# 中継コイルを利用した走行中無線給電における

## デッドゾーン改善手法の検討

鹿内 豊<sup>\*</sup>,清水 修,永井 栄寿,藤田 稔之,藤本 博志(東京大学) 角谷 勇人(㈱デンソー)

Investigation of Dead Zone Improvement Method in Dynamic Wireless Power Transfer with Repeater Coil Yutaka Shikauchi\*, Osamu Shimizu, Sakahisa Nagai, Toshiyuki Fujita, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo) Hayato Sumiya (DENSO CORPORATION)

Reducing the number of inverters can decrease the cost of dynamic wireless power transfer system. The system with repeater coil is attracting attention as reducing the number of inverters. However, this system has dead zone that makes power transfer difficult. Dead zone is caused the high impedance and deterioration of power factor on transmitter side. It can be solved by changing the operating frequency in transmitter side.

**キーワー**ド:走行中無線給電,電気自動車,中継コイル,不感区間,力率改善 (Dynamic Wireless Power Transfer, Electric Vehicle, Repeater Coil, Dead Zone, Power Factor Improvement)

### 1. 序論

近年,地球温暖化の影響を受け,カーボンニュートラル実 現への社会的動向が活発化している。その動向の一つとして 電気自動車の更なる普及が期待されている一方,内燃機関自 動車と比較すると短い航続距離や長い充電時間,搭載される 大容量バッテリーの高コスト化が問題視されている。これら の欠点を補うべく,路面に埋め込まれた送電コイルから車両 へ搭載された受電コイルへ給電することで走行中に充電を行 う技術である,走行中無線給電に注目が集まっている<sup>(1)~(3)</sup>。 特に最近の研究動向では,漏洩磁界の低減に関する研究やシ ステムの構造の簡単化および低コスト化を実現した車両検知 システムの研究等,実用化へ向けた研究が行われている<sup>(4),(5)</sup>。 走行中無線給電のインフラ側は主にインバータ,送電コイ ルで構成される。このシステムは小規模での導入では効果が 小さく,大規模なインフラ整備が望まれる。システム内を構 成しているインバータの半導体素子や制御器は高価である<sup>(6)</sup>。 そこでインバータを削減する手段として,送電コイルの進行 方向に中継コイルを設置して電力伝送を行う中継コイル方式 が研究されている<sup>(7),(8)</sup>。インバータに接続されている送電コ イルと接続されていない中継コイルを進行方向へ交互に設置 し,受電コイル位置に応じてケース分けをして電力効率と受 電電力を評価する研究がある<sup>(8)</sup>。また送電コイルの垂直方向 に中継コイルを設置して,電源を含めた総合電力効率を改善 する研究や無負荷時に電力制御を行わずに過電流を抑制する 研究がある<sup>(9),(10)</sup>。図 1(a)は送電コイルと受電コイルが一対 の走行中無線給電システムであり,図 1(b)は本稿で注目する



図1 各走行中無線給電システム ((a) 送電コイルと受電コイルが一対のシステム, (b) 中継コイルを利用したシステム Fig. 1. Each dynamic wireless power transfer system ((a) System with transmitter and receiver coil (b) System with transmitter, receiver and repeater coil)



図 2 送電コイルと中継コイルが合計 2 台の時に生じるデッ ドゾーンと非デッドゾーンの区間 Fig. 2. Dead zone and without dead zone when there are a total of two transmitter and repeater coil

中継コイルを利用したシステムである<sup>(11),(12)</sup>。ここでの送電 コイルとはインバータに接続されているコイルを指し,受電 コイルとは負荷に接続されているコイルを指す。中継コイル を利用した走行中無線給電では平面上に中継コイルを並べて いるためデッドゾーンと呼ばれる電力伝送が困難となる区間 が生じる<sup>(7),(13)</sup>。このデッドゾーンが生じる区間は送電コイル と中継コイルの合計台数に依存し,偶数の場合は送電側コイ ルから数えて奇数番目のコイルで生じ,奇数の場合は偶数番 目のコイルで生じる<sup>(13)</sup>。本稿では図2のように合計2台の コイルが路面に埋設されていることを想定しているため,送 電コイル上に受電コイルが進入したときにデッドゾーンとな る。一方で中継コイル上に受電コイルが進入した時はデッド ゾーンとはならない。

本稿では、デッドゾーンが生じる原因は高い入力インピー ダンスと送電側力率の悪化であることに注目をした。そこで 中継コイルを利用した走行中無線給電に対して送電側力率の 改善を行うことでデッドゾーンの問題が解決可能であること を示した。実験方法は電源の周波数を制御量として、受電コ イルの位置によって送電側力率が1となるようにその値を調 整した。そして、電源の周波数が一定である時と比較して、電 力効率と受電電力に対する有効性を確認した。

#### 2. 中継コイルシステムの概要

〈2・1〉回路構成とパラメータ 図3は中継コイルを利用した走行中無線給電の回路図である。この回路図は送電側、受電側、中継側に分けられる。この回路は送電側に加えて中継側も電力伝送に寄与する<sup>(13)</sup>。表1は理論計算に利用したパラメータである。表1内の下付き文字*i、j*はそれぞれ1,2,3が入り、1は送電側、2は受電側、3は中継側を示す。また、(*i*,*j*)は(1,2)、(1,3)、(2,3)の組み合わせで表され、それぞれ送電-受電側、送電-中継側、受電-中継側を示す。

**〈2・2〉** 回路方程式から導く電力効率と受電電力 本稿に おいて電力効率 η とはインバータ出力端から整流器前の AC-AC 効率を示し, 受電電力 *P*<sub>out</sub> とは *R*<sub>LAC</sub> から得られる電力を

表 1	本稿で利用したパラメータ
Table 1.	Parameters used in this paper

Parameter	Symbol
Source voltage	$V_1$
Output voltage of inverter	Vinv
Coil current	$I_i$
Coupling coefficient	k <sub>ij</sub>
Mutual inductance	$M_{ij}$
Self inductance of coil	$L_i$
Resonance capacitor	$C_i$
Impedance of $L_i$ and $C_i$	Xi
Coil winding resistance	$R_i$
Load resistance	$R_L$
AC equivalent load capacitor	R <sub>LAC</sub>
Operating Angular frequency	ω
Operating Angular frequency of the proposed method	$\omega_{pro}$
Operating frequency	f
Operating frequency of the proposed method	$f_{pro}$
Resonance frequency of each side	$f_i$
Input impedance of the entire circuit from the inverter	$Z_{in}$
Input impedance from inverter to receiver side	$Z_2$
Input impedance from inverter to repeater side	$Z_3$
Angular declination of $V_{inv}$ and $I_1$	θ
Equivalent resistance ratio	$E_{ri}$
Equivalent load resistance ratio	$E_{rl}$
AC-AC efficiency	η
Copper loss	$P_i$
Output power	Pout





示す。また *X<sub>i</sub>*, および *M<sub>ij</sub>*, *R<sub>LAC</sub>* は *R<sub>L</sub>* によって式 (1) から (3) のように示せる。

$$X_i = \omega L_i - \frac{1}{\omega C_i}$$
  $i \in \{1, 2, 3\}$  .....(1)

$$M_{ij} = k_{ij}\sqrt{L_iL_j}$$
  $i \in \{1, 2, 3\}$   $j \in \{1, 2, 3\}$  ..... (2)

表 2 理論計算と実験に利用したパラメータ Table 2. Theory calculation and Experimental parameters

Parameter	Symbol	Value
Source voltage	$V_1$	100 V
Operating frequency	f	83.7 kHz
Resonance frequency of transmitter side	$f_1$	83.7 kHz
Resonance frequency of receiver side	$f_2$	85.3 kHz
Resonance frequency of repeater side	$f_3$	83.7 kHz
Self inductance of transmitter side coil	$L_1$	142.2 µH
Self inductance of receiver side coil	$L_2$	54.3 µH
Self inductance of repeater side coil	$L_3$	138.7 µH
Transmitter side capacitor	$C_1$	25.4 nF
Receiver side capacitor	$C_2$	64.1 nF
Repeater side capacitor	$C_3$	26.04 nF
Transmitter side resistance	$R_1$	$74.3\mathrm{m}\Omega$
Receiver side resistance	$R_2$	$29.6\mathrm{m}\Omega$
Repeater side resistance	$R_3$	$74.5\mathrm{m}\Omega$
Load resistance	$R_L$	22.3 Ω

$$R_{LAC} = \frac{8}{\pi^2} R_L.$$
 (3)

η と *P*<sub>out</sub> を導くために図 3 を基に回路方程式である式 (4) を 立式する。なお整流器は理想ダイオードとして理論式上には 考慮しない。

$$\begin{bmatrix} V_{inv} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{12} & R_2 + R_{LAC} + jX_2 & j\omega M_{23} \\ j\omega M_{13} & j\omega M_{23} & R_3 + jX_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \dots (4)$$

式(4)よりηは式(5)のように示せる。

$$E_{r1} = R_1 \{ \omega^2 M_{23}^2 + (R_3 + X_3)(R_2 + R_{LAC} + X_2) \}^2 \dots \dots \dots (6)$$

$$E_{r2} = R_2 \{ \omega^4 M_{13}^2 M_{23}^2 + \omega^2 M_{12}^2 (R_3 + X_3)^2 \} \dots \dots \dots \dots \dots (7)$$

$$E_{r3} = R_3 \{ \omega^2 M_{13}^2 (R_2 + R_{LAC} + X_2)^2 + \omega^4 M_{12}^2 M_{23}^2 \} \quad \dots \dots \quad (8)$$

$$E_{rl} = R_{LAC} \{ \omega^4 M_{13}^2 M_{23}^2 + \omega^2 M_{12}^2 (R_3 + X_3)^2 \} \qquad (9)$$

Pout は式 (10) のように定義できる。

$$P_{out} = R_{LAC} I_2^2 \qquad (10)$$

### 3. デッドゾーン

デッドゾーンとは中継コイルを利用した走行中無線給電に おいて  $P_{out}$  が負荷から殆ど得られなくなる区間を示す。図4 は受電コイルが送電コイル上にある時のデッドゾーンでの等 価回路である。ここで, $k_{23}$ は0として無視している。 $\omega$ を中 継側の RLC 回路の共振周波数として式 (11)のように示し, $Z_3$ を式 (12) に示す。





$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} \tag{11}$$

$$Z_{3} = \frac{(\omega M_{13})^{2}}{R_{3} + j\left(\omega L_{3} - \frac{1}{\omega C_{3}}\right)} = \frac{(\omega M_{13})^{2}}{R_{3}} \quad (\because \vec{\pi}(11)) \dots (12)$$

中継側の自己共振角周波数と $\omega$ が同様であると仮定する。  $k_{12}$ =0.17,  $k_{13}$ =0.022 であることと表 2 の値から,式 (12) の  $\omega M_{13}$ は 1.62  $\Omega$  である。そのため $R_3$ の 0.0745  $\Omega$  より 21.8 倍 大きく, $Z_3$ は 35.4  $\Omega$  である。同様に $Z_2$ は 3.41  $\Omega$  である。し たがって, $Z_3$ が大きく,電流が流れにくい。

式 (13) は  $Z_{in}$  である。等価回路では電源から見て受電側と 中継側のインピーダンスが直列に接続されている構成である。 ここで実際は  $k_{23}$  が 0 になり得ないため  $k_{23}$  を考慮した時の  $Z_{in}$  を式 (14) に示す。また  $Z_{in}$  を利用すると  $\theta$  は式 (15) のよう に示せる。簡単のため回路全体が完全共振を満たしていると 考え,  $R_1=R_3=R$  として立式する。

$$Z_{in} = \frac{V_{inv}}{I_1(\omega)} \qquad (13)$$

$$Z_{in} = \frac{\omega^2 M_{13}^2 + R^2}{R} - \frac{\omega^2 (\omega M_{13} M_{23} + j M_{12} R)^2}{R (\omega^2 M_{23}^2 + R R_2 + R R_L)} \quad \dots \dots \quad (14)$$

$$\theta = \arctan(Z_{in}) \quad \dots \quad (15)$$

$$\because R_1 = R_3 = R, \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad i \in \{1, 2, 3\}$$

図5より, k<sub>13</sub> は受電コイルの位置に対してほぼ一定値である ため,式(14)の第一項は一定値と見なせる。次に第二項に注 目する。デッドゾーンに受電コイルが位置する時,簡単化の ため M<sub>23</sub>を0とすると,第一項と第二項が和で示される。一 方で,非デッドゾーンに位置する時,M<sub>12</sub>を0とすると,差で 示される。したがって,受電コイル位置がデッドゾーンにあ る時は,非デッドゾーンにある時と比較して,Z<sub>in</sub>が大きい。

#### 4. 理論計算によるデッドゾーンの検証

**〈4・1〉 受電電力への影響** 表2に理論計算と実験に利用 した回路パラメータを示す。送電側,受電側,中継側の自己 共振周波数はそれぞれ  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  であり,共振ずれが生じて いる。図5に  $P_{out}$  がどの程度デッドゾーンの影響を受けてい るかを示すため,  $k_{12}$ ,  $k_{23}$ の実測値および  $P_{out}$ の理論値を示



図 5 受電コイル位置に対する結合係数と受電電力 Fig. 5. Coupling coefficient and received power for receiver coil positions



す。送電コイルと中継コイルの位置に対する受電コイル位置 の横ずれは考えない。

図 5 よりデッドゾーンでないときは  $P_{out}$  が最大 8.6kW ま で得られるが、デッドゾーンで  $P_{out}$  が最大 11W まで低下す る。よって、デッドゾーンは受電電力に悪影響を及ぼす。

また  $k_{12} \ge k_{13} \ge k_{23}$  がそれぞれ 0.167, 0.022, 0.006 の時の  $R_1, R_2, R_3$  および  $R_L$  が消費する  $P_1, P_2, P_3, P_L$  を図 6 に示 す。図 6 より  $R_1 \ge R_2$  での銅損が非常に小さく, それぞれ, 0.83 W と 0.12 W となった。そして中継側で消費される銅損 が 179.2 W と大きいことが確認できる。これは結合係数  $k_{13}$  が 非常に小さいことから  $L_3$  の誘導起電力が小さくなる一方で,  $I_3$  が共振現象によって大きくなったことが原因である。した がってデッドゾーンが生じている時は受電側より中継側への 電力伝送が支配的である。

**〈4・2〉入力インピーダンスと力率への影響** 図7に受電 コイルの位置に対する $Z_{in}$ および, $\theta$ の理論値を示す。図7よ り $k_{12}$ が支配的なデッドゾーンにおいて, $Z_{in}$ は26.2 $\Omega$ でほぼ 一定である。一方で, $k_{23}$ が支配的な非デッドゾーンにおいて  $Z_{in}$ が最大 6.17 $\Omega$  まで低下している。また $\theta$ においてもデッド ゾーンにおいて最大 45.1 deg まで悪化し、非デッドゾーン時 には 3.54 deg まで向上する。故にデッドゾーンの改善には $Z_{in}$ 





図 8 提案法を適用した時の受電コイル位置に対する  $Z_{in} \ge \theta$ Fig. 8.  $Z_{in}$  and  $\theta$  with receiver coil positions when the proposed method is applied

を小さくすることおよび, θを小さくすることが必要である。

#### 5. 提案法

本稿ではデッドゾーンが生じる原因を  $Z_{in}$  の増大と送電側 力率の悪化であると考える。そこで $\theta$ が0となるように受電 コイルの位置に応じて $\omega_{pro}$ を決定する。また $\theta$ が0を満たす  $\omega_{pro}$ において最も小さい値を選択することで $Z_{in}$ を最小にす る。式(16)から(21)に $\omega_{pro}$ を決定する式について示す。な お立式には共振ずれを含んでおり、 $I_1$ は $\omega_{pro}$ の関数である。 なお簡単化のため $R_1=R_3=R, X_1=X_3=X$ とする。 $\theta$ を0にする ためには式(13)の虚部を0にする必要がある。

式 (16) の *I*<sub>1</sub>(*ω*<sub>pro</sub>) は式 (4) を利用して式 (17) のように示さ れる。

$$I_1(\omega_{pro}) = \frac{d}{a+b-c} \qquad (17)$$

$$a = \{(R + jX)^2 + (\omega_{pro}M_{13})^2\}(R_2 + R_{LAC} + jX_2) \dots (18)$$



図 9 受電コイル位置に対する提案法と比較対象における電 源の周波数の比較

Fig. 9. Comparison of frequencies in proposed method and target for receiver coil positions

表3 実験に利用したコイルの寸法(縦[m]x横[m]) Table 3. Vertical and horizontal dimensions of each coil used in experiment(vertical[m]xhorizontal[m])

Coil	Without case	With case
Transmitter coil	0.405x0.285	0.605x0.36
Receiver coil	0.185x0.185	0.23x0.25
Repeater coil	0.405x0.285	0.605x0.36

$$c = 2j\omega_{pro}M_{12}M_{13}M_{23}....(20)$$

$$d = (R + jX)(R_2 + R_{LAC} + jX_2) + (\omega_{pro}M_{23})^2 \dots \dots \dots \dots (21)$$

式 (16) を  $\omega_{pro}$  について解くことで $\theta$ が 0 となる駆動周波数を 求めることができる。図 8 に式 (16) から導出した  $f_{pro}$  を利用 した時の  $Z_{in}$  と $\theta$ について示す。図 7 と 8 の結果を比較する と,提案法を適用した図 8 において  $Z_{in}$  が最大で 0.3 まで低下 する。また $\theta$ が最大 0.1 deg まで低下することで送電側力率が 向上する。図 9 に提案法と比較対象で利用する電源の周波数  $f_{pro}$  とf を示す。

#### 6. 実験結果および考察

**〈6・1〉 実験条件・内容** 実験対象は中継コイル方式の走 行中無線給電回路であり,提案法では受電コイルの位置に応 じて  $f_{pro}$ を力率が1になるように調整する。そして  $f_{pro}$ と fで電源の周波数を駆動させた時の電力効率および受電電力を 比較した。なお受電コイルの位置は図10に示す方向において 0.05 m ずつ変化させて測定した。また実験パラメータは $V_1$ を 15 V としている点を除いて表2に従う。

表3に結合係数と実験の測定に使用した送電,受電,中継 コイルの大きさをケースの有無に分けて示す。各コイルの巻 き数は1層当たり7回巻きであり,2層コイルである。なお 実験時には図10に示すようにコイルを配置した。

**〈6・2〉 実験結果・考察** 図 11 においてデッドゾーンに



図 10 実験で利用した各コイルおよび受電コイルの進行方向 Fig.10. Traveling direction of receiver coil and experimental setup



図 11 提案法と比較対象での電力効率の比較

Fig. 11. Comparison of efficiency between proposed method and target



図 12 提案法と比較対象での受電電力の比較 Fig. 12. Comparison of received power between proposed method and target

受電コイルが位置する時に電力効率が低下することから,受 電電力の低下だけでなく電力効率にも影響を与えていること が確認できる。また比較対象ではデッドゾーンにおいて電力 効率が最大 0.12 であることに対して,提案法を適用すること で最大で 0.97 まで向上している。そしてデッドゾーンでない 区間に受電コイルが位置する時,最大効率が 0.87 まで低下す る。これは式 (5) から *M*<sub>23</sub> の増大に伴い,送電側の銅損が大 きくなることが電力効率低下の原因である。また受電コイル の位置が 0.25 m 付近に位置する時,電力効率が 0 となってい



図 13 受電コイルが 0.2m に位置する時に提案法を適用した 際の各電圧電流波形

Fig. 13. Voltage and current waveforms when proposed method is applied to receiver coil position 0.2 m

るのは *k*<sub>12</sub>, *k*<sub>23</sub> が共に 0.006, 0.003 と小さくなったことが原 因である。

図12においてデッドゾーンに受電コイルが位置する時,比 較対象では1.07Wの受電電力であることに対して,提案法で は52.5Wまで向上する。比較対象での受電電力低下は送電側 力率低下が主な原因であると考えられる。提案法を適用した 結果,受電電力の向上が確認できた。

図 13 は図 12 における受電側コイル位置が 0.2 m の時に提案 法を適用した際の  $V_{inv} \ge I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  の波形である。結果, デッ ドゾーン時に提案法を適用すると $\theta$ だけでなく  $I_1 \ge I_3$  の偏角 が 10.6 deg となり, 0 に近づくことが確認できる。今回は同 じ巻き方のコイルを使用していることから起電力の向きが揃 い  $I_1$ ,  $I_3$  の位相が同相に近い 10.6 deg になったと考えられる。

#### 7. 結論

本稿は平面型の中継コイルを利用した走行中無線給電において生じるデッドゾーンを改善する手法について提案した。 初めにデッドゾーンの原因が入力インピーダンスの増大,および送電側力率の低下であることを示し,提案法として電源の角周波数を受電コイルの位置に応じて変化させる送電側力率の改善を試みた。その結果,入力インピーダンスの最小化と送電側力率の向上が行えた。また比較対象である電源の角周波数が一定である時と比較して電力効率が最大で0.85向上した。受電電力は1.07Wから52.5Wまで向上することが実験により確認できた。今後は送電側力率制御を実装することを目標とする。また他の走行中無線給電システムとの比較を行う。

#### 謝辞

本研究の一部は,JST 未来社会創造事業 (グラント番号:JP-MJMI21E2) の支援を受けたことを付記する。

この成果の一部は,国立研究開発法人新エネルギー・産業 技術総合開発機構(NEDO)の助成事業(JPNP21005)の結果 得られたものである。 文 献

- M. S. Sheng, A. V. Sreenivasan, G. A. Covic, D. Wilson and B. Sharp:" Inductive Power Transfer Charging Infrastructure for Electric Vehicles: A New Zealand Case Study", IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), pp.53-58 (2019)
- (2) H. Fujimoto, O. Shimizu, S. Nagai, T. Fujita, D. Gunji and Y.Ohmori:"Development of Wireless In-wheel Motors for Charging: From 2nd to 3rd generation", 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer(WoW), pp. 56-61 (2020)
- (3) T. Mishima and Y. Koji: "Zero Voltage Soft-Switching Phase-Shift PWM Controlled Three-Level DC-DC Converter for Railway Auxiliary Electric Power Unit", 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1716-1721(2019)
- (4) 古川啓太,日下佳祐,伊東淳一:「漏洩磁界キャンセルコイ ルを用いたワイヤレス給電システムのキャンセルコイル短 絡電流実効値補償に着目した漏洩磁界低減」,電気学会論文 誌D(産業応用部門誌), Vol.141, No.5 pp.405-415 (2021)
- (5) 高橋将也,中屋敷侑生,柴沼満,加藤和行,高橋英介, 山口宣久,谷恵亮:「走行中非接触給電システム向け送電コ イル自動通電切替技術」,自動車技術会 2022 年春季大会, No. 336 (2022)
- (6) 居村岳広,佐々木寛太,山田悠人,塙昂樹,阿部長門:「経済成立性からみた高速道路における走行中ワイヤレス給電システムの検討」,自動車技術会 2022 年春季大会,No. 094 (2022)
- (7) Koh,Kim-Ean:" Wireless Power Transfer for Moving Electric Vehicles", University of Tokyo, Ph.D.thesis (2016)
- (8) C. Wang, P. Wang, Q. Zhu and M. Su:"An Alternate Arrangement of Active and Repeater Coils for Quasi-Constant Power Wireless EV Charging", Wireless Power Transfer (WoW), pp. 313-317 (2019)
- (9) 近藤太志,西谷拓人,米森秀登,竹野裕正:「非接触給電に向 けた給電-受電コイルに適用する共振回路系の検討」,パワー エレクトロニクス学会誌, Vol.44, pp.104-111 (2018)
- (10) 山田潤,津田和真,小林涼太,金子裕良:「可変インピーダンス を考慮した非接触給電システムの回路解析と特性評価」,電気 学会論文誌D(産業応用部門誌), Vol.137, No.11 pp.815-826 (2021)
- (11) T. Imura:" Equivalent circuit for repeater antenna for wireless power transfer via magnetic resonant coupling considering signed coupling", 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, pp. 1501-1506 (2011)
- (12) K. Mori, H. Lim, S. Iguchi, K. Ishida, M. Takamiya and T. Sakurai:" Positioning-Free Resonant Wireless Power Transmission Sheet With Staggered Repeater Coil Array (SRCA)", in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 1710-1713, (2012)
- (13) 居村岳広:「磁界共鳴によるワイヤレス電力伝送」,森北出版 社 (2017)