

# Double-LCC を用いた走行中ワイヤレス電力伝送の基礎実験

竹内 琢磨<sup>†</sup> 小林 大太<sup>†</sup> 居村 岳広<sup>††</sup> 堀 洋一<sup>†,††</sup>

<sup>†</sup> 東京大学大学院新領域創成科学研究科 〒 277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5

<sup>††</sup> 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

E-mail: †takeuchi15@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, kobayashi@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, imura@hori.k.u-tokyo.ac.jp,  
hori@hori.k.u-tokyo.ac.jp

**あらまし** 走行中の電気自動車に対してワイヤレス電力伝送を行うことで車載バッテリー容量の削減と航続距離の延長が期待できる。この走行中ワイヤレス電力伝送の実現のために、送電を行う一次側と受電する二次側を一つのシステムとみなしたシステム構成の検討が行われてきた。本稿では、一次側と二次側それぞれの共振回路に LCC を適用した Double-LCC と従来の SS を用いる構成との特性比較を行う。主にそれぞれの相互インダクタンスに対する特性の変化について検討を行い、Double-LCC に関しては基礎実験を行うことでその特性を実証する。

**キーワード** 走行中ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, SS topology, Double-LCC topology

## Fundamental Experiment on Dynamic Wireless Power Transfer Using Double-LCC

Takuma TAKEUCHI<sup>†</sup>, Daita KOBAYASHI<sup>†</sup>, Takehiro IMURA<sup>††</sup>, and Yoichi HORI<sup>†,††</sup>

<sup>†</sup> The University of Tokyo, 277-8561, 5-1-5, Kashiwanoha, Kashiwa, Chiba, Japan

<sup>††</sup> The University of Tokyo, 277-8561, 5-1-5, Kashiwanoha, Kashiwa, Chiba, Japan

E-mail: †takeuchi15@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, kobayashi@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, imura@hori.k.u-tokyo.ac.jp,  
hori@hori.k.u-tokyo.ac.jp

**Abstract** Dynamic Wireless Power Transfer (D-WPT) is one of the most promising research object for improving driving range of Electric Vehicles (EVs). To realize D-WPT, system configuration of D-WPT has been investigated. In this research, we conduct characteristics comparison between SS topology to Double LCC topology. We conduct fundamental experiment on a system using Double-LCC topology and verify its characteristics.

**Key words** Dynamic Wireless Power Transfer, Magnetic Resonance Coupling, SS topology, Double-LCC topology

### 1. はじめに

近年、環境性能の高さから注目を集めている電気自動車の問題点として電池容量による航続距離の短さがある。この問題の解決案として、走行中の電気自動車へ路面側の設備からワイヤレス電力伝送を行う走行中ワイヤレス電力伝送の研究が数多く報告されている [1]~[4]。これまでに報告されている研究においては、相互インダクタンスや負荷状態の変化と無関係に共振周波数が一意に定まる SS 方式が主に用いられてきたが、車両位置の検知とそれに合わせた路面側の給電装置の電力伝送の ON/OFF を路面側で制御する必要があった [4]。本稿で扱う、送電側受電側いずれにも LCC トポロジー [5], [6] を用いた Double-LCC 方式 [7] においても同様に相互インダクタンスや負荷の状態に関係なく共振周波数が一意に決まる。更に、Double-LCC 方式を用

いる場合には車両位置の検知と路面側の給電装置の ON/OFF 制御が不要になるため、路面側の設備を簡潔化することが可能になり走行中ワイヤレス電力伝送の実現性を高めることが出来る。本稿では、従来用いられてきた SS 方式と Double-LCC 方式の特性比較を主に相互インダクタンス  $L_m$  の変化に着目して行う。更に Double-LCC 方式に関しては基礎実験を行うことでその特性を実証する。

### 2. 走行中ワイヤレス電力伝送システム

これまでも走行中ワイヤレス給電の一次側 (路面側) の構成方法に関しては多数の研究が報告されている [1] [2] [7]。一次側のシステム構成法は二つの方式に大別できる。一つが二次側 (車載側) に対して一次側の送電コイル形状が進行方向にかなり長く、一つのコイルで長時間の電力伝送を行う ‘single-coil design’

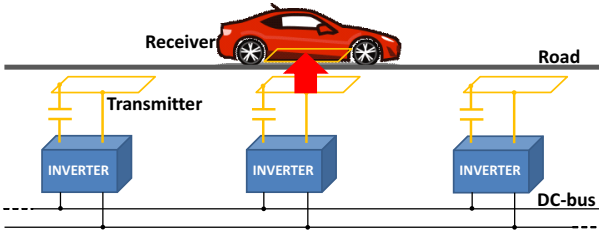


図 1 SS + DC-bus.

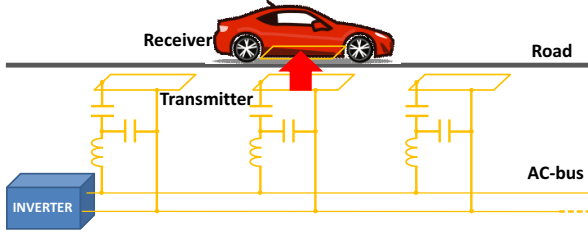


図 2 LCL + AC-bus.

である。この方式は伝送効率と伝送電力の変動が少ない状態で電力伝送を行うことが出来る一方で、送受電コイル間での結合係数が小さいため伝送効率が低く、漏洩電磁界等の問題もある。もう一方の方式は複数の送電コイルを一次側に断続的に並べる‘segmented coil design’である。こちらの方式では、送受電コイル間の結合係数を高く取ることが出来るため高い伝送効率を期待でき、更に送電中のコイル状に車体が覆いかぶさる形になるため漏洩電磁界の抑制も期待できる。本稿では電気自動車に対する走行中ワイヤレス給電に対しては‘segmented coil design’が有利であると考え。一方で、‘segmented coil design’は送電コイルが断続的に配置されるため、二次側での受電制御や一次側の送電設備が複雑になる傾向がある。

### 2.1 SS+DC-bus

図 1 に著者らがこれまでに検討を行ってきた‘segmented coil design’で構成された一次側送電システムを示す [4]。このシステムにおいては磁界共振結合方式の共振回路トポロジーに SS 方式を用いており [8]、一つの送電コイルに対して一つのインバータを接続し、系統からの電力供給には DC-bus を用いている。これにより、十分なインバータ容量を確保できるため大電力化が容易であり、系統は DC で伝送を行うため EMI の抑制も期待できる構成となっている。しかし、複数のインバータが必要であり、二次側の車両を検知して送電の ON/OFF を行うセンサや制御を各インバータに適用する必要があるため一次側が複雑になる傾向がある。

### 2.2 Double-LCC+AC-bus

本稿では、図 2 に示したような一つのインバータで発生させた AC で、共振回路トポロジーに LCC トポロジーを用いた送電コイルを駆動する方式について検討を行う。こちらの方式を用いることで、定電圧駆動しているインバータから一次側送電コイルに定電流特性を持たせるイミタンス変換特性を実現することが出来るため [6]、インバータ数の削減を実現できる。また、この場合における一次側 LCC トポロジーの入力インピーダンス特性によって二次側の車両が存在しない際には送電コイルに電

流が流れないため、送電の ON/OFF 用にセンサや制御を適用する必要がなく、一次側の設備を簡潔化することが可能である。

## 3. $L_m$ 変動に伴う入力インピーダンス $Z_{in}$ の変化

SS 方式を定電圧駆動のインバータに用いると、二次側の車両が離れてゆく毎に小さくなる送受電コイルの相互インダクタンス  $L_m$  により、共振回路トポロジーの入力インピーダンス  $Z_{in}$  が小さくなるため送電コイルに大電流が流れ回路破壊に至る。これを防ぐために車両の検出と送電の ON/OFF を行う必要がある。一方で、Double-LCC 方式を定電圧駆動のインバータに用いる場合は  $L_m$  の減少に伴って  $Z_{in}$  が大きくなるため、車両検出と送電の ON/OFF を行う必要が無い。本章では SS 方式および Double-LCC 方式に定電圧駆動のインバータに用いたそれぞれの場合に関して、 $L_m$  の変化に伴う  $Z_{in}$  の変化について検討する。なお、本章での検討においては各コイルの抵抗成分は十分に小さいものとして無視する。

### 3.1 SS 方式

図 3 に SS 方式を用いた場合における回路図を示す。この回路図において、二次側の整流器の入力から車載バッテリーを見た時の等価負荷抵抗を  $R_L$  とし、T 型等価回路で記述したものを図 4 に示す [8]。この等価回路において、入力インピーダンス  $Z_{in}$  を求める。

まず、 $Z_2$  を求めると式 (1) で表される。

$$Z_2 = R_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (1)$$

式 (1) に対して、式 (2) で表される共振条件を適用すると、 $Z_1$  は式 (3) で表すことが出来る。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2)$$

$$Z_2 = R_L \quad (3)$$

次に、 $Z_1$  を求める。 $Z_2$  を用いて、 $Z_1$  は式 (4) で表される。

$$\begin{aligned} Z_1 &= -j\omega L_m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_m} + \frac{1}{-j\omega L_m + Z_1}} \\ &= \frac{(\omega L_m)^2}{Z_2} \end{aligned} \quad (4)$$

最後に  $Z_{in}$  を求めると、 $Z_1$  を用いて式 (5) で表される。

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + Z_1 \quad (5)$$

ここで、共振条件である式 (6) を用いると  $Z_{in}$  は式 (7) で表される。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_1 \\ &= \frac{(\omega L_m)^2}{R_L} \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、相互インダクタンス  $L_m$  が 0 に近づく場合、つまり一次側の送電コイルに対して二次側の受電コイルが十分遠くに離

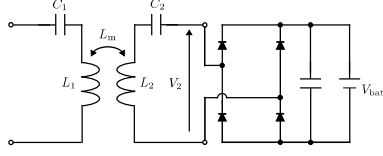


図 3 SS topology.

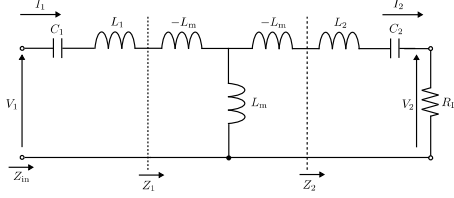


図 4 Equivalent circuit of SS topology.

れた場合を考えると、 $L_m \rightarrow 0$  で一次側コイルの入力電流  $I_{in}$  は、一次側コイルの入力電圧  $V_{in}$  および  $Z_{in}$  を用いて式 (8) で表される。

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_{in}} \quad (8)$$

$$\rightarrow \infty$$

以上から、SS 方式を用いた場合、受電側コイルが存在しない場合に一次側に大電流が流れて設備を破損させる危険性があるため、車両の検知とそれに合わせた送電の ON/OFF を行う必要があることが分かる。

### 3.2 Double-LCC 方式

図 5 に送電側および受電側に LCC トポロジーを用いた場合における回路図を示す。この回路図において、等価負荷抵抗  $R_L$  を用いて T 型等価回路で記述したものを図 6 に示す。この等価回路において、入力インピーダンス  $Z_{in}$  を求める。

まず、 $Z_2$  を求めると式 (9) の様に表される。ここで、式 (10) で表される共振条件を用いると  $Z_2$  は式 (11) で表すことが出来る。

$$Z_2 = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C'_0 + \frac{1}{j\omega L'_0 + R_L}} \quad (9)$$

$$= j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{\frac{1}{j\omega C'_0}(j\omega L'_0 + R_L)}{\frac{1}{j\omega C'_0} + j\omega L'_0 + R_L}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L'_0 C'_0}} \quad (10)$$

$$Z_2 = \frac{L'_0}{C'_0 R_L} + j\omega L_2 + \frac{C'_0 + C_2}{j\omega C'_0 C_2} \quad (11)$$

式 (11) に対して、式 (12) の共振条件を適用すると、 $Z_2$  は式 (13) の様に求められる。

$$\omega = \sqrt{\frac{C'_0 + C_2}{L_2 C'_0 C_2}} \quad (12)$$

$$Z_2 = \frac{L'_0}{C'_0 R_L} \quad (13)$$

次に、 $Z_2$  を用いて  $Z_1$  を求めると、式 (14) のように求めること

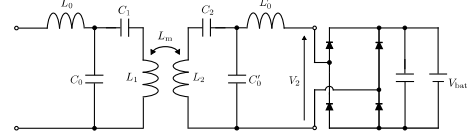


図 5 LCC topology.

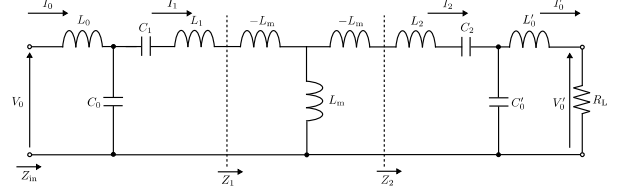


図 6 Equivalent circuit of double-LCC topology.

が出来ると。

$$Z_1 = -j\omega L_m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_m} + \frac{1}{-j\omega L_m + Z_2}} \quad (14)$$

$$= \frac{(\omega L_m)^2}{Z_2}$$

最後に  $Z_{in}$  を求めると式 (15) で表すことが出来る。

$$Z_{in} = j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0 + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + Z_1}} \quad (15)$$

$$= j\omega L_0 + \frac{\frac{1}{j\omega C_0}(Z_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1})}{Z_1 + j\omega L_1 + \frac{C_0 + C_1}{j\omega C_0 C_1}}$$

ここで、式 (16) で表される共振条件を適用すると、 $Z_{in}$  は式 (17) で表される。

$$\omega = \sqrt{\frac{C_0 + C_1}{L_1 C_0 C_1}} \quad (16)$$

$$Z_{in} = \frac{L_1}{C_0 Z_1} - \frac{1}{\omega^2 C_0 C_1 Z_1} + j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0} \quad (17)$$

これに式 (18) の共振条件を適用することで  $Z_{in}$  は式 (19) の様に求めることが出来る。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (18)$$

$$Z_{in} = \frac{L'_0}{C_0 C'_0 R_L (\omega L_m)^2} (L_1 - \frac{1}{\omega^2 C_1}) \quad (19)$$

ここで、 $L_m \rightarrow 0$  となる場合を考えると、 $I_{in}$  は、 $V_{in}$  および  $Z_{in}$  を用いて、式 (20) で表される。

$$i_0 = \frac{V_0}{Z_{in}} \quad (20)$$

$$\rightarrow 0$$

以上より、Double-LCC 方式を用いることで一次側コイル上に二次側の車両が存在しない場合においては自動的に送電が停止するため、一つのインバータで複数のコイルを駆動することが可能となる。更に、送電の ON/OFF を行う必要もなくなるため、一次側の設備を簡潔に構成することが可能になる。

表 1 Simuration parameters.

	SS	Double-LCC
Input Voltage $V_{in}$	500 V	500 V
Resonant frequency $f_0$	85 kHz	85 kHz
Primary transmitter inductance $L_1$	500 $\mu$ H	500 $\mu$ H
Primary transmitter resistance $r_1$	1.00 $\Omega$	1.00 $\Omega$
Secondary receiver inductance $L_2$	400 $\mu$ H	400 $\mu$ H
Secondary receiver resistance $r_2$	1.00 $\Omega$	1.00 $\Omega$
Primary resonant capacitor $C_1$	7.01 nF	7.71 nF
Secondary resonant capacitor $C_2$	8.76 nF	9.64 nF
Primary compensated inductance $L_0$	-	45.5 $\mu$ H
Primary compensated coil resistance $r_0$	-	0.20 $\Omega$
Secondary compensated inductance $L'_0$	-	36.4 $\mu$ H
Secondary compensated coil resistance $r'_0$	-	0.20 $\Omega$
Primary compensated capacitor $C_0$	-	77.13 nF
Secondary compensated capacitor $C'_0$	-	96.4 nF

表 2 Experimental parameters.

	Tx No.1	Tx No.2
Primary side Voltage $V_{road}$	15 V	15 V
Load Voltage $V_{load}$	15 V	15 V
Transmitter size	150 $\times$ 400 mm	150 $\times$ 400 mm
Receiver size	110 $\times$ 210 mm	110 $\times$ 210 mm
Resonant frequency $f_0$	90 kHz	90 kHz
Primary transmitter inductance $L_1$	259.2 $\mu$ H	283.7 $\mu$ H
Primary transmitter resistance $r_1$	475.0 m $\Omega$	531.3 m $\Omega$
Secondary receiver inductance $L_2$	78.09 $\mu$ H	78.09 $\mu$ H
Secondary receiver resistance $r_2$	216.2 m $\Omega$	216.2 m $\Omega$
Primary resonant capacitor $C_1$	13.24 nF	11.97 nF
Secondary resonant capacitor $C_2$	55.53 nF	55.53 nF
Primary compensated inductance $L_0$	22.48 $\mu$ H	22.26 $\mu$ H
Primary compensated coil resistance $r_0$	340.0 m $\Omega$	332.2 m $\Omega$
Secondary compensated inductance $L'_0$	21.62 $\mu$ H	21.63 $\mu$ H
Secondary compensated coil resistance $r'_0$	233.6 m $\Omega$	233.6 m $\Omega$
Primary compensated capacitor $C_0$	134.6 $\mu$ F	137.7 $\mu$ F
Secondary compensated capacitor $C'_0$	144.8 $\mu$ F	144.8 $\mu$ F

#### 4. 結合係数 $L_m$ の変化に伴う特性変化

本章では結合係数  $L_m$  の変動に伴う特性の変化を SS 方式および Double-LCC 方式それぞれを用いた場合について数値解析を行う。解析に用いた各パラメータを表 1 に示す。

##### 4.1 SS 方式

図 4 において各コイルの抵抗値を考慮して求めた回路方程式を式 (21) に示す。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & -j\omega L_m \\ j\omega L_m & -r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

ここで、 $r_1$  および  $r_2$  はそれぞれ一次側送電コイルと二次側受電コイルの交流抵抗を示す。式 (21) を解くことで得られる一次側送電コイル損失と伝送電力および伝送効率の関係式を用いて数値解析を行った。図 7(a) に  $L_m$  と二次側電圧  $V_2$  の一次側送電コイル損失に対する関係を示した。これより、 $L_m$  が小さい領域では非常に大きな損失が発生していることが分かり、SS を用いる場合には車両位置の検知と適切なタイミングにおける送電の ON/OFF 制御が必要となることがわかる。図 7(b) には  $k$  と  $V_2$  のコイル間の伝送電力との関係を示した。図 7(b) に SS 方式を用いた場合の  $L_m$  と二次側電圧  $V_2$  の伝送電力に対する関係を示した。これより、結合の弱い領域で大きな伝送電力が発生していることがわかり、結合が弱い時に生じる一次側送電コイル損失と伝送電力それぞれの側面から適切な送電 ON/OFF 制御が必要であることがわかる。図 7(c) には  $L_m$  と  $V_2$  のコイル間伝送効率に対する関係を示した。これより、 $L_m$  の広い範囲にわたって高い伝送効率が達成出来ていることが確かめられる。

##### 4.2 Double-LCC 方式

図 6 において各コイルの抵抗値を考慮して求めた回路方程式を式 (22) に示す。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_0 & -\frac{1}{j\omega C_0} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{j\omega C_0} & r_1 & -j\omega L_m & 0 \\ 0 & -j\omega L_m & r_2 & -\frac{1}{j\omega C'_0} \\ 0 & 0 & \frac{1}{j\omega C'_0} & r'_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_1 \\ i_2 \\ i'_0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

ここで、 $r_0$  および  $r'_0$  はそれぞれ一次側補償コイル抵抗と二次側受電コイル交流抵抗を示す。式 (22) を解くことで得られる一次側送電コイル損失と伝送電力および伝送効率の関係式を用いて数値解析を行った。図 8(b) に Double-LCC 方式を用いた場合の相互インダクタンス  $L_m$  と二次側電圧  $V_2$  の伝送電力に対する関係を示した。Double-LCC を用いた場合においては、 $L_m$  と  $V_2$  が大きくなるに連れて伝送電力が大きくなってゆくことが確認できる。図 8(a) には  $L_m$  と  $V_2$  の一次側送電コイル損失に対する関係を示した。これより、 $L_m$  に関わらず損失が小さく抑えられており、Double-LCC 方式を用いることで車両位置の検知と送電の ON/OFF 制御が不要になることがわかる。図 8(c) には  $k$  と  $V_2$  のコイル間伝送効率に対する関係を示した。これより、Double-LCC 方式を用いた場合でも SS 方式を用いた場合と似た効率特性を持っていることが確認できる。

以上から、Double-LCC を用いることで単一のインバータで複数のコイルを駆動することが可能になり、車両検知や送電の ON/OFF 制御が不要となることが確認できる。

## 5. 実験

本稿では Double-LCC 方式を用いた場合について実験を行った。実験に用いたパラメータを表 2 に示し、実験構成を図 9 に示す。一次側と二次側コイル間のギャップは 100 mm とし、一次側の送電コイル間は 400 mm とした。負荷は電子負荷 (KIKUSHUI : PLZ-4W) を用いて  $V_{load} = 15$  V の定電圧負荷を模擬した。

2 つの送電コイル (Tx No.1, Tx No.2) を定電圧駆動のインバータ 1 つで駆動し、一次側送電コイルと二次側受電コイル

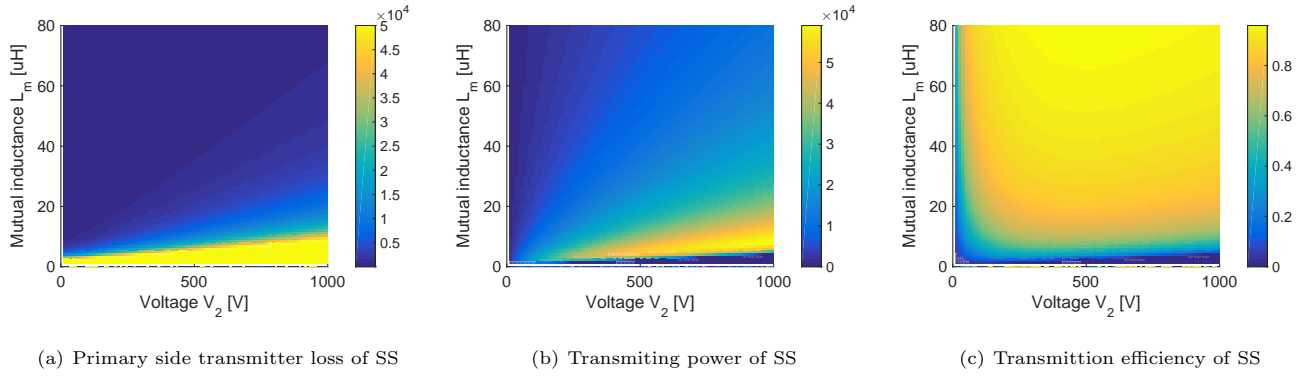


図 7 Characteristic of SS.

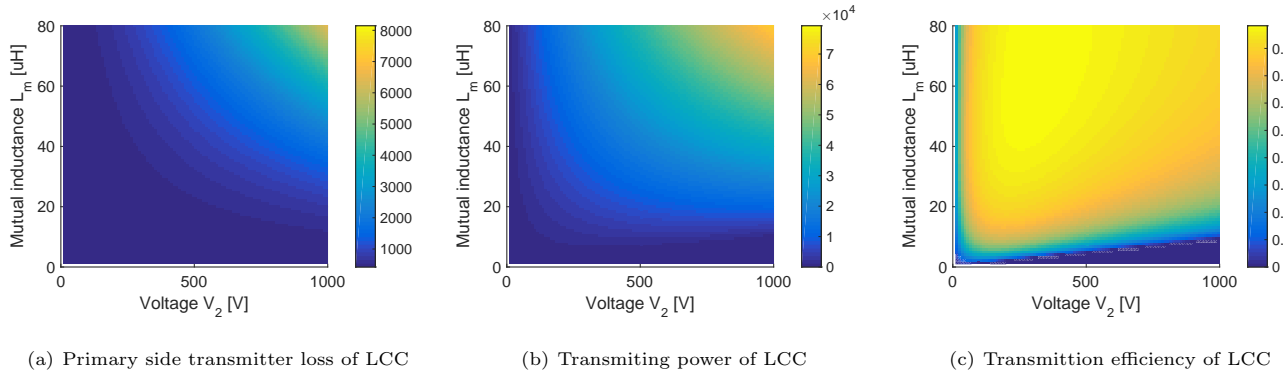
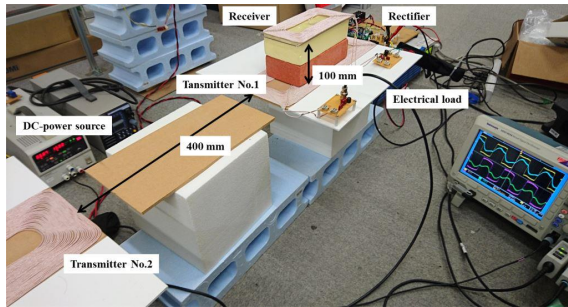
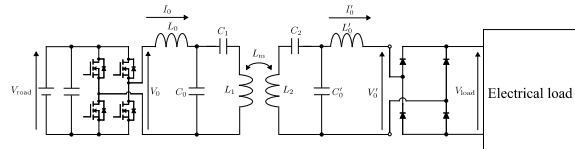


図 8 Characteristic of Double-LCC.



(a) Outline



(b) Circuit structure

図 9 Experimental setup.

表 3 Mutual inductance measurement results.

Relative position	Tx. No.1	Tx. No.2
Nominal position	10.6 $\mu\text{H}$	0 $\mu\text{H}$
200 mm displacement	3.31 $\mu\text{H}$	0 $\mu\text{H}$
400 mm displacement	0.88 $\mu\text{H}$	0.88 $\mu\text{H}$

(Rx) の位置関係の変化に伴う  $L_m$  の変化および一次側入力電流  $I_0$  の変化を計測した。表 3 に  $L_m$  の測定結果を示す。なお、位置関係の変化は送電コイル No.1 と受電コイルとの中心が一致した状態をノミナル位置として、そこから送電コイル No.2 に向けて長辺方向に 200 mm(受電コイルの長辺方向半径が送電コイル No.1 端から出る)、400 mm(受電コイルが 2 つの送電コイル間に位置する) ずつ移動させた場合について測定を行った。

### 5.1 ノミナル位置における電力伝送

図 10 に一次側送電コイル No.1 と二次側受電コイルの中心

が一致している場合の実験結果を示す。CH.1 および CH.2 はいずれも一次側インバータ入力電圧  $V_1$  を表している。CH.3 は送電コイル No.1 の LCC トポロジー入力電流を表し、CH.4 は送電コイル No.2 の LCC トポロジー入力電流を表している。 $L_m = 10.6 \mu\text{H}$  である送電コイル No.1 は正弦波に近い入力電流波形が現れ電力伝送を行っているのに対して、 $L_m = 0 \mu\text{H}$  である No.2 のコイルにはほぼ入力電流が発生していないことが確認できる。これらの電流波形の歪みは、主に Double-LCC において回路上に並列に接続された  $C_0, C'_0$  の ESR による影響であると考えられる。この時、一次側の送電電力が 10.3 W、二次側の受電電力が 6.6 W であった。これにより、複数のコイルを 1 つのインバータで駆動した場合でも、相互インダクタンス  $L_m$  が高いコイルに優先的に電力が流れこむことで車両の検知と送電の ON/OFF が不要になることが確かめられた。

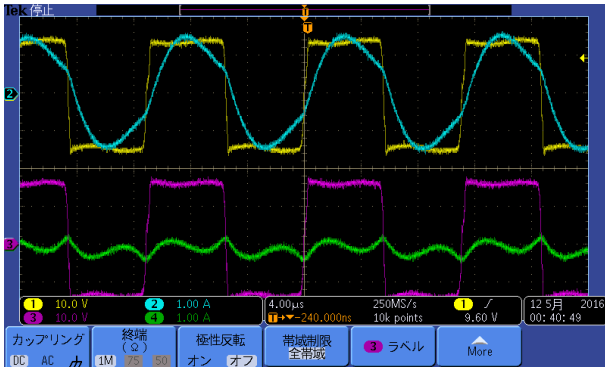


図 10 Multi-coil power transfer at nominal position.

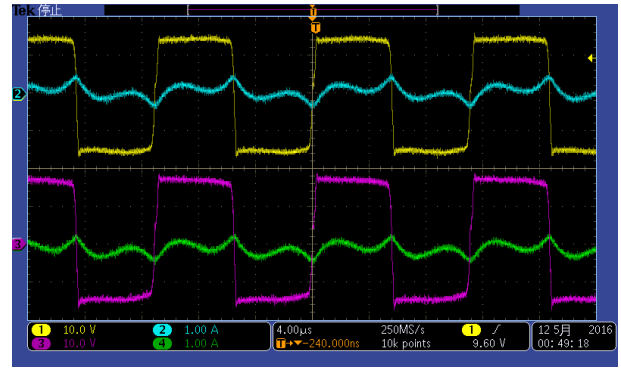


図 12 Multi-coil power transfer at 400 mm displacement.

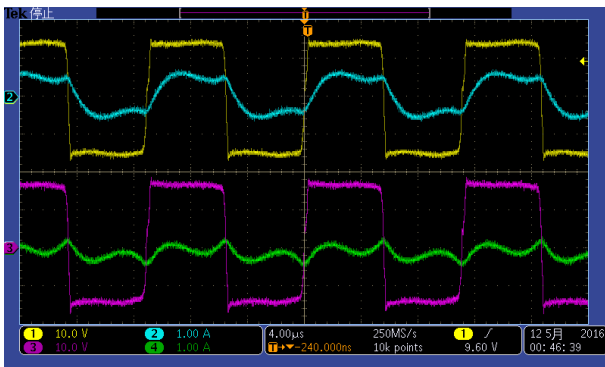


図 11 Multi-coil power transfer at 200 mm displacement.

## 5.2 位置ずれ 200 mm における電力伝送

図 11 に一次側送電コイル No.1 の中心から二次側受電コイルの中心が 200 mm だけ送電コイルの長辺方向に変移した場合の実験結果を示す。相互インダクタンス  $L_m = 3.31 \mu\text{H}$  の送電コイル No.1 は入力電流波形が歪んでいるものの電力伝送を行っている。一方で、 $L_m = 0 \mu\text{H}$  である送電コイル No.2 にはほぼ入力電流が発生していないことが確認できる。この時、一次側の入力電力が 5.43 W、二次側の受電電力が 2.4 W であった。これにより、結合係数の減少に従って伝送電力も減少する特性が実験的にも確認できた。

## 5.3 送電コイル上に受電コイルが存在しない場合

図 12 に一次側送電コイル No.1 の中心から二次側受電コイルの中心が 400 mm 送電コイルの長辺方向に変移し、2つの送電コイル間に位置する場合の実験結果を示す。コイル No.1 およびコイル No.2 それぞれの相互インダクタンス  $L_m = 0.88 \mu\text{H}$  と小さな値であり、いずれの入力電流波形からも電力伝送を行っていないことが確認できる。この時、一次側の入力電力が 2.63 W、二次側の受電電力は 0 W であった。これにより、単一のインバータで複数のコイルを駆動した際に、一次側の全コイル上に車両が存在しない場合であっても SS 方式の様に大電流が流れることはなく、送電の ON/OFF 制御無しで運用可能であることが確かめられた。

## 6. 結 言

本稿では走行中ワイヤレス電力伝送におけるシステムの 1 つとして Double-LCC 方式に注目し、従来の SS 方式で構成され

たシステムとの特性比較を行った。各トポロジーの入力インピーダンス  $Z_{in}$  の相互インダクタンス  $L_m$  に応じた変化から Double-LCC 方式においては車両の検知と送電の ON/OFF 制御が不要であることを示した。また、 $L_m$  の変化に対する一次側送電コイル損失、伝送電力および伝送効率についても検討を行うことで Double-LCC 方式が走行中ワイヤレス電力伝送に好ましい特性を持っていることを示した。Double-LCC 方式を用いた実験にてこれらの特性を実証した。

## 文 献

- [1] S. Chen, J. Huh, W. Y. Lee W. Lee and C. T. Rem: "New Cross-Segmented Power Supply Rails for Roadway-Powered Electric Vehicles," *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.28, No.12, pp.5832-5841, (2013).
- [2] L. Chen, G. R. Negendra, J. T. Boys and G. A. Covic: "Double-Coupled systems for IPT Roadway Applications," *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol.3, pp.37-49, (2015).
- [3] Jaegue Shin, Seungypng Shin, Yangsu Kim, Seungyoung Ahn, Seokhwan Lee, Guho Jung, Seong-Jeub Jeon and Dong-Ho H.Cho: "Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.61, no.3, pp.1179-1192,(2014).
- [4] Daita Kobayashi, Takehiro Imura and Yoichi Hori: "Real-time Coupling Coefficient Estimation and Maximum Efficiency Control on dynamic Wireless Power Transfer Using Secondary DC-DC converter," *41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp.783-788, (2015).
- [5] Nicholas Keeling, Grant A. Covic, Frank Hao, Libin George and John T. Boys: "Variable Tuning in LCL Compensated Contactless Power Transfer Pickups," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp.1826-1832, (2009).
- [6] 入江寿一・田原陽介:「非接触給電装置における T-LCL 形と T-CLC 形ミタンス変換器のカスケード構成」, 電気学会論文誌 D, Vol.129, No.5, pp.511-512, (2009).
- [7] Tianze Kan, Trong-Duy Nguyen, Jeff C. White, Rajesh K. Malhan and Chris Mi: "A New Integration Method for an Electric Vehicle Wireless Charging System Using LCC Compensation Topology : Analysis and Design," *IEEE Transaction on Power Electronics*, DOI 10.1109, (2016).
- [8] 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, Vol.135, No.6, pp.697-710, (2015).