# 法政大学学術機関リポジトリ

HOSEI UNIVERSITY REPOSITORY

PDF issue: 2025-07-02

# 異物回避を可能とするフェーズドアレイ無線 給電におけるインピーダンス変換回路導入に よる実用的検討

川頭, 和城 / KAWAGASHIRA, Kazuki

(出版者 / Publisher) 法政大学大学院理工学研究科

(雑誌名 / Journal or Publication Title) 法政大学大学院紀要.理工学研究科編

(巻 / Volume) 64 (開始ページ / Start Page) 1 (終了ページ / End Page) 8 (発行年 / Year) 2023-03-24

(URL) https://doi.org/10.15002/00026339

# 異物回避を可能とするフェーズドアレイ 無線給電におけるインピーダンス変換回路導入による 実用的検討

# PRACTICAL STUDY BY INTRODUCTION OF IMPEDANCE CONVERSION CIRCUIT IN PHASED ARRAY WIRELESS POWER SUPPLY THAT ENABLES FOREIGN OBJECT AVOIDANCE

### 川頭和城

Kazuki KAWAGASHIRA 指導教員 中村壮亮 准教授

法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程

Wireless power transfer (WPT) systems used for electric vehicles (EV) in parking lots have a problem of abnormal heat generation of metal due to magnetic field absorption. Therefore, we created a system that maintains high transmission efficiency while suppressing the magnetic field around metallic foreign objects. However, there is a problem that the value obtained by the simulation is larger than the upper limit of the input voltage that can be reproduced on the actual device. Therefore, we introduced a CLC matching circuit to the actual device, which has the effect of lowering the input voltage while maintaining the input current value. In this paper, we conducted a demonstration experiment to confirm whether the CLC circuit works as

theoretically in the 2:1 transmission circuit of the actual machine.

**Key Words** : Wireless power transfer (WPT), multiple transmitters, magnetic resonant coupling, coils arrangement optimization, magnetic field suppression

# 1. はじめに

近年 HV (Hybrid Vehicle), EV (Electric Vehicle)の電気 自動車の普及が進んでいる[1][2]. その一方、ユーザに よる手動の給電作業は大きな負担や感電リスク等の諸問 題につながっている.そして電気自動車の新たな給電方 式として磁界共鳴式無線給電が注目されている.磁界共 鳴式の無線給電は非放射であるが伝送距離が長い特徴が ある.また電力伝送を行う場合に生じる漏洩磁界によっ て周辺物体や人体に悪影響を与える可能性があることが 指摘されている[3]. コイル周辺に導体や磁性体などの干 渉物が存在し電力伝送を行う場合,磁界が吸収され,干 渉物の異常発熱[4]やそれに伴う伝送効率の低下が問題 となっている.この干渉物による損失は、導体では渦電 流損失,磁性体ではヒステリシス損失である.この問題 の対策として以前我々は Particle Swarm Optimization (PS0)と呼ばれる最適化手法を用いて,異物が存在する点 の磁界を抑制するため各ヘリカル Tx コイルアレイの配置 および、磁界抑制位置ごとの入力電圧を最適化させるこ とで,電力効率を維持しつつ,磁界抑制効果の高いパラ メータを求める手法を提案した[5]. しかし送受電コイル にヘリカルコイルを用いているため、最適化されたコイ ル配置がオーバーラップしていることから実機で再現す ることが難しいと考えられる.またオーバーラップを懸 念してピッチを作ると、スパイラル Tx コイル全体の厚さ が大きくなることから電気自動車への無線給電システム が大型化するという問題がある.そこで本稿では,送受 電コイルにスパイラルコイルを導入することを提案する. スパイラルコイルを用いることによりヘリカルコイルの オーバーラップする配置でも実機での再現が可能である [6].また給電システムの薄型化の実現にもつながると考 えられる.つまり本研究の目的は任意の一点において磁 界抑制可能なフェーズドアレイ無線給電システムに対し ておいてスパイラルコイルを導入することである.

#### 2. 送電コイル・受電コイルの構成

ヘリカルコイルとスパイラルコイルの違いはFig.1に 示す.コイルの構成はFig.2に示すように $Z_1Z_2$ をスパイラ ルTxコイル、 $Z_3Z_4$ をスパイラルRxコイルとする.それぞれ 二層構造となっており、 $Z_1$ と $Z_2$ 、 $Z_3$ Z4はそれぞれ接続さ れているショート型コイルであり、 $Z_1$ と $Z_3$ は内巻き、 $Z_2$ と $Z_4$ は外巻きである.スパイラルTxコイルのパラメータを Table.1に、RxコイルのパラメータをTable.2に示す.ま た相互インダクタンスを求めるためにスパイラルコイル を式として表す必要がある.本稿ではアルキメデスの螺 旋の方程式を用いて式(1)-(8)に示した.スパイラルス パイラルTxコイルである $Z_1$ の式を式(1)-(4)に、 $Z_2$ の式を 式(5)-(8)に示す. $\theta_1$ , $\theta_2$ ,は0.1[rad]刻みであり、 $r_1$ は $Z_1$ の半径を、 $x_1$ と $y_1$ は $Z_1$ の中心座標を原点としたときの x座標とy座標を、 $\theta_1$ は $Z_1$ の角度を示す.同様に $r_2$ , $x_2$ , $y_2$ ,  $\theta_2$ は $Z_2$ に関して同様のものを示す.



Fig.2 Power transmission / reception coil

Table 1 Spiral transmission coil parameters			
Parameter	Value	Dimention	
Maximim Radius a max	132, 150, 198, 246, 300, 348, 396, 450	mm	
Minimum Radius a min	42, 42, 42, 36, 138, 228, 294, 366	mm	
Coil turn N	30, 36, 52, 70, 54, 40, 34, 28	turn	
Coil Pitch p	6	mm	
Coil thickness t	5	mm	
Coil Resistance R	0.25, 0.34, 0.61, 1.00, 1.23, 1.19, 1.22, 1.18	Ω	
Tx-Rx Gap h RX	150	mm	

Table 2 Spiral receiving coil parameters

Distance between Z1 and Z2

Parameter	Value	Dimention
Maximim Radius a max	132	mm
Minimum Radius a min	42	mm
Coil turn N	30	tum
Coil Pitch p	6	mm
Coil thickness t	5	mm
Coil Resistance R	0.25	Ω
Tx-Rx Gap h RX	150	mm
Distance between Z3 and Z4	7	mm

$$r_1[\mathbf{m}] = a(\theta_{\mathbf{a}} - \theta_1) \tag{1}$$

$$x_1[\mathbf{m}] = a(\theta_{\mathbf{a}} - \theta_1)\cos(\theta_{\mathbf{a}} - \theta_1)$$
(2)

$$[m] = -a(\theta_a - \theta_1)\sin(\theta_a - \theta_1)$$
(3)

$$\theta_1[rad] : \theta_{a\_start} \sim \theta_{a\_goal}$$
 (4)

$$r_2[\mathbf{m}] = a\theta_2 \tag{5}$$

$$x_2[\mathbf{m}] = a\theta_2 \cos\theta_2 \tag{6}$$

$$v_2[\mathbf{m}] = a\theta_2 \sin\theta_2 \tag{7}$$

$$\theta_2$$
[rad] :  $\theta_b$  start  $\sim \theta_b$  goal (8)

式(1)-(3)の $\theta_{a}$ はスパイラルTxコイルの最大直径に関して、式(4)の $\theta_{a\_start} \geq \theta_{a\_goal}$ は $Z_1$ の巻き数に関して、式(8)の $\theta_{b\_start} \geq \theta_{b\_goal}$ は $Z_2$ の巻き数に関しての式とする. *a*はコイルのピッチにより決定する.

#### 3. 相互インダクタンスの導出

 $y_1$ 

効率を算出するにあたり各コイル間の相互インダクタ

ンスを導出する必要がある.その為,ノイマンの公式を 参考に $Z_1 \ge Z_3$ の離散化した相互インダクタンスの式を式 (9)に示し,相互インダクタンスに関連する式を式 (10)-(13)に示す. $\mu_0$ は真空の透磁率を示し,m,nはスパ イラルコイルの巻き数によって決定される.またその図 をFig.3に示す.その他の相互インダクタンスの式は省 略する.



Fig.3 Mutual inductance of  $Z_1 \mbox{ and } Z_3$ 

$$M_{13}[H] = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=2}^{m} \sum_{l=2}^{n} \frac{\overrightarrow{dl_1} * \overrightarrow{dl_3}}{r_{13}}$$
(9)

$$\overrightarrow{dl_1} * \overrightarrow{dl_3} = (X_1 - a(\theta_1 + \theta_a)\cos(\theta_1 + \theta_a))$$

$$(X_3 - a(\theta_3 + \theta_a)\cos(\theta_3 + \theta_a))$$

$$-(Y_1 - a(\theta_1 + \theta_a)\sin(\theta_1 + \theta_a))$$

$$(Y_3 - a(\theta_3 + \theta_a)\sin(\theta_3 + \theta_a))$$

$$(10)$$

$$r_{13}[m] = \sqrt{r_g^2 + r_1^2 + r_3^2 - 2r_1r_3\cos(\theta_1 - \theta_3) + A - B} (11)$$

$$= 2r_1 \{\cos\theta_1(X_1 - X_3) - \sin\theta_1(Y_1 - Y_3)\}$$
(12)

A

В

mm

$$= 2r_3\{\cos\theta_3(X_1 - X_3) - \sin\theta_3(Y_1 - Y_3)\}$$
(13)  
$$\theta_1[\operatorname{rad}] = \frac{\theta_b - k}{10} \quad \theta_3[\operatorname{rad}] = \frac{\theta_c - l}{10}$$
(14)

$$[rad] = \frac{1}{10} \quad \theta_3[rad] = \frac{1}{10} \quad (14)$$

Fig. 3の(x<sub>1</sub>, y<sub>1</sub>, z<sub>1</sub>)と(x<sub>3</sub>, y<sub>3</sub>, z<sub>3</sub>)はアルキメデスの螺旋 で求めたZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>の中心座標を,(X<sub>1</sub>, Y<sub>1</sub>)と(X<sub>3</sub>, Y<sub>3</sub>)はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub> の座標を,r<sub>1</sub>とr<sub>3</sub>はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>の半径を,r<sub>e</sub>はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>の中心座標 間の距離を,r<sub>13</sub>はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>の座標間の距離を,dI<sub>1</sub>とdI<sub>3</sub>はZ<sub>1</sub> とZ<sub>3</sub>の円周ベクトルを, $\theta_1 \geq \theta_3$ はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>のラジアンを示す. 式(10)  $\theta_a$ はコイルの円周方向のベクトルの刻み幅を示 す.式(13)  $\theta_b \geq \theta_c$ はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>の巻き数に関しての式とする. Fig. 3の(x<sub>1</sub>, y<sub>1</sub>, z<sub>1</sub>)と(x<sub>3</sub>, y<sub>3</sub>, z<sub>3</sub>)はアルキメデスの螺旋 で求めたZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>の中心座標を,(X<sub>1</sub>, Y<sub>1</sub>)と(X<sub>3</sub>, Y<sub>3</sub>)はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub> の座標を,r<sub>1</sub>≥r<sub>3</sub>はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>の座標間の距離を,dI<sub>1</sub>≥dI<sub>3</sub>はZ<sub>1</sub> とZ<sub>3</sub>の円周ベクトルを, $\theta_1 \geq \theta_3$ はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>のラジアンを示す. 式(10)  $\theta_a$ はコイルの円周方向のベクトルの刻み幅を示 す.式(13)  $\theta_b \geq \theta_c$ はZ<sub>1</sub>とZ<sub>3</sub>の巻き数に関しての式とする.

相互インダクタンスの値の正誤確認のため, IE3D を使 った. IE3D とは Mentor Graphics が提供している電磁解 析シミュレータである. そして IE3D 上で Table. 1、2の 内容にスパイラルコイルを円に内接する 60 角形と設定し て,結合係数を求めた. 正誤確認のためにコイル間距離 が 10mm, 50mm, 100mm, 150mm, 200mm, 250mm, 300mm の7 つの場合の相対誤差[%]を Table.3 に,そのグラフを Fig.4 に示す.また IE3D で求めた相互インダクタンスの 値を理論値,計算で求めた相互インダクタンスを測定値 とする. Fig.4 にプロットは IE3D で求めた相互インダク タンスの理論値を示し、グラフは相互インダクタンスの

測定値を示す.

La		leiative error	i of coupling coefficient
	Dista	nce[mm]	Relative error[%]
		10	2.11
		50	2.08
		100	1.74
		150	0.71
		200	1.69
		250	2.56
		300	2 40

Table 2 Polative error of coupling coefficient



Fig.4 Mutual inductance by distance

正誤確認の結果, Table.3 に示すように 10[mm]から 300[mm]までの相対誤差は 3%以内に収まった.この結果よ り,求めた相互インダクタンスの値は妥当な値であるこ とが確認された.

スパイラルTxコイルの直径264mmから900mmまでの8パ ターンの伝送キョリが10mmから800mmまでの伝送効率の グラフをFig.5に示す.



Fig.5 Transmission efficiency by distance

受電コイルはEVに関するSAEJ2954[7]に記載されているRxコイルの寸法からフェライトを考慮した大きさを考慮して直径264mmに設定した.ここでFig.5より直径600mmのコイルが伝送距離150mmのときに最も伝送効率が高いことが分かることから本稿ではスパイラルTxに直径600mmのコイルを採用している.

# 4. 磁界の導出

コイルが生成する磁界分布に関しては、ビオサバール の法則より導出した.ビオサバールの法則より Z<sub>2</sub>のコイ ルから磁界計算点までの距離を r とすると磁界は式(14) より求められる.コイルを流れる電流値が必要となるた め、回路方程式[5]の式(7)より求めた電流値*I*<sub>ik</sub>を用いて 算出した.また式(15)に関する式を式(16)-(18)に示す. ここで I は電流, ds は円の接線方向の単位ベクトル, k は Tx コイルの番号を示す.また導出した磁界の式をプロ グラム化するにあたり,積分は 1 を用いて数値積分で近 似し計算した.磁界のノーム,実効値は式(13)(14)[5]と 重複するため,省略する.磁界導出のために Fig.6 を示 す.



Fig.6 Calculation of magnetic field of Z<sub>2</sub>

$$H_2[A/m] = \frac{I}{4\pi} \int_{\theta_{\text{start}}}^{\theta_{\text{goal}}} \frac{ds \times r}{|r|^3}$$
(15)

$$H_{2xk}[A/m] = \sum_{l=1}^{\min} \frac{I_{ik}}{4\pi} \sum_{m=\theta_{start}}^{s^{srm}} \frac{z(b*dY)}{X^{\frac{3}{2}}}$$
(16)

$$H_{2yk}[A/m] = \sum_{l=1}^{T_{\rm div}} \frac{I_{ik}}{4\pi} \sum_{m=\theta_{\rm start}}^{\theta_{\rm goal}} \frac{-z(b*dX)}{X^{\frac{3}{2}}}$$
(17)

$$H_{2zk}[A/m] = \sum_{l=1}^{T_{div}} \frac{I_{ik}}{4\pi} \sum_{m=\theta_{start}}^{\theta_{goal}} \frac{y(b*dX) - x(b*dY)}{X^{\frac{3}{2}}}$$
(18)

Fig. 6 の $(x_r, y_r, z_r)$ は磁界計算点の座標を, $(x_2, y_2, z_2)$ は k 番目の  $Z_2$ の中心座標を, $(X_2, Y_2)$ は  $dl_2$ の始点の座標 を, $(X_0, Y_0)$ は  $dl_2$ の終点の座標を, X は  $Z_2$ の座標と磁界 計算点の座標間の距離の二乗を,  $r_2$ ,  $dl_2$ ,  $\theta_2$ はそれぞれ  $Z_2$ の半径,円周方向ベクトル,ラジアンを示す.

式(16)-(18)の $H_{2xk}$ ,  $H_{2yk}$ ,  $H_{2zk}$ は各方向の磁界を, x, y, z は dl<sub>2</sub>と磁界計算点との各方向の距離を, T<sub>div</sub>は時変する 磁界の1周期における分割数を, dX, dY は dl<sub>2</sub>の単位ベ クトルを, b は dl<sub>2</sub>の大きさを示す.

k 番目の Z<sub>2</sub>が生成する磁界は式(14)にて算出し,式 (16)-(18)の*θ<sub>start</sub>とθ<sub>goal</sub>*は k 番目の Z<sub>2</sub>の巻き数に関して の式とする.

求めた各磁界の値の正誤確認のため、JSOL が開発した電 気機器設計・開発のためのシミュレーションソフトウェ アである JMAG を使った.三次元の各磁界を評価するため に、三次元極座標のr、 $\theta$ ,  $\phi$ のパラメータを用いて正誤 確認を行う.計算点の磁界の大きさを H<sub>x</sub>, H<sub>y</sub>, H<sub>z</sub>, とした ときのr、 $\theta$ ,  $\phi$ の式をそれぞれ式(19)-(21)に示す.ス パイラル Tx コイルの磁界の正誤確認では後述の実用的な 配置での5つのスパイラル Tx コイルの評価平面の高さ 10mm, 27mm, 44mm, 61mm, 78mm のうち中間の 44mm 離れた 複数の計算点を確認した.スパイラル Tx コイルの各磁界 を三次元極座標に変換した値の比較結果を Table.4 に, 複数の計算点を Fig.7 に示す.

Table.4 よりスパイラル Tx コイルの計算点4 点を比較した. 相対誤差は±5[%]に収まっているため,求めた磁界

の値は妥当な値であることが確認された.



Fig.7 Magnetic field calculation points

$$r = \sqrt{H_{\rm X}^2 + H_{\rm Y}^2 + H_{\rm Z}^2} \tag{19}$$

$$\theta = \operatorname{Arccos} \frac{H_{\rm Z}}{\sqrt{H_{\rm X}^2 + H_{\rm Y}^2 + H_{\rm Z}^2}}$$
(20)

$$\Phi = \operatorname{sgn}(H_{\rm Y})\operatorname{Arccos}\frac{H_{\rm X}}{\sqrt{H_{\rm X}^2 + H_{\rm Y}^2}}$$
(21)

Table 4 Relative error of the magnetic field

of the power transmission coil				
parameters	mesurement	JMAG	relative error[%]	
	Point1 (50,5	i0,44) (mm)		
r [A/m]	127.247	125.216	1.622	
θ [deg]	8.325	8.680	-4.094	
φ [deg]	45.106	44.893	0.475	
	Point2 (100,-1	100,44) (mm)		
r [A/m]	145.824	143.653	1.511	
θ [deg]	28.445	28.763	-1.105	
φ [deg]	-45.043	-44.970	0.161	
	Point3 (-150,-	150,44) (mm)		
r [A/m]	118.758	121.504	-2.260	
θ [deg]	59.484	60.265	-1.296	
φ [deg]	-135.009	-134.848	0.120	
	Point4 (-200,200,44) (mm)			
r [A/m]	75.952	77.126	-1.522	
θ [deg]	100.781	103.877	-2.981	
φ [deg]	134.995	135.112	-0.087	

## 5. シミュレーション

本研究ではTx コイルの配置及び、磁界抑制位置ごとの 各 Tx コイルの入力電圧の位相と振幅の組み合わせを particle swarm optimization (PSO)により最適する. コ イル配置の構成をFig.8に示す.



Fig.8 Ideal placement of spiral Tx coils

スパイラルコイルに関しては,理想的・実用的配置それ ぞれでシミュレーションを行った.理想的配置は複数の スパイラル Tx コイルがオーバーラップする配置であり、 実用的な配置はオーバーラップを防ぐためにスパイラル Tx コイル同士に g<sub>Tx</sub>の間隔を保った配置を示す. それぞれ の配置は Fig. 9 の(a) (b) に示す. PSO のアルゴリズムは, 複数の粒子を用いて探索を行い,共有している粒子の情 報は更新値を求めて探索を繰り返し,評価関数の準最適 解を求めるというものである.また慣性係数 W はプログ ラムが進むごとに W<sub>max</sub>から W<sub>min</sub>に値を減少させている.こ の方法で電力効率を維持しつつ,磁界抑制効果の高いパ ラメータを求めた. PSO のパラメータと Table. 5, ヘリカ ルコイルのシミュレーションパラメータを Table. 6,スパ イラルコイルのシミュレーションパラメータを Table. 7 も示す.

Table 5	PSO	parameters
---------	-----	------------

	100 parameters		
Payare star	Value		
rurumeter	Coil arrangement	Phase and Amplitude	
Number of paraicles	200	200	
Number of loops	200	72	
Inertia factor Wmax	0.6	0.6	
Inertia factor Wmin	0.3	0.3	
Weighing factor C1	2.0	1.0	
Weighing factor C 2	1.5	1.7	

#### Table 6 Helical coil simulation parameters

Tuble of Themear con Simulation parameters			
Parameter	Value	Dimention	
Grid Spacing of Evaluation Plane dLEv	100	mm	
Side Lengths of Evaluation Plane LEv	1000	mm	
Grid Spacing of Tx Spiral Coils Arrangement Plane $dL T_x$	10	mm	
Tx Coils Arrangement Plane $dL_{Tx}$	400	mm	
TX-RX Gap h Rx	150	mm	
Frequency f	85	kHz	
Coil Radius a	150	mm	
Coil Turn N	70	turn	
Coil Resistance R	5	Ω	
Tx Coil Capacitance C	2.26	nF	
Load Resistance ZL	50	Ω	
Load Power P Rx	11	kW	
Efficiency Lower Limit value <i>nlimit</i>	85	%	
Number of Tx Coils	1,5	number	
Weight of Magnetic Field Strength $a_w$	0.9		

#### Table 7 Spiral coil simulation parameters

1 1		
Parameter	Value	Dimention
Grid Spacing of Evaluation Plane dLEv	100	mm
Side Lengths of Evaluation Plane LEv	1000	mm
Grid Spacing of Tx Spiral Coils Arrangement Plane $dL Tx$	10	mm
Tx Coils Arrangement Plane dL Tx	400	mm
Tx-Rx Gap $h_{Rx}$	150-218	mm
Tx-Tx Gap g <sub>Tx</sub>	10	mm
Frequency f	85	kHz
Tx Coil Inductance L1	1.55	mH
Rx Coil Inductance L2	0.15	mH
Tx Coil Capacitance C1	2.26	nF
Rx Coil Capacitance C 2	23.7	nF
Load Resistance $Z_L$	50	Ω
Load Power P Rx	11	kW
Efficiency Lower Limit value <i>nlimit</i>	85	%
Number of Tx Coils	1,5	number
Weight of Magnetic Field Strength a w	0.9	

Table.6 と Table.7 の  $dL_{Ev}$ は評価点の間隔に関して、 $L_{Ev}$ は評価平面の大きさに関して、 $dL_{Tx}$ は評価平面と Tx コイ

ルとの距離に関して、dL<sub>Tx</sub>はTx コイルの配置範囲に関し て、h<sub>Rx</sub>は Tx コイルの Rx コイルの送電距離に関して、f はコイルの周波数に関して、ZLは負荷抵抗に関して、PRx は負荷電力に関して、 n limit は送電効率に関して、 aw は磁 界強度の重み関数に関することを示す. Table.6の dL<sub>1</sub>は ヘリカルコイルの半径に関して,Nはヘリカルコイルの巻 き数に関して、Rはヘリカルコイルの抵抗に関して、Cは 外付けしたキャパシタに関して, dL<sub>Ev</sub>は評価点の間隔に関 することを示す. Table.7の L1 と L2はスパイラル Tx コ イルと Rx コイルのインダクタに関して,  $C_1$  と  $C_2$ はスパ イラル Tx コイルと Rx コイルの外付けのキャパシタに関 することを示す. まず Table. 7の条件のヘリカル Tx コ イル数が1個の場合の磁界強度カラーマップ,Txコイル の配置および効率カラーマップを Fig.9 に示す. またへ リカルTxコイル数が5個の場合の磁界強度カラーマップ, Tx コイルの配置および効率カラーマップを Fig.10 に示 す. そしてスパイラル Tx コイル数が1個の場合の磁界強 度カラーマップ, Tx コイルの配置および効率カラーマッ プを Fig.11 に示す. 次に理想的な配置のスパイラル Tx コイル数が5個の場合の磁界強度カラーマップ,Txコイ ルの配置および効率カラーマップを Fig. 12 に示す. そし て最後に実用的な配置のスパイラル Tx コイル数が5 個の 場合の磁界強度カラーマップとTx コイルの配置, 効率カ ラーマップを Fig13 に示す. 指定の Tx コイル配置におい て,評価平面上の各評価点に対して送電効率と磁界抑制 を両立する各コイルへの入力電圧の位相と振幅の組み合 わせを求め、評価点ごとにその組み合わせを選択したも のとして全評価点で得られた送電効率と磁界強度の総和 を評価する. つまり各カラーマップは各評価点のデータ を集計させたものである.



Fig.9 (a)Color map and arrangement (b)Efficiency color map of magnetic field distribution with 1 helical power transmission coil



Fig.10 (a)Colormap and arrangement (b)Efficiency colormap of magnetic field distribution in ideal placement with 5 herical power transmissions coils. Tx<sub>1</sub>:(130,-130,0)mm,Tx<sub>2</sub>:(110,30,0)mm,Tx<sub>3</sub>:(-10,-100,0) mm,Tx<sub>4</sub>:(-50,110,0)mm,Tx<sub>5</sub>:(-10,-20,0)mm



Fig.11 (a)Color map and arrangement (b)Efficiency color map of magnetic field distribution with 1 spiral power transmission coil



Fig.12 (a)Colormap and placement (b)Efficiency colormap of magnetic field distribution in ideal placement with 5 spiral power transmissions coils  $Tx_1$ :(-40,-40,0)mm, $Tx_2$ :(-180,140,0)mm, $Tx_3$ :(90,80,0)m m, $Tx_4$ :(20,-180,0)mm, $Tx_5$ :(-140,50,0)mm



Fig.13 (a)Colormap and placement (b)Efficiency colormap of magnetic field distribution in practical placement with 5 spiral power transmissions coils Tx<sub>1</sub>:(-60,130,0)mm,Tx<sub>2</sub>:(-190,100,-17)mm,Tx<sub>3</sub>:(-40,-130, -34)mm,Tx<sub>4</sub>:(150,-60,-51)mm,Tx<sub>5</sub>:(130,80,-68)mm

まず Fig. 9, Fig. 10 よりヘリカル Tx コイルを用いた結果 は位相・振幅・配置を最適化することで磁界抑制効果が 高まることが確認された. ヘリカル Tx コイル1つに比べ、 5個の場合の磁界強度総和は約85%、磁界最大値は約95% の磁界抑制効果が確認された. Fig. 11 に示す単一のスパ イラルTx コイルとRx コイルが対向した一般的な構成で は、コイル近傍である原点付近での磁界強度が特に大き くなっており、磁界強度が最大となる4点での値は 3.48[kA/m]であった.これに対して,最も磁界抑制効果 の高かった Fig. 12 に示す5 個のスパイラル Tx コイルを 用いた理想的な配置では85%以上の効率を維持しつつ、ス パイラル Tx コイルが1つの場合に比べ磁界強度総和は約 99%、磁界最大値は約60%の磁界抑制効果が確認された. スパイラルコイルを用いてヘリカルコイルと同様の磁界 抑制効果を得られた.これに対して Fig. 13 に示す5 個の スパイラル Tx コイルを用いた実用的な配置ではスパイラ ルTx コイルが5個の場合の磁界強度総和は23088 [A/m] であり磁界最大値は2597 [A/m]であった. この結果より

スパイラルTx コイルが1つの場合に比べ磁界強度総和は 約77%,磁界最大値は約29%の磁界抑制効果が確認された. 原点付近の磁界を抑制できなかった理由として考えられ ることは2つある.1つ目が計算時間によるPSOの粒子数 を少ないことと,2つ目が一点に最大磁界強度が集中して いるヘリカルコイルに比べてスパイラルコイルは複数の 点に最大磁界強度が存在するため,磁界を抑制しにくく なったと考えている.

### **6**. 2対1の実機実験

スパイラル Tx コイルを2個用いた,負荷電力を 50mW に設定したプログラムの入力電圧の振幅・位相を決める. しかし設定された入力電圧はコイル干渉を考慮しない電 圧を設定しているため、オシロスコープで測定した入力 電圧と比較することができない.そのため、正誤確認は 負荷抵抗に流れる電圧・電流の値のみをみた.本実験の 目的はプログラムの計算から得られた入力電圧の振幅・ 位相を実機で再現して、受電電力が狙い通りの 50mW にな っているのかどうか確認することである.実機コイルの 各パラメータを Table.8 に示す.また 実機コイルの内部 抵抗,結合係数の情報を組み込んだプログラムの計算結 果である各入力電圧,入力電流,入力インピーダンスの 値を Table.9 に示す.Tx1・Tx2-Rx のコイル配置を Fig.15 に示す.実機の結果と LTspice で正誤確認した結果を Table.10 に示す.

Table 8	Spiral coil	simulation	parameters
---------	-------------	------------	------------

	Resistance $[\Omega]$	Inductance [H]	Capacitance [nF]
Tx1	5.28	1.58×10 <sup>-3</sup>	2.23
Tx2	4.72	1.59×10 <sup>-3</sup>	2.21
Rx	0.88	1.51×10 <sup>-4</sup>	23.2

Table 9	Transmission	circuit	parameters
I uoio 🦯	runombolon	uncunt	purumeters

		Tx1	Tx2
	Real part	30.11	25.75
Input Inpedance $[\Omega]$	Imaginary part	107.46	69.92
	Absolute value	111.60	74.51
T ( X/ 1/ [X/]	Real part	1.46	0.90
	Imaginary part	-4.48	-3.80
liiput voltage [v]	Absolute value	4.71	3.90
	degree [°]	288.05	283.32
	Real part	-35.11	-43.63
Input Current [mA]	Imaginary part	-23.42	-28.92
	Absolute value	42.20	52.34



(Left: Tx1 Center: Rx Right: Tx2) Fig 15 Coil arrangement of Tx1 • Tx2-Rx

 Table10
 Output voltage currentvalue (Actual/LTspice)

	Voltage p-p[V]	Current p-p[mA]	Load Power [mW]	Load Power Relative error[%]
Actual Machine Test	4.42	88.84	49.07	-2.03
Simulation Using LTspice	4.48	89.52	50.09	2.05

#### 7. CLC 整合回路の導入

本研究で用いる CLC 整合回路の概形を Fig. 16 に示す. 各素子のパラメータは B. Wang らの手法[8]より,以下の 式(22)-(25)に Fig. 16 にある元のインピーダンスが純抵 抗の場合の各パラメータの計算式を示す.ここで  $R_{in} \ge X_{in}$ はそれぞれ $Z_{in}$ のレジスタンス成分とリアクタンス成分を,  $R_v$ は中間抵抗値を,  $R_v$ は目標抵抗値を,  $Q_{right}$ は  $R_v$ からみ た Q 値を,  $Q_{left}$ は  $R_{tgt}$  からみた Q 値を示す.



Fig 16 CLC Matching Circuit

$$C_{s1} = \frac{1}{\omega Q_{left} R_{tgt}} \tag{22}$$

$$C_{s2} = \frac{1}{\omega Q_{left} R_{in}} \tag{23}$$

$$L_{p1} = \frac{1 + Q_{left}^{-2}}{\omega^2 C_{s1}} \tag{24}$$

$$L_{p2} = \frac{1 + Q_{right}}{\omega^2 C_{s2}} \tag{25}$$

Fig. 16 にある Q 値の決定法は  $R_{in}$  と  $R_{tgt}$ の大小による 2 パターンに分けられるが、本論文では入力インピーダン スを下げることが目的であるため  $R_{in}$  > $R_{tgt}$ の場合のみ述 べる.

まず Q<sub>left</sub> の条件式を式(26)に示す.

$$Q_{left} > \sqrt{\frac{R_{in}}{R_{tgt}}} - 1 \tag{26}$$

次に式(27)のように R<sub>v</sub>が求め,その値を用いて求められ る Q<sub>right</sub>の値を式(28)に示す.

$$R_{v} = (1 + Q_{right}^{-2})R_{tgt}$$
(27)

$$Q_{right} = \sqrt{\frac{R_v}{R_{in}}} - 1 \tag{28}$$

式(22)-(28)までは元のインピーダンス純抵抗の場合を 示した.しかしインピーダンス変換は他に容量性のリア クタンス成分を持つ場合,誘導性のリアクタンス成分を 持つ場合の2つの方法があり,本論文では誘導性のリア クタンス成分を持つ場合を述べる.それにより C<sub>s2</sub>はリア クタンス成分 X<sub>in</sub>を考慮して,式(23)ではなく式(29)に表 す.このとき X<sub>cs2</sub>は式(23)の C<sub>s2</sub>のリアクタンスとする.  $L_p \cdot C_{s1} \cdot C_{s2}$ の各パラメータがスミスチャート上でどのように作用しているのかの概形を Fig. 17 に示す.



本論文では 5.3 の 2 対 1 の伝送回路に目標抵抗値を 50  $\Omega$ とする CLC 整合回路を導入する.目標抵抗値は 50  $\Omega$ に 設定し、Q 値を調整することで L<sub>p</sub>の反共振周波数を設定 した周波数 85kHz からはなした値に設定した.CLC 整合回 路、入力電圧のパラメータを Table 11 に示す.

Table 11	CLC Matching Circuit and Input Voltage
	D

		Tx1	Tx2
Csl	Capacitance[nF]	16.06	16.71
	Resitance[ $\Omega$ ]	0.8580	0.6980
Lp	Inductance[µH]	110.7	102.3
	Resitance[ $\Omega$ ]	1.521	1.707
	Anti-Resonance Frequency [kHz]	256.8	396.9
Cs2	Capacitance[nF]	9.307	12.15
	Resitance[ $\Omega$ ]	3.020	2.050
New Input Voltage	Amplitude [V]	1.637	1.878
	Phase [deg]	74.72	74.59

理想的な場合,実機実験の場合,実用的な場合の3つの 結果をTable.12に示す.

Table 12 Parameters of Output Voltage/Current/Power

		Output	
	Voltage	Current	Load
	p-p[V]	p-p[mA]	Power
Ideal Simulation	4.45	89.00	49.53
Practical Simulation	3.67	73.46	33.74
Actual Machine Test	3.10	60.49	23.45

Table. 12 より実機実験の負荷電力は内部抵抗を考慮した 値よりも低くなっていることが分かる. 6.の2対1の実 機実験はほぼ理論通りの結果であったことから,この問 題の原因は CLC 整合回路にあると考えられる.特に内部 抵抗に関係していると推測する.

# 8. まとめ

本稿では,駐車場におけるEVへの無線給電に関して, 磁界抑制型MRC-WPTのプログラムの修正からスパイラル コイルの実機作成,入力電流を維持しながら入力電圧を 下げるCLC整合回路の実証実験の結果までを述べた.既存 研究のヘリカルコイルは実機化するにあたりオーバーラ ップの再現は難しいため,比較的厚さが薄いスパイラル コイルの導入を考えた.シミュレーション結果は十分な 磁界抑制効果を確認することができた.シミュレーショ ン上のTxスパイラルコイル数は5個だったが,実機実験で は2個で行った.負荷電力はシミュレーション条件に比べ 低く設定したが,1対1,2対1の実機実験は共にシミュレ ーション通りになっていることが確認できた.

また本研究の目的であるCLC整合回路の導入も行った. Ltspiceを用いた理想的な解析結果は上手くいったもの の,実機実験の結果は想定している値よりも低くでたが, 電力伝送することを確認することができた.この原因は 実機のCLC整合回路の内部抵抗に問題があると考えられ る.

#### 謝辞

本研究の遂行にあたり、中村先生にはご多忙であるに も関わらず、度々のディスカッションを通して的確なご 助言を頂きました.深く感謝致します.また本研究に関 する知識をはじめ数々の助言、ご助力をいただきました 修士課程2年の馬場勝規氏に深く感謝申し上げます.大学 ならではの自由な発想のもとでの研究の喜びや厳しさ、 そして計画通りに進める難しさを教えて頂けたことは、 私の人生において大きな糧となりました.最後に、共に 研究に励んだ同期と学生生活を支援してくれた家族に感 謝の意を表します.

参考文献

- G. Eason, B. Noble, and I. N. Sneddon, "On certain integrals of Lipschitz-Hankel type involving products of Bessel functions," Phil. Trans. Roy. Soc. London, vol. A247, pp. 529–551, April 1955. (references)
- [2] J. Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp.68–73.
- [3] I. S. Jacobs and C. P. Bean, "Fine particles, thin films and exchange anisotropy," in Magnetism, vol. III, G. T. Rado and H. Suhl, Eds. New York: Academic, 1963, pp. 271–350.
- [4] 高橋 俊輔, "自動車の無線電力伝送技術について", エレクトロニクス実装学会誌, Vol.17, No.7, pp.501-505, 2014
- [5] S. Sato, S. Nakamura, "Proposal of Wireless Charging Which Enables Magnetic Field Suppression at Foreign Object Location", *Energies*, Vol. 15, No. 3, 1028, pp. 1-21, 2022.1.
- [6] Y. Yorozu, M. Hirano, K. Oka, and Y. Tagawa, "Electron spectroscopy studies on magneto-optical media and plastic

substrate interface," IEEE Transl. J. Magn. Japan, vol. 2, pp. 740–741, August 1987 [Digests 9th Annual Conf. Magnetics Japan, p. 301, 1982].

 Standard SAE J2954. Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology. 2020. Available online:https://www.sae.org/standards/content/j2954\_202010/

(accessed on 31 December 2021).

[8] B. Wang, Z. Cao and F. Song, "Design and Evaluation of a T-Shaped Adaptive Impedance Matching System for Vehicular Power Line Communication," in IEEE Access, vol. 8, pp. 73843-73854, 2020