

ワイヤレス電力伝送におけるセンサレス位置検出に向けた 回路特性比較に関する研究 — LCL-S 方式の優位性 —

本間雄太*, 居村岳広 (東京理科大学)

A Comparative Study of Circuit Characteristics for Sensor-less Position Detection in Wireless Power Transfer.
— Superiority of LCL-S Topology —
Yuta Homma, Takehiro Imura (Tokyo University of Science)

Abstract

In this paper, we report a basic study of sensor-less position detection using the transmission side current for the robot equipped with wireless power transfer system. Based on air-gap characteristics and constant current/constant voltage(CC/CV) output characteristics, LCL-S topology, as the best topology from the eight topologies of wireless power transfer including magnetic resonant coupling (S-S, S-N, N-S, N-N, S-P, P-S, P-P, LCL-S), is determined in point of detection performance, safety, simultaneous implementation of CC/CV output.

キーワード: ワイヤレス電力伝送, LCL-S 方式, 位置検出, ロボット
(Wireless Power Transfer, LCL-S Topology, Position Detection, Robot)

1. はじめに

近年, 無線電力伝送(Wireless Power Transfer: WPT)に関する研究が盛んに行われている。磁界共振結合(磁界共鳴)方式によって高効率かつ大エアギャップで電力伝送を行うことが可能となり, 埋め込み型医療機器から電気自動車(EV)と多岐にわたる応用が検討されている⁽¹⁾。

送電側 WPT システムを搭載した移動ロボットが受電側の位置を自動的に検知し, 給電を行うシステムが研究されている⁽²⁾。このシステムによって得られる代表的なメリットとして, 次の3点が挙げられる。1点目は, 利便性の向上である。手作業による電池の交換作業が不要となるため, 人的なコスト削減も期待できる。2点目は, 安全性の向上である。充電に素子同士の物理的な接触がないため, 電極等が摩耗してゆくのを防ぎ, 安全性と信頼性の向上, 及び維持費の削減が見込まれる。3点目が, 充電場所の拡大である。ロボット自身が充電場所であり, それが自律して動けるため, 受電側機器の設置場所に関する制約が大幅に減少する。

2. 研究方針

WPTの保護機能としての位置検出は付加的なセンサーを用いる方式とWPTシステム内の電流や電圧, 電力を用いるセンサレス方式の2つに大別される。また, 検出時のパラメータ測定法については, 電力を受けた際に起動し受電側のパラメータを測定するアクティブ型と受電側は操作せずに系全体のインピーダンスを測定するパッシブ型に分類する

ことが出来る⁽²⁾。本研究では送電側のみでセンサレスに受電コイルの検出を行う, パッシブ型センサレス方式についての検討を行う。これは, コスト削減と受電側構成の簡略化, 及び受電機器が電欠状態での検出を可能にするためである。パッシブ型センサレス方式の先行研究としては, 電力伝送に用いていないコイルで反射係数を測定して受電コイルのまでの距離を測定する方式⁽³⁾, 入力インピーダンスの実部成分による検出方法⁽⁴⁾等が挙げられる。これらは, 回路方式を1つに絞った上で検出方法についての提案がなされているが, 複数の回路方式での比較はなされていない。更に, S-S(Series-Series)方式での検討が行われているが, S-S方式はコイル間の結合係数 k が0になると大電流が流れてしまうという問題がある。また, 検出に用いるコイルは送電に用いるコイルでもあるため, 電力伝送との両立性も重要である。WPTのジャイレータ特性を用いれば定電流/定電圧(CC/CV)特性を実現でき⁽⁵⁾, リチウムイオン電池の充電をレギュレータ無しで行うことができる。これは, 効率の悪化を防げるという利点がある。そこで, S-S, S-N(Series-Non-resonant), N-S(Non-resonant-Series), N-N(Non-resonant-Non-resonant), S-P(Series-Parallel), P-S(Parallel-Series), P-P(Parallel-Parallel), LCL-S(LCL-Series)方式を以下の3つの観点から比較し, 最適な回路方式としてLCL-S方式を提案する。

(1)検出距離 (2)安全性 (3)CC/CV特性の同時実現性

3. 比較回路と理論式の導

本章では、比較回路と位置検出に用いるパラメータを示し、理論式の導出手順を示す。

〈3.1〉直列共振回路と非共振回路を用いた回路方式

S-S, S-N, N-S, N-N 方式の等価回路を Fig.1 に示す。本研究では送電側からの検出を想定しているため、Fig.1 における I_1 を用いた検出方法を想定し、その実効値 $|I_1|$ によって検出距離等の評価を行う。

$|I_1|$ の導出手順を示す。S-S 方式の T 型等価回路を Fig.2 に示す。Fig.2 において、2 次側のインピーダンス Z_{in2} は次のように表される。

$$Z_{in2} = r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) \quad (1)$$

ここで、Fig.2 の破線で囲まれた部分は K インバータであり、2 次側のインピーダンスの分母と分子を反転させる特性をもつ。従って、1 次側から見込んだインピーダンス Z'_{in2} は次のようになる。

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

従って、1 次側入力インピーダンス Z_{in} は次のようになる。

$$Z_{in} = r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + \frac{(\omega L_m)^2}{Z_{in2}} = \frac{\left\{r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right\}\left\{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) - (\omega L_m)^2\right\}}{r_2 + R_L + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \quad (3)$$

こうして求めた、 Z_{in} の絶対値 $|Z_{in}|$ から 1 次側電流の実効値 $|I_1|$ を求めた。共振条件を代入する前後の式を Table1 に示す。但し、共振条件は以下のように設定した。また、表中の X_1 及び X_2 はそれぞれ、(5)、(6)式で表される。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4)$$

$$X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \quad (5)$$

$$X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \quad (6)$$

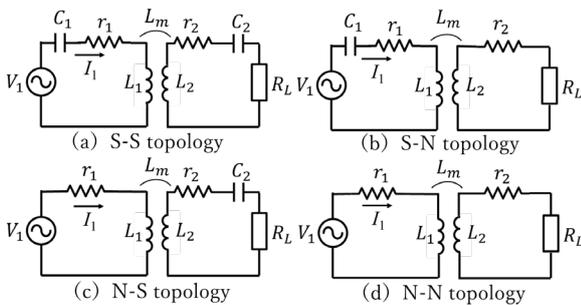


Fig. 1 Equivalent circuits of S-S, S-N, N-S, N-N topologies.

図1 S-S,S-N,N-S,N-N 方式の等価回路

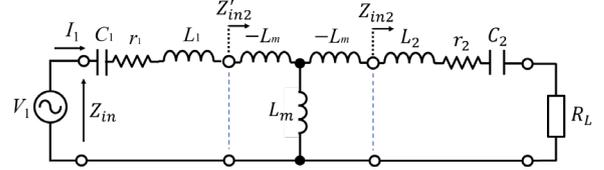


Fig. 2 Analysis model of S-S topology.

図2 S-S 方式の T 型等価回路

表1 S-S, S-N, N-S, N-N 方式における 1 次側電流の理論式

Table 1. Primary Current of S-S, S-N, N-S, N-N topology.

		$ I_1 $ (共振条件代入前)	
S	-	$\sqrt{\frac{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2}{\{(r_2 + R_L)X_1 + r_1 X_2\}^2 + \{r_1(r_2 + R_L) + (L_m \omega)^2 - X_1 X_2\}^2}} V_1 $	(7)
S	-		
S	-		
S	-	$\sqrt{\frac{(r_2 + R_L)^2 + (\omega L_2)^2}{\left\{\frac{L_2^2}{C_1} + r_1(r_2 + R_L) + \omega^2(L_m^2 - L_1 L_2)\right\}^2 + \{\omega r_1 L_2 + (r_2 + R_L)X_1\}^2}} V_1 $	(8)
S	-		
N	-	$\sqrt{\frac{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2}{\left\{\frac{L_2^2}{C_2} + r_1(r_2 + R_L) + \omega^2(L_m^2 - L_1 L_2)\right\}^2 + \{\omega L_1(r_2 + R_L) + r_1 X_2\}^2}} V_1 $	(9)
N	-		
N	-	$\sqrt{\frac{(r_2 + R_L)^2 + (L_2 \omega)^2}{\sqrt{\{r_1 \omega L_2 + (r_2 + R_L)\omega L_1\}^2 + \{r_1(r_2 + R_L) + (L_m \omega)^2 - L_1 L_2 \omega^2\}^2}}} V_1 $	(11)
N	-		
		$ I_1 $ (共振条件代入後)	
S	-	$\frac{(r_2 + R_L) V_1 }{r_1(r_2 + R_L) + (L_m \omega_0)^2}$	(12)
S	-		
S	-	$\sqrt{\frac{(r_2 + R_L)^2 + (L_2 \omega_0)^2}{\sqrt{\{r_1 \omega_0 L_2\}^2 + \{r_1(r_2 + R_L) + (L_m \omega_0)^2\}^2}}} V_1 $	(13)
S	-		
N	-	$\frac{(r_2 + R_L) V_1 }{\sqrt{\{(r_2 + R_L)\omega_0 L_1\}^2 + \{r_1(r_2 + R_L) + (L_m \omega_0)^2\}^2}}$	(14)
N	-		

〈3.2〉直列共振回路と並列共振回路を用いた回路方式

S-P, P-S, P-P 方式の等価回路を Fig3 に示す。等価回路から導出した $|I_1|$ の理論式を Table2 に示す。P-S 方式については、共振条件を(4)式としたが、2 次側に並列共振を有する回路方式(S-P,P-P) では、負荷 R_L を考慮した以下の共振条件を用いた⁽⁶⁾。また、表中の X_{CR} 及び R_{CR} はそれぞれ、(16)、(17)式の通りである。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2} - \left(\frac{1}{C_2 R_L}\right)^2} \quad (15)$$

$$X_{CR} = \frac{\omega C_2 R_L^2}{1 + (\omega C_2 R_L)^2} \quad (16)$$

$$R_{CR} = \frac{R_L}{1 + (\omega C_2 R_L)^2} \quad (17)$$

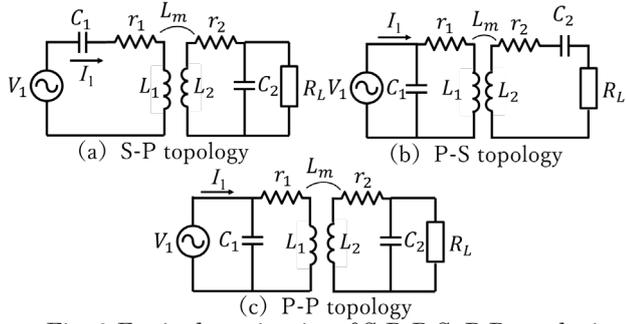


Fig. 3 Equivalent circuits of S-P, P-S, P-P topologies.

図 3 S-P,P-S,P-P 方式の等価回路

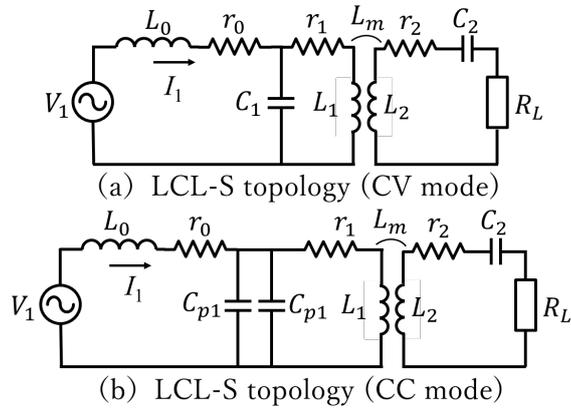


Fig. 4 Equivalent circuits of CC/CV mode LCL-S topology.

図 4 LCL-S 方式の CC/CV モードにおける等価回路

〈3.3〉 S-S, S-P, P-S, P-P 方式における CC/CV 特性

磁界共振結合方式の回路(S-S, S-P, P-S, P-P)はジャイレータ特性を有するため、電源の性質に応じて出力が負荷に対する定電圧/定電(CC/CV)特性となることが知られている。

1つの回路方式から得られる特性は、駆動する電源の種類(定電圧源、定電流源)と周波数によって変化することが報告されており^{(6),(7)}、両方の特性を同時に得るためには電源もしくは周波数を変化させる機構を内在させなければならない。前者は電源回路部の複雑化、後者は周波数分岐による安定性の悪化というデメリットが生ずる。

〈3.4〉 LCL-S 方式と CC/CV 特性の同時実現

LCL-S 方式によって、定電圧源駆動時に単一周波数で CC/CV 特性が得られることが報告されている⁽⁸⁾。CC モードと CV モードの等価回路を Fig.4 に示す。CC モードは一般的な LCL-S 方式の 1 次側に共振コンデンサを並列に 1 つ追加した回路構成となっている。理論式の導出結果を Table3 に示す。尚、共振条件を代入する前の理論式は非常に煩雑であったため省略する。但し、同一周波数で両方の特性を得るためには、(24),(25)式において、 $L_1 = L_0$ かつ $C_1 = C_{p1} = C_{p2}$ となるように設計する必要がある⁽⁷⁾。

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_1} = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2} \quad (24)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_{p1}} = \frac{1}{L_1 C_{p2}} = \frac{1}{L_2 C_2} \quad (25)$$

表 2 S-P, P-S, P-P 方式における 1 次側電流の理論式

Table 2. Primary Current of S-P, P-S, P-P topology.

	$ I_1 $ (共振条件代入前)	
S - P	$\frac{(r_2 + R_L)^2 + (\omega L_2 - X_{CR})^2}{\sqrt{\{(r_2 + R_L)X_1 + r_1(\omega L_2 - X_{CR})\}^2 + \{r_1(r_2 + R_L) + (\omega L_m)^2 - X_1(\omega L_2 - X_{CR})\}^2}} V_1 $	(18)
P - S	$\omega C_1 V_1 \sqrt{\frac{[r_1\{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2\} + (r_2 + R_L)(\omega L_m)^2]^2 + [X_1\{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2\} + (\omega L_m)^2 X_2^2]^2}{[r_1\{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2\} + (r_2 + R_L)(\omega L_m)^2]^2 + [\omega L_1\{(r_2 + R_L)^2 + X_2^2\} + (\omega L_m)^2 X_2^2]^2}}$	(19)
P - P	$\omega C_1 V_1 \sqrt{\frac{[r_1\{(r_2 + R_{CR})^2 + (\omega L_2 - X_{CR})^2\} + (r_2 + R_{CR})(\omega L_m)^2]^2 + [X_1\{(r_2 + R_{CR})^2 + (\omega L_2 - X_{CR})^2\} + (\omega L_m)^2(\omega L_2 - X_{CR})]^2}{[r_1\{(r_2 + R_{CR})^2 + (\omega L_2 - X_{CR})^2\} + (r_2 + R_{CR})(\omega L_m)^2]^2 + [\omega L_1\{(r_2 + R_{CR})^2 + (\omega L_2 - X_{CR})^2\} + (\omega L_m)^2(\omega L_2 - X_{CR})]^2}}$	(20)
	$ I_1 $ (共振条件代入後)	
S - P	$\frac{(r_2 + R_{CR}) V_1 }{r_1(r_2 + R_{CR}) + (L_m \omega_0)^2}$	(21)
P - S	$\frac{\omega C_1 \{r_1(r_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\} V_1 }{\sqrt{\{r_1(r_2 + R_L) + (\omega_0 L_m)^2\}^2 + (\omega L_1)^2}}$	(22)
P - P	$\frac{\omega C_1 \{r_1(r_2 + R_{CR}) + (\omega_0 L_m)^2\} V_1 }{\sqrt{\{r_1(r_2 + R_{CR}) + (\omega_0 L_m)^2\}^2 + (\omega L_1)^2}}$	(23)

表 3 LCL-S 方式における 1 次側電流の理論式

Table 3. Primary Current of LCL-S topology.

LCL-S (CV)	$\frac{(L_m \omega_0)^2 + r_1(r_2 + R_L)}{r_0(L_m \omega_0)^2 + \{(L_0 \omega_0)^2 + r_0 r_1\}(r_2 + R_L)^2} V_1 $	(26)
LCLS (CC)	$\frac{\sqrt{4\left\{r_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{r_2 + R_L}\right\}^2 + (\omega_0 L_0)^2}}{\sqrt{4r_0^2\left\{r_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{r_2 + R_L}\right\}^2 + (\omega_0 L_0)^2\left\{r_0 + r_1 + \frac{(\omega_0 L_m)^2}{r_2 + R_L}\right\}^2}} V_1 $	(27)

4. 実験方法

前項で示した回路方式それぞれについて、送受電コイル間のエアギャップを 2cm から 28cm まで 1cm ずつ、30cm から 50cm まで 5cm ずつ変化させ、各ギャップに対する 1 次側電流の実効値 $|I_1|$ を測定した。電源電圧は実効値 0.7Vrms で一定とした。これは、ロボットに搭載したバッテリーの DC 電圧からインバータによって正弦波交流電圧を生成することを想定しているためである。電流の測定にはオシロスコープを用いた。実験回路における素子等のパラメータを Table4 に、実験の様子を Fig.5 に示す。

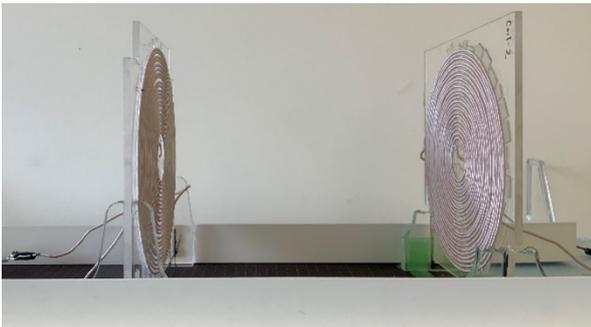


Fig.5 Outline of the Experiment

図 5 実験風景

5. 実験結果と理論式の比較

(5.1) 1 次側及び 2 次側直列共振回路の有無による比較

S-S, S-N, N-S, N-N 方式の測定結果と計算値のグラフを Fig6 に示す。但し、共振のずれによる誤差の影響をなくするため、共振条件代入前の理論式を用いた。

Fig.6(b), (c)より、S-N 方式と N-N 方式では前者の検出距離が明らかに大きいことが確認できる。(13)式と(15)式を比較すると、(8)式では(11)式の L_1 に関する項が共振コンデンサ C_1 を挿入したことで打ち消されていることが確認できる。このことによってエアギャップに関する項 $(L_m \omega_0)^2$ の影響が支配的になり、遠方まで電流値が変化していると考えられる。また、Fig.6(a), (b)より、2 次側の直列共振回路の有無は検出距離の顕著な変化に影響を与えないと考えられる。

(5.2) 1 次側及び 2 次側並列共振回路の有無による比較

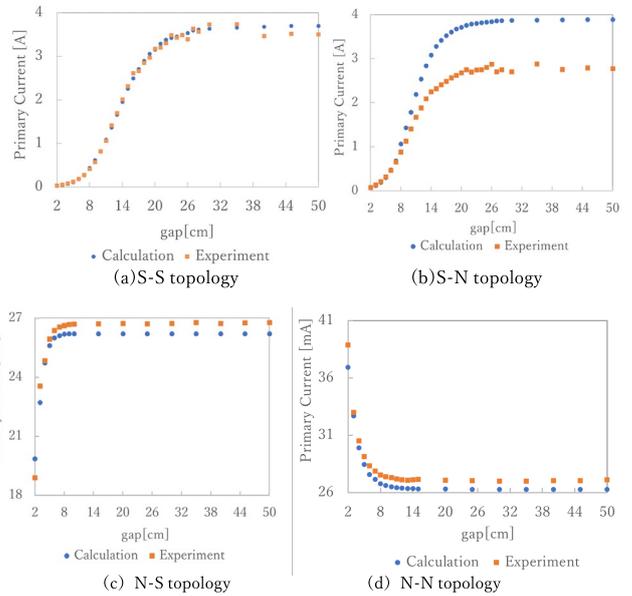


Fig. 6 Air-gap characteristics of S-S, S-N, N-S, N-N topology

図 6 S-S, S-N, N-S, N-N 方式のエアギャップ特性

S-P, P-S, P-P 方式の測定結果と計算値のグラフを Fig.7 に示す。Fig.7 より、1 次側に並列共振回路を有する回路方式は、検出距離が小さいことが確認できる。(21)式と(22)、(23)式より、後者は 1 次側の共振回路における、 L_1 と C_1 に関する成分が残っており、1 次側のインピーダンスにおいて虚部が打ち消されていないことが確認できる。従って、これらの項の影響により $(L_m \omega_0)^2$ の影響が相対的に小さくなってしまったと考えられる。また、前項と同様に 2 次側の並列共振回路も検出距離に顕著な影響を及ぼさないと考えられる。

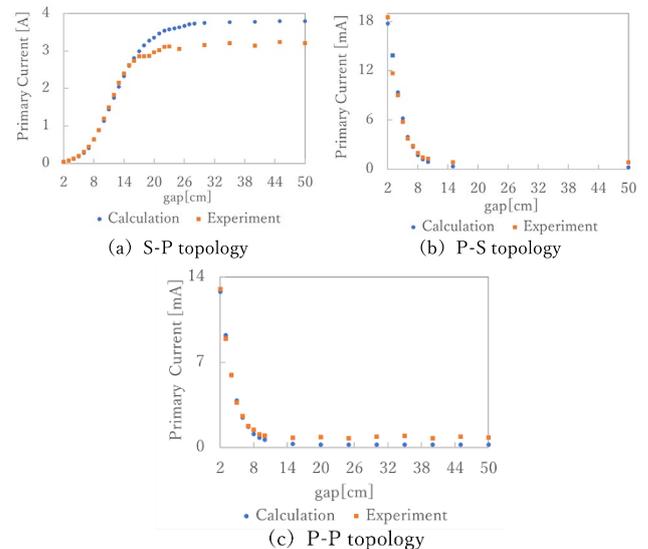


Fig. 7 Air-gap characteristics of S-P, P-S, P-P topology

図 7 S-P, P-S, P-P 方式のエアギャップ特性

表4 実験回路のパラメータ

Table 4. Experimental parameters.

	N-N	S-N	N-S	S-S	S-P	P-S		LCL-S (CV)	LCL-S (CC)
f [kHz]	85	85	85	85	85	85	L_0 [μ H]	50.005	50.005
L_1 [μ H]	49.462	49.462	49.462	49.462	49.462	49.462	r_0 [Ω]	0.121	0.121
r_1 [Ω]	0.122	0.174	0.122	0.153	0.154	0.122	C_1 [nF]	70.586	70.586
L_2 [μ H]	50.22	50.22	50.22	50.22	50.22	50.22	C_2 [nF]	69.902	69.902
r_2 [Ω]	0.123	0.123	0.179	0.179	0.123	0.123	C_{1p} [nF]		70.586
C_1 [nF]		70.586		70.586	70.586	70.586	C_{2p} [nF]		71.319
C_2 [nF]			69.902	69.902	49.801	69.902	R_L [Ω]	10.569	10.569
R_L [Ω]	10.569	10.569	10.569	10.569	58.636	10.569			

5.1, 5.2 から検出距離は1次側の共振回路に大きく影響を受けると考えられる. 1次側に直列共振があると検出距離は比較的大きいが, コイル間の結合が弱くなるに従って大きな電流が流れてしまう. 逆に1次側に並列共振の場合はエアギャップの増大に従って流れる電流が絞られる為, 安全性は高いが検出距離が短いことが確認できる. 従って, 検出距離と安全性がトレードオフの関係にあることが確認できる.

〈5.3〉 LCL-S 方式の各モードにおける測定結果

LCL-S 方式の CC モード, CV モードの測定結果を Fig8 に示す. Fig.8 より, CC モードでは1次側に直列共振があるとき, CV モードでは1次側に並列共振がある時と同様の特性であることが確認できる. このことから, LCL-S 方式の CC モードは検出距離が比較的大きく, CV モードは安全性に優れていることが確認できる.

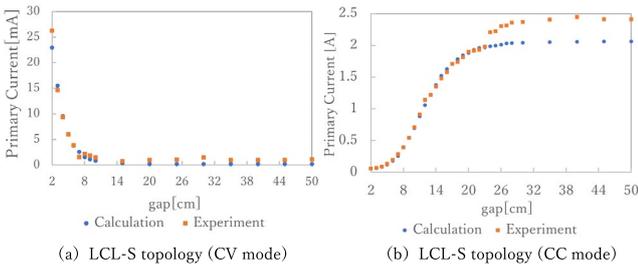


Fig.8 Air-gap characteristics of LCL-S topology

図8 LCL-S 方式のエアギャップ特性

〈5.4〉 回路方式の評価

以上の結果を元に回路方式の比較考察を行う. 各回路方式について, 2章で示した3つの観点を基に評価を行った結果を Table5 に示す. Table5 より, S-S, S-P 方式をはじめとした1次側に直列共振回路を有する回路方式では, 検出距離は長いが $k = 0$ で大電流が流れてしまい, 安全性に問題があることが確認できる. 反対に, P-S 方式や P-P 方式のよ

うな1次側に並列共振回路を有する回路方式では, 検出距離は短い, 電流値が比較的小さく, エアギャップの増大に従って更に減少するため安全性が高いことが確認できる. LCL-S 方式は CC/CV モードそれぞれで前述した2つの特性が確認できる. また, CC/CV 特性の同時実現性については, S-S, S-P 方式でも実装可能であるが, 3.3 で示したようなデメリットが生じる. 反面, LCL-S 方式については文献(5)で示されているように, MOSFET とゲートドライブ回路によって, CC/CV モードの2つの回路を切り替える機構を実装できる. これは, 駆動電源の種類や電源周波数を変化させるよりも安価で容易である. 従って, LCL-S 方式は CC/CV 特性の同時実現及び, 検出距離と安全性に優れた回路方式であると考えられる.

表5 回路方式の評価結果

Table 5. Evaluation of the topologies in terms of the three criteria.

	検出距離	安全性 ($k = 0$)	CC/CV 特性の同時実現性
S-S	長	×(大電流)	○
S-P	長	×(大電流)	○
P-S	短	×(大電流)	×
P-P	短	○(微小電流)	×
LCL-S (CC)	長	×(大電流)	○
LCL-S (CV)	短	○(微小電流)	

6. まとめ

本研究では, 直列共振回路を用いた回路方式と並列共振を用いた回路方式との比較を行うことで, ロボット給電システム向けのパッシブ型センサレス位置検出における LCL-S 方式の優位性を示した. この方式を用いた検出・充電の

手順としては、視認性に優れた CC モードで受電コイルの位置検出を行い、位置決めをしたのちに定電流充電をし、所定電圧に達したら CV モードに切り替えて定電圧充電を行うということが挙げられる。CC モード動作時は大きな電流が流れてしまうが、1 次側に直列共振を有する回路方式の約半分であり、尚且つ CV モードを保護回路として使うことも可能であるため安全性が高いシステムも実現可能である。

今後の課題としては、以下の 3 点が挙げられる。まず、1 点目は負荷 R_L の変動を考慮した視認性の変化である。これは、バッテリー電圧の変化に対する特性を検討する必要があるからである。2 点目は、送電側からバッテリーの SOC を推定することである。これは、適切なタイミングで CC/CV モードを切り替え、かつ過充電を防ぐためである。3 点目は以上の 2 点を踏まえた上で、ロボット実機による電力伝送実験を行うことである。

謝辞

本研究の一部は JSPS 科研費(若手研究 A 課題番号：17H04915)の助成を受けたものです。

文 献

- (1) Zhen Zhang, Hongliang Pang, Apostolos Georgiadis, Carlo Cecati : “Wireless Power Transfer—An Overview”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol.66, No.2, pp.1044-1058 (Feb 2019)
- (2) 並木政人・中村壮亮・橋本秀紀 : 「磁界共振結合方式の無線充電システムにおけるセンシング機能の広域化の提案」, 電学論 D (産業応用部門誌), Vol.136, No.7, pp.485-493(2016)
- (3) Sousuke Nakamura, Taito Suzuki, Yoshinori Kakinuma, Seiya Saruwatari, Koudai Yamamoto, Kazuhiro Arai, Keita Akiho, Hideki Hashimoto : “Prototype system for energy management of mobile device via wireless charging robot”, IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics(AIM) 2016, pp.727-732
- (4) 平貴仁・居村岳広 : 「ワイヤレス電力伝送における送受電コイルのパラメータ変化を用いた位置推定に関する基礎研究」, 令和 2 年電気学会全国大会(2020)
- (5) Yong H. Sohn, Bo H. Choi, Eun S. Lee, Gyu C. Lim, Gyu-Hyeong Cho and Chun T. Rim : “General Unified Analyses of Two-Capacitor Inductive Power Transfer Systems: Equivalence of Current-Source SS and SP Compensations”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Vol.30, No.11, pp.6030-6035(2015)
- (6) 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」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.135, No.6, pp.697-710(2014)
- (7) Van-Binh Vu, Duc-Hung Tran, Woojin Choi : “Implementation of the Constant Current and Constant Voltage Charge of Inductive Power Transfer Systems with the Double-Sided LCC Compensation Topology for Electric Vehicle Battery Charge Applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.33, Volume 33, ISS.9, pp.7398-7410(2018)
- (8) Ravikiran Vaka, Ritesh Kumar Keshri : “Reconfigurable WPT system for load-independent CC and CV output with

transmitting-side control”, IET Electric Power Applications, Vol. 14 Iss. 4, pp. 685-694(2020)