$
CPT	SS	∞	$\frac{\omega L_1(1-k^2)(-k^2\omega L_2)}{j\omega L_2 k^2}$	$\frac{j\omega^2 L_2^2(1-k^2)}{-k^2\omega L_2}$
	SP	0	∞	0
	PS	0	0	∞
	PP	∞	∞	0

IPT と CPT の S-S, S-P(共振コンデンサを 1 次側直列，2 次側並列に挿入)，P-S(共振コンデンサを 1 次側並列，2 次側直列に挿入)，P-P 方式の計 8 種の回路に対して各インピーダンスを計算し，負荷に $0\ \Omega$ を代入した計算結果を Table1 に示す．入力インピーダンス Z_{in1} が ∞ に大きくなっていることから，S-S 方式と P-P 方式で定電圧源を接続した時にショートモードが可能であることがわかる．

＜2.2＞磁界並列共振回路の理論式導出

以下の①～⑪の値の最適負荷の時とショートモードの時の理論値を計算した．(7)式から(21)式に磁界共振結合の並列共振回路(IPT P-P)の導出過程を代表して示す．Fig.3 に磁界共振結合の P-P 方式の拡張型 T 型回路，Fig.4 に電界共振結合の S-S 方式の拡張型 π 型回路を示す．

① 2 次側インピーダンス Z_{in2}

$$Z_{in2} = R_2 + \frac{-\omega C_2 R_L k^2 + j}{\omega C_2(1-k^2)(1+j\omega C_2 R_L)} \quad (7)$$

② 1 次側から見た 2 次側インピーダンス Z'_2

$$Z'_2 = \frac{(\omega L_m)^2}{Z_{in2}} \quad (8)$$

③ 1 次側入力インピーダンス Z_{in1}

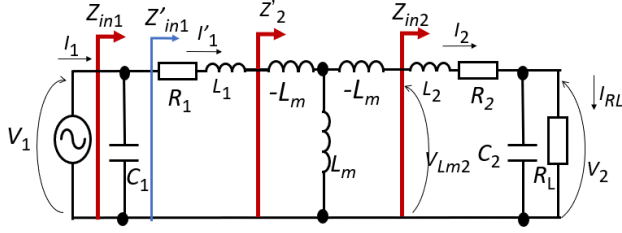


図 3 拡張型 T 型回路 (IPT P-P)
Fig. 3 Extended T-type circuit (IPT P-P)

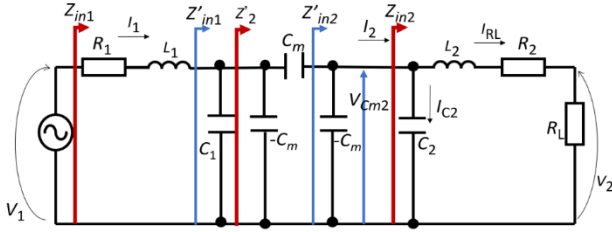


図 4 拡張型 π 型回路 (CPT S-S)
Fig. 4 Extended π-type circuit (CPT S-S)

$$Z_{in1} = \frac{Z'_2 + R_1 + j\omega L_1}{1 - \omega^2 C_1^2 + j\omega C_1(Z'_2 + R_1)} \quad (9)$$

④ 1 次側電流 I_1

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_{in1}} \quad (10)$$

⑤ 2 次側に生じる誘導起電力 V_{Lm2}

C_1 より右側のインピーダンスを Z'_{in1} は(11)式で表される.

$$Z'_{in1} = R_1 + j\omega L_1 + Z'_2 \quad (11)$$

従って L_1 を流れる電流 I'_1 は(12)式になる.

$$I'_1 = \frac{V_1}{Z'_{in1}} \quad (12)$$

$$V_{Lm2} = j\omega L_m I'_1 \quad (13)$$

⑥ 2 次側電流 I_2

$$I_2 = \frac{V_{Lm2}}{Z_{in2}} \quad (14)$$

⑦ 1 次側の内部抵抗でのロス P_{R1}

$$P_{R1} = R_1 I_1'^2 \quad (15)$$

⑧ 2 次側の内部抵抗でのロス P_{R2}

$$P_{R2} = R_2 I_2^2 \quad (16)$$

⑨ 負荷でのロス P_{RL}

負荷 R_L を流れる電流を I_{RL} とすると(17)式になる.

$$I_{RL} = I_2 \cdot \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{R_L + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (17)$$

$$P_{RL} = R_L I_{RL}^2 \quad (18)$$

⑩ 入力電力 P

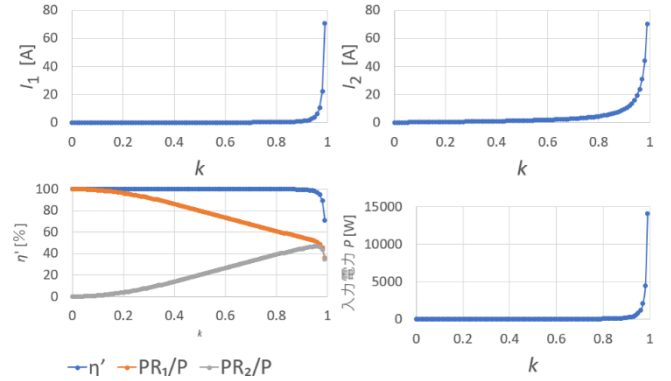


図 5 結合係数による変化(IPT P-P)
Fig. 5 Change in coupling coefficient

$$P = I_1 V_1 \quad (19)$$

⑪ 内部抵抗での損失の割合 η'

$$\eta' = \frac{100(P_{R1} + P_{R2})}{P} \quad (20)$$

⑫ 効率 η

$$\eta = \frac{R_L I_{RL}^2}{P} \quad (21)$$

<2.3>結合係数による変化

IPT の P-P 方式において、結合係数 k の変化による入力電流 I_1 、出力電流 I_2 、内部抵抗での損失の割合 η' 、入力電力 P の変化を Fig.5 に示す. Fig.5 から磁界共振結合の並列共振回路では、結合係数 k の値が大きいために 1 次側、2 次側共に大電流が流れているが、結合係数が 0.9 以下では電流、入力電力が非常に小さくなっており、広い範囲でショートモードが有用であることがわかる. また、内部抵抗での損失の割合は常に 1 次側が同等もしくはそれ以上の値になっている.

3. VNA 実験

フェライト付平面スパイラルコイルを用意し、ネットワークアナライザ(VNA)を用いて実験を行った(Fig.6). 1 次側と 2 次側のコイルの間にスタイロフォームとアクリル円柱を挿入することで送電距離を固定した. 周波数 100 kHz で共振するよう共振用コンデンサを作成し、周波数を微調整して共振した時のデータを測定した. 共振器のパラメータは Table2 に示す. 理論値計算と LTspice によるシミュレーションによりショートモードの動作可能領域と確認した結合係数 $k = 0.1$ を設定した. VNA の仕様上負荷の値を 0Ω にすることができないため、1 番小さい値 $0.1 \text{ m}\Omega$ をショートモード時の負荷として用いている. VNA 実験結果と理論値計算の比較を Fig.7 に示す. Fig.7 から S-S 方式と P-P 方式の回路共に、ショートモードの時に 1 次側の電流を抑制することができているとわかる. Fig.8 に入力電力の VNA 実験結果と理論値計算の比較を示す.

IPT の S-S 方式と同様に IPT の P-P 方式においても入力電力が絞られている．理論計算通り P-P 結合でもショートモードを実現することができた．

表 2 共振器パラメータ
Table 2 Resonator parameters

f [kHz]	100.0
V_i [V]	10.0
L_1 [μ H]	207.8
L_2 [μ H]	208.4
L_m [μ H]	20.0
k [-]	0.1
R_1 [m Ω]	164.0
R_2 [m Ω]	172.0
Q_1 [-]	796.2
Q_2 [-]	761.3

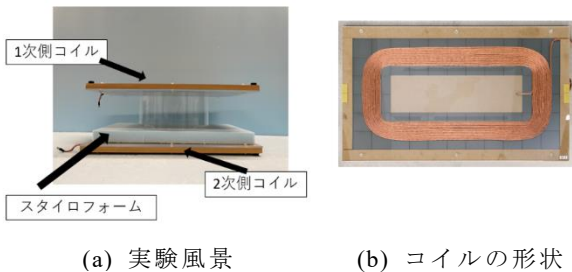


図 6 VNA 実験風景
Fig. 6 Condition of the experiment

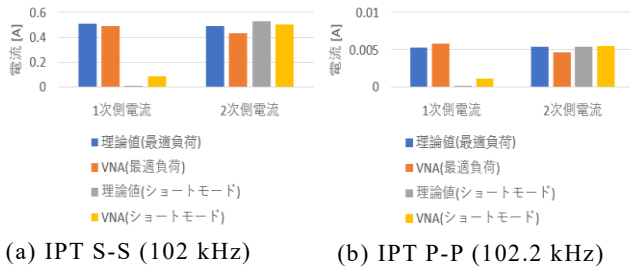


図 7 VNA 実験と理論値の比較
Fig. 7 Comparison of VNA experiment and theoretical value

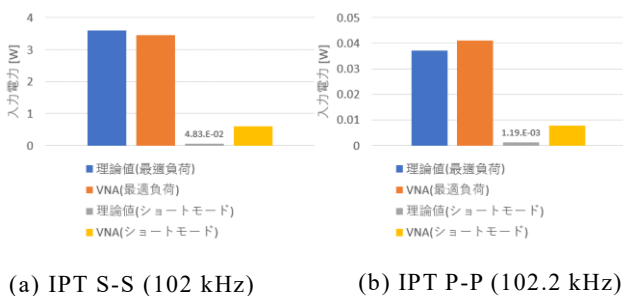


図 8 入力電力の比較
Fig. 8 Comparison of input power

4. おわりに

本稿では，基本的な磁界共振結合と電界共振結合の回路において定電圧源を挿入した時にショートモードを可能とする回路を理論から検討した．その結果 IPT，CPT 共に S-S 方式と P-P 方式でショートモードが可能であることが分かった．また，LTspice によるシミュレーションと VNA 実験により磁界共振結合の並列共振回路で実際にショートモードが実現できることを確認した．本稿で CPT の S-S 方式，P-P 方式の回路におけるショートモードの可能性を示したが，実験までには至っていない．今後電力伝送実験を行い CPT のショートモードについても確認する．また，システムとして実用化するために，ショートモードと整流モードを組み合わせることによって 2 次側から電力制御を行う研究を進める必要があると考える．

文 献

- [1] 居村岳広，“磁界共鳴によるワイヤレス電力伝送”，pp.245-258, pp.380-389, 森北出版株式会社, 2017.
- [2] D. Gunji, T. Imura and H. Fujimoto, "Basic study of transmitting power control method without signal communication for Wireless In-Wheel Motor via magnetic resonance coupling," 2015 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM), 2015, pp. 317-322.
- [3] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann and C. C. Mi, "An Inductive and Capacitive Combined Wireless Power Transfer System With LC-Compensated Topology," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 12, pp. 8471-8482, Dec. 2016.
- [4] T. Imura and Y. Hori, "Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 10, pp. 4746-4752, Oct. 2011.
- [5] 藤田敏博・金子裕良・阿部 茂：「直列および並列共振コンデンサを用いた非接触給電システム」，電学論 D, Vol. 127, No. 2, pp. 174-180 (2007).
- [6] K. Hata, T. Imura and Y. Hori, "Maximum efficiency control of wireless power transfer systems with Half Active Rectifier based on primary current measurement," 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia), 2017, pp. 1-6.
- [7] G. Lovison, T. Imura, H. Fujimoto and Y. Hori, "Secondary-side-only Control for Smooth Voltage Stabilization in Wireless Power Transfer Systems with Constant Power Load," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), 2018, pp. 77-83.
- [8] K. Hata, T. Imura and Y. Hori, "Simplified measuring method of kQ product for wireless power transfer via magnetic resonance coupling based on input impedance measurement," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017, pp. 6974-6979.