法政大学学術機関リポジトリ

HOSEI UNIVERSITY REPOSITORY

PDF issue: 2025-07-04

異物周辺磁界を抑制可能なフェーズドアレイ 無線充電の実現に向けた技術基盤の確立

SATO, Shunta / 佐藤, 舜太

(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)
63
(開始ページ / Start Page)
1
(終了ページ / End Page)
8
(発行年 / Year)
2022-03-24
(URL)
https://doi.org/10.15002/00025336

異物周辺磁界を抑制可能な フェーズドアレイ無線充電の実現に向けた技術基盤の確立 ESTABLISHMENT OF THE TECHNOLOGICAL BASIS FOR THE REALIZATION OF PHASED ARRAY WIRELESS CHARGING WHICH ENABLES MAGNETIC FIELD SUPPRESSION

AT FOREIGN OBJECT LOCATION

佐藤舜太

Shunta SATO

指導教員 中村壮亮 準教授

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

In the wireless power transmission (WPT) to electric vehicles (EVs) in parking lots, there is a risk of abnormal heat generation due to absorption of the magnetic field in metallic foreign objects. Accordingly, currently available products are equipped with a function that automatically halts power transmission when a metallic foreign object is detected. However, if possible, continuing power transmission while suppressing the magnetic field absorption maybe another solution. Therefore, this paper proposes a novel function which enables wireless power transmission with a high efficiency while suppressing the magnetic field absorption of metallic foreign objects. In this study, it was assumed that a metallic foreign body is present at an arbitrary point in a two-dimensional plane, and the power transmission was conducted by the phased array WPT. An algorithm using the particle swarm optimization (PSO) to search for the optimal combination of the phase and amplitude of the coil input voltages together with coil arrangements in terms of both magnetic field suppression and transmission efficiency was proposed. The simulation was performed with the lower efficiency boundary set as 85% and the load power set as 11 kW, in reference to the SAE J2954 standard. As a result, it was confirmed that the magnetic field suppression effect increased in accordance with the increase in the number of transmission (Tx) coils, thus indicating the effectiveness of the proposed algorithm.

Key Words : Wireless power transfer, magnetic resonance coupling, magnetic field suppression, phased array.

1. はじめに

近年,電気自動車(EV)が普及しており,昨今の社会情 勢からも今後のさらなる普及が見込まれている.現在, EV へ搭載されている充電器は,充電用コネクタを車両の 充電口に接続して充電するものである.しかし,EV 搭載 バッテリは容量が小さいため充電頻度が高く,手動の給 電作業による負担や感電リスク[1]が問題視されている. そこで,解決策として無線給電が注目されている.

EV への無線給電方法としては、人体曝露のリスクが少ない磁界による送電方式において長い伝送距離を有する磁界共鳴式[2]が注目されている[3]-[6].

しかし、磁界共鳴式無線給電(MRC-WPT: Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling)ではコイル 間の磁界の結合によってエネルギの伝送を行うため、コ イル近辺に存在する導体や磁性体などの干渉物の異常発 熱やそれに伴う伝送効率の低下が問題となる.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.

そこで, EV 用の無線給電に関する国際規格である SAE J2954 では, 異物を考慮した安全運転のアプローチとして 異物検出(FOD: Foreign Object Detection)を行い, 必要 に応じて送電を停止すること[7]が規定されている. これ を図示すると Fig.1 である.

FOD の手法は、システムパラメータベースの検出法、波動検出法、フィールドベースの検出方法の3 つがあるとされている[8],[9].

FOD には Metal Object Detection (MOD) と Living Object Detection (LOD)が含まれるが, MOD に関する研究 に限っても数多くの手法が提案されている. 金属異物の 位置をも検出可能な手法としては, サーチコイルアレイ を用いる手法[10], [11], サーマルカメラを用いる手法 [12]や tunneling magnetoresistive (TMR)センサを用い る手法[13]などが挙げられる.現行のプロダクトでも, 金属異物を検出すると送電を停止する機能が搭載されて いる.WiTricity[14], DAIHEN D-Broad EV[15]やQualcomm Halo等[16]がその例である.

一方 SAE J2954 では、送電コイルにおける適切な磁界 の制御などにより、異物の危険な温度上昇を回避するこ とも別のアプローチとして認められている.つまり、異 物の磁界吸収を極力抑制しながら、送電を継続するとい うアプローチである.しかし、このようなアプローチに 関しては、これまで踏み込んだ取り組みはなされてこな かった.そこで著者らは、駐車場における EV への無線給 電というシナリオを想定し、金属異物の磁界吸収を極力 抑制しながら高効率での送電を継続する新機能を提案し、 その実現に取り組んでいる.これを図示すると Fig.2 であ る.



Fig.1 磁界分布とフローチャートの簡易的なイメージ. (左)従来手法の磁界分布のイメージ. 磁界分布をコン トロールできないため, 異物を検知すると送電を停止し なければならない.(右)従来の異物検知後のフローチャ ート. 異物が検出された場合,送電を停止している.



Fig.2 磁界分布とフローチャートの簡易的なイメージ. (左)提案手法の磁界分布のイメージ. 異物が存在する 領域で磁界を抑制しながら送電を継続する.(右)提案手 法のフローチャート. 異物が検出された場合,金属異物 の磁界吸収を極力抑制しながら高効率での送電を継続す る.本稿では既存の MOD 手法を用いて異物検出できたも のと仮定し,その後続の処理に焦点を当てる.

駐車場など平坦な路面内のTx コイルから, EV への無線 給電を考える.MRC-WPT において磁界を制御するには,Tx コイルとしてフェーズドアレイコイルを用いることが有 効である.したがってこれは,Tx コイルアレイとRx コイ ル間の路面上の任意の一点に金属異物が存在するとして, ①金属異物位置における磁界抑制し②高効率での無線給 電を両立するという問題である.以下の2通り,フェー ズドアレイWPTを用いた磁界制御に関する既存研究では, このような問題設定を扱った研究は存在しない.

フェーズドアレイ WPT を用いた磁界制御に関する既存 研究は,次の2種類に分類される.1つ目は,磁界をRx コイルに集束することで,給電しながら周囲の空間の磁 界を抑制する研究である[17]-[20].これは、2次元平面 上の任意の1点でのみ磁界を抑制するケースとは異なり, 全体的に磁界を抑制することを狙いとしている.全体的 に磁界を抑制できる制御方法が特定の一点での抑制に適 しているわけではない.2つ目は、複数のRxコイルに対 する磁界制御による選択的給電をおこなう研究である [21]-[24].これらの研究では、磁界を抑制すべき非給 電対象のRxコイルの位置は与えられているため、磁界を 抑制すべき点が2次元平面上のどの位置に存在するか事 前に分からないケースとは問題設定が異なる.フェーズ ドアレイ WPT を用いた磁界制御に関する既存研究との比 較表を Table 1 に示す.

Table 1 Comparison with Existing Studies on Magnetic Field Control Using Phased Array WPT

	Focusing the Magnetic Field			Selective Power Transfer				This Study	
References	[17]	[18]	[19]	[20]	[21]	[22]	[23]	[24]	-
Number of Tx coils	2	3	2	5	2	4	10	10	2-5
Dimensions of	3D	3D	1D	2D	1D	1D	1D	1D	2D
the Tx coil array Magnetic field suppression in the	yes	yes	yes	yes	no	no	no	no	no
Magnetic field suppression at single point	no	no	no	no	yes	yes	yes	yes	yes
The point where magnetic field	-	-	-	-	definite	definite	definite	definite	indefinite
should be suppressed Magnetic field suppression at any point in the 2D plane	-	-	-	-	no	no	no	no	yes

そこで、本稿では金属異物が存在しうる Tx コイルアレ イと Rx コイル間の2次元平面上の任意の一点において磁 界抑制を実現しながら高効率での無線給電を可能とする フェーズドアレイ無線給電の手法を提案し、その有効性 をシミュレーションにより検証する.

本稿の学術的貢献は、以下の2つである.まず、フェ ーズドアレイ無線給電により2次元平面上の任意の一点 における磁界抑制を実現しつつ高効率給電を行うという 新しい問題設定を扱ったことである.次に、その実現方 法として、送電効率と磁界抑制の両方を考慮した評価関 数を設定し、各コイルの配置およびその配置において磁 界抑制位置ごとに最適な各コイルの入力電圧の位相と振 幅の組み合わせを PSO 法で探索するアルゴリズムを提案 したことである.さらに、多くの既存研究では取り扱っ ていない、Tx コイルアレイの配置の最適化も2次元平面 内で行った.なお、ここでは金属異物の位置検出に関し ては、先述の MOD 手法[10]-[13] などによって実現された ものと仮定し、本稿では扱わない.

2. 提案手法

(1)フェーズドアレイコイルによる磁界の指向性制御

フェーズドアレイTx コイルを用いた場合の磁界分布は, 単体のコイルから生成される磁界分布を重ね合わせたも のと見なせるため,コイルを流れる電流を制御すること により磁界分布の制御が可能となる.Tx コイルの個数や 配置を適切に設定し,各Tx コイルを流れる電流の位相と 振幅を制御することで,狙った位置での磁界を抑制でき ると考えられる.

(2) 電力伝送効率と磁界強度の算出方法

a) 電力伝送効率

磁界共鳴式の無線給電では,等価回路を用いて電気回 路理論より伝送効率を導出することが一般である.しか し,効率の導出に当たり,干渉物とコイル間の相互干渉 の影響を回路モデルに組み込むことは困難となる.その ため本稿では,磁界制御により干渉物の領域における磁 界が低減されたと仮定することで,相互干渉の影響を取 り除き,一般の回路方程式より効率を近似的に導出する.

フェーズドアレイ無線給電の等価回路を Fig.3 に示す. ここでは、Tx コイルが n-1 個、Rx コイルが 1 個、コイル の総数が n 個の場合を示す. Ri はコイル抵抗、ZL は負荷 抵抗、Ci はコンデンサの静電容量、Li はコイルの自己イ ンダクタンス、Lij はコイル間の相互インダクタンスであ る.各コイルの入力電圧はVi,電流はLi である.なお、i, j=1,2,...n である.



Fig.3 フェーズドアレイ Tx コイルを用いた磁界共鳴式 無線給電における等価回路.干渉物位置での磁界は抑制 できているものとして無視する(近似)を施している.

Fig.3 に示すフェーズドアレイ WPT の回路方程式は,式(1)で表すことができる.

Γ	V_1		$ R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) $		$j\omega L_{1n}$	$\begin{bmatrix} I_1 \end{bmatrix}$	
	÷	=	÷	۰.	:	:	(1)
	V_{n-1}		$j\omega L_{n-11}$		$j\omega L_{n-1n}$	I_{n-1}	(1)
L	0		$j\omega L_{n1}$	•••	$R_n + Z_L + j(\omega L_n - \frac{1}{\omega C_n})$	$\lfloor I_n \rfloor$	

ここで、磁界共鳴式無線給電では各コイルの共振状態を 想定するため、*Li*と *Ci*によるリアクタンスは相殺され、 回路方程式は式(2)となる.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_{n-1} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & \dots & j\omega L_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ j\omega L_{n-11} & \dots & j\omega L_{n-1n} \\ j\omega L_{n1} & \dots & R_n + Z_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{n-1} \\ I_n \end{bmatrix}$$
(2)

式を簡潔にするため、各コイルの入力電圧を V, インピ ーダンス行列をZ, 各コイルの電流をIとすると、式(1) は式(3)で表すことができる.

$$V = ZI \tag{3}$$

本稿では、各Tx コイルの入力電圧の位相、振幅を独立制 御できるものとする.ここで、式(4)に示すように電流 *I* は、両辺にインピーダンス行列 *Z* の逆行列 *Z*⁻¹を乗算する ことでより求められる.

$$I = Z^{-1}V \tag{4}$$

最後に、求めた電流値から各コイルの電力を式(5)より導出し、全体の効率式(6)が算出される. なお、Prx は各 Tx コイルの入力電力の総和、PRx は Rx コイルの負荷電力である.相互インダクタンスの計算にあたってはノイマンの公式を利用する.

$$P_{Rx} = \frac{1}{2} Z_L |I_n|^2 , \ P_{Tx} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{n-1} Re[V_k \cdot \overline{I_k}]$$
(5)

$$\eta = \frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} \tag{6}$$

b)磁界強度

コイルが生成する磁界はビオサバールの法則から求め られる.実際の積分計算は数値積分で近似した. i番目の コイルを流れる電流 I_{ik} は式(7)で表され, A_i は電流の振幅, θ_i は電流の位相差である.なお, T_{div} は時変する磁界の1 周期における分割数であり, $k=1, 2, ..., T_{div}$ である.

$$I_{ik} = A_i \cos\left(\frac{2\pi}{T_{div}}k + \theta_i\right) + jA_i \sin\left(\frac{2\pi}{T_{div}}k + \theta_i\right)$$
(7)

Fig.4 に示すように,磁界計算点の座標を (x_n, y_n, z_r) , i番目のコイルの中心座標を (x_i, y_i, z_i) とすると, i番目のコイルの電流素片の座標から磁界計算点までの距離 r_i は,式 (8)により算出される.ここで, aiはi番目のコイルの半径である.なお, Tx コイルがn-1個, Rx コイルが1個, コイルの総数がn個の場合を扱うため, i=1, 2, ..., nである. また, mは磁界積分の分割数であり, l=1, 2, ..., mである.



Fig.4 各コイルが磁界計算点で生成する磁界の計算.磁界 計算点での磁界強度は全コイルが生成する磁界の合成磁 界となる.

$$X = x_r - x_i , Y = y_r - y_i , Z = z_r - z_i$$
(8)
$$r_i = \left[X^2 + Y^2 + Z^2 + a_i^2 - 2a_i \left\{ X \cos\left(\frac{2\pi}{m}l\right) + Y \sin\left(\frac{2\pi}{m}l\right) \right\} \right]^{\frac{1}{2}}$$
(9)

本稿では複数のコイルを用いているため,各コイルが 生成する磁界を合成しなければならない.

そのため,式(10)-(12)より各コイルが生成する磁界を 算出し, xyz 各方向の合成ベクトルを求めた. なお, N は コイルの巻き数である.

$$H_{xk} = \sum_{i=1}^{n} N \frac{I_{ik}}{4\pi} \left[\sum_{l=1}^{m} \frac{Za_i \cos\left(\frac{2\pi}{m}l\right) \cdot \frac{2\pi}{m}}{r_i^3} \right]$$
(10)

$$H_{yk} = \sum_{i=1}^{n} N \frac{I_{ik}}{4\pi} \left[\sum_{l=1}^{m} \frac{Za_i \sin\left(\frac{2\pi}{m}l\right) \cdot \frac{2\pi}{m}}{r_i^3} \right]$$
(11)

$$H_{zk} = \sum_{i=1}^{n} N \frac{I_{ik}}{4\pi} \left[\sum_{l=1}^{m} \frac{a_i \{a_i - X\cos\left(\frac{2\pi}{m}l\right) - Y\sin\left(\frac{2\pi}{m}l\right)\} \cdot \frac{2\pi}{m}}{r_i^3} \right]$$
(12)

次に,時刻 k における x 方向, y 方向, z 方向の磁場の合 成ベクトルである 3 次元ベクトルのノルムを式(13)を用 いて算出した.

$$H_{Nem\,k} = \sqrt{Re(H_{xk})^2 + Re(H_{yk})^2 + Re(H_{zk})^2}$$
(13)

MRC-WPT の発生する磁界は、入力電圧が交流であるため時間的に変化する. そのため、瞬間的な値を計算しても、 正しく磁場を評価することは困難である. そこで、磁界 合成ベクトルの各方向の時系列データの二乗平均平方根 を計算し、磁場強度 *H_{RMS}* として表される実効値を式(14) により求めた.

$$H_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{T_{div}} H_{Nom\,k}^2}{T_{div}}} \tag{14}$$

(3) フェーズドアレイ WPT 機能のパラメータ最適化

本稿では,駐車場における EV への無線給電に際して, 2 次元平面上の指定領域内に単一の金属異物が検知され たというシナリオを想定する.ここでは,金属異物は地 面の直上に存在すると考え,地面に埋設された Tx コイル から一定の高さである 2 次元平面上に位置するものとし ている.また,単一の金属異物は既存手法によって検出 され,その一点の座標情報が取得されるものと仮定して いる.したがって,本稿で提案するフェーズドアレイ無 線給電機能は,その 2 次元平面上の任意の一点における 磁界抑制を実現しながら高効率での給電を可能とするも のである.

提案機能の実現に当たっては,送受電コイルの仕様が 与えられたうえで,フェーズドアレイコイルを構成する Tx コイルの配置およびその配置において金属異物の座標 に応じた入力電圧の位相と振幅を決定する必要がある. なお、各コイルへの入力電圧の位相と振幅は金属異物の 座標情報に応じて自由に選択することのできる制御可能 なパラメータであるが、コイル配置は設計段階で決定さ れるため固定された制御不能なパラメータである.以下 では、これらパラメータ選択のための手法について述べ る.

Tx コイル配置は, Fig.5 に示すような(0, 0, 0) mm を中 心とした 1 辺の長さ *L*_{Tx} の平面領域内における格子間隔 *dL*_{Tx} の格子点を各 Tx コイルの中心座標の候補とする形で 配置する.



Tx コイル配置の選択にあたり、その評価を行う必要が ある.そこで、指定のTx コイル配置を送電効率と(磁界 抑制を行う平面領域内での)磁界抑制効果の両面から評価 し、より高評価のTx コイル配置を探索する.ここで、送 電効率と磁界抑制効果の評価は、Fig.6に示すような(0,0, hEv)mmを中心とした格子間隔 dLEv、1 辺の長さ LEv の 平面領域内の格子点に対して行う.



Fig.6 位相と振幅の組み合わせの評価を行う評価平面と シミュレーション構成. Tx コイル配置はこの評価平面上 の全評価点で得られた効率と磁界強度の総和によって評 価される.

本稿ではこの平面を評価平面,格子点を評価点と称す る.すなわち,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指定のTxコ イル配置の評価値とする.こうした最適化処理を繰り返 し実行することでTxコイル配置とその配置における評価 点ごとの適切なコイルへの入力電圧の位相と振幅の組み 合わせが導出される.なお,このような最適化を解析的 に行うことは困難である.したがって本稿では,多目的 最適化において準最適解を短時間で求めることに関して 定評のある PS0 (Particle Swarm Optimization)[25]を用 いることにした. PSO のアルゴリズムは, 複数の粒子を用 いて探索を行うものである. 共有している粒子の情報を 元に式(15),(16)から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. 慣性定数 W^{k+1} は探索の終 盤になると式(14)に従って線形減少し,局所的な探索を 行う. なお, W_{max} は探索開始時の慣性定数, W_{min} は探索 終了時の慣性定数である. i(=1,2,...,Pn)は Particle 番号, j(=1,2,...,n)はコイル番号, k は探索更新回数であり, k_{max} は探索回数である.

$$v_{ij}^{k+1} = W^{k+1} \cdot v_{ij}^k - C_1 \cdot rand_{1ij} \cdot (pbest_{ij}^k - x_{ij}^k) - C_2 \cdot rand_{2ij} \cdot (gbest_i^k - x_{ij}^k)$$
(15)

$$x_{ij}^{k+1} = x_{ij}^{k} + v_{ij}^{k+1} \tag{16}$$

$$W^{k+1} = \frac{k_{max} - (k+1)}{k_{max}} \cdot (W_{max} - W_{min}) + W_{min}$$
⁽¹⁷⁾

PSOを用いたパラメータ最適化アルゴリズムを Fig.7 に 示す. Tx コイル構成最適化アルゴリズムの詳細な手順を Algorithm1 の疑似コードに示す. 各 Tx コイルへの入力 電圧最適化アルゴリズムの詳細手順を Algorithm 2 の擬 似コードに示す.



シミュレーションプログラムはコイル配置の最適化と評 価平面内の評価点に対する各コイルの入力電圧の位相と 振幅の最適化の二重ループ構造となっている.

各粒子(コイル配置粒子)には、Tx コイル配置が割り

当てられる.そして,そのコイル構成粒子を評価面上の 伝送効率と磁界抑制の両面から評価する.これは,以下 の処理により実現できる.

まず,各コイルへの入力電圧の組み合わせを各粒子(入 力電圧組み合わせ粒子)にも割り当てる.具体的には, 各粒子に割り当てられた入力電圧は,式(3)の各Txコ イルの入力電圧Vに相当し,式(3)-(6)を用いて電力 伝送効率 η を算出する.また,評価面上の1つの評価点 における磁界強度 H_{RMS} は,各コイルの電流Iから式(7)-(14)を用いて算出される.次に,評価面上の各評価点 における各入力電圧の組み合わせ粒子を,対応する伝送 効率の逆数と評価関数(18)からの磁界強度 H_{RMS} の加重 和として評価する.ここで,αは磁界強度と伝送効率のバ ランスを決定する重み係数,βは効率と磁界強度の重みを 正規化するための重みである.送電効率 η は効率下限値 η_{limit} 以上であることが必要であり,そうでない場合はペ ナルティが課せられ,粒子は選択されない.

$$\Phi_{PA} = (1 - \alpha) \cdot \beta \cdot \frac{1}{\eta} + \alpha \cdot H_{RMS}$$
(18)

群中最良値の共有・再探索を繰り返すことで,より評価の高い組み合わせを探索する.指定の探索回数 kmax を 終えた際に群中最良値となる粒子が持つ各コイルへの入 力電圧の位相と振幅の組み合わせを準最適解とする.

最後に、Tx コイル配置が割り当てられた各粒子は、式 (19)に示すように評価平面上の全評価点の効率 η の逆数 と磁界強度 H_{RMS} の総和の重み付き和を評価関数として評 価される.ここで、En は評価点の総数であり、e=1,2,...,Enである. η_e および $H_{RMS,e}$ はそれぞれ、e 番目の評価点での 効率 η と磁界強度 H_{RMS} を指す.

$$\Phi_{Tx} = (1 - \alpha) \cdot \beta \cdot \sum_{e=1}^{En} \frac{1}{\eta_e} + \alpha \cdot \sum_{e=1}^{En} H_{\text{RMS},e}$$
(19)

この最適化を評価平面上の全評価点で繰り返す. 群中最 良値の共有・再探索を繰り返すことで,より評価値の高 い Tx コイル配置を探索する.指定の探索回数 kmax を終 えた際に群中最良値となる粒子が持つTx コイル配置を設 計段階で決定する Tx コイル配置とする.

PSO による Tx コイル配置最適化の疑似コードを Algorithm 1 に示す. PSO による入力電圧最適化の擬似コ ードを Algorithm2 に示す. Algorithm 1 Pseudo code of Tx coil configuration optimization using PSO.

Input: Simulation parameters

- Output: Best Tx coil configuration, the optimal input voltage V_{ℓ} to each Tx coil at the but is the comparison of the power transmission efficiency η_e at the *e*-th evaluation point and the magnetic field strength $H_{RMS,e}$ at the *e*-th evaluation point; e(=1...En) is the evaluation point number
- 1: The center coordinates of each Tx coil are assigned to each particle; $i(=1 \dots P_n)$ is the particle number; j(=1...n) is the coil number; $k(=1...k_{max})$ is the number of search updates 2: Initialize particle swarm v_{ij}^{0} , x_{ij}^{0} , $pbest_{i}^{0}$ and $gbest^{0}$ 3: for $k = 1 \dots k_{max}$ do
- $r k = 1 \dots k_{max}$ do Calculate inertia according to (17)

- for $i = 1 ... P_n$ do for j = 1 ... n do Calculate particle velocity in x-coordinate according to (15)
- Calculate particle velocity in y-coordinate according to (15)
- Calculate particle position in x-coordinate according to (16) Calculate particle position in y-coordinate according to (16)
- 11: end for

- Calculate the mutual inductance according to Neumann's formula Calculate the impedance matrix Z according to (2) and its inverse Z^{-1} for $e = 1 \dots En$ do 14 15:
- Optimization of the phase and amplitude of input voltage to the coil configura-tion at each evaluation point according to Algorithm 2 Algorithm 2 returns the optimal input voltage V to each Tx coil, the power trans-mission efficiency η and the magnetic field strength $H_{\rm RMS}$ at the *e*-th evaluation 16: point
- point. The optimal input voltage V to each Tx coil, the power transmission efficiency η and the magnetic field strength H_{RMS} at the e-th evaluation point are named $V_{e^{\prime}}$ 17: η_e and $H_{RMS,e}$, respectively
- 19: Calculate the value of the Tx coil configuration evaluation function Φ_{Tx} according to (19)

to (19) if $\Phi_{Tx}(x_i^{k+1}) < \Phi_{Tx}(pbest_i^k)$ then 20.

- $pbest_i^{k+1} = x_i^k$ 21:
- 22 else $pbest_i^{k+1} = pbest_i^k$
- end if 23:
- 24:
- end for $gbest^{k+1} = pbest_{ig}^{k+1}$
- 26: where $i_g = arg \min_i \Phi_{Tx}(pbest_{i_g}^{k+1})$
- 27: end for

Algorithm 2 Pseudo code of the input voltage optimization using PSO.

- Input: Coordinates of all coils, coordinates of an evaluation point and inverse of impedance matrix Z^{-1} ; these are given by Algorithm 1 Output: Best combination of the phase and amplitude of input voltage V to each Tx coil, the power transmission efficiency y and the magnetic field strength H_{RMS} 1: The phase and the amplitude of input voltage to each coil are assigned to each particle; $i(=1 \dots P_n)$ is the particle number; $j(=1 \dots n)$ is the coil number; $k(=1 \dots k_{max})$ is the number of search updates
- 2: Initialize particle swarm $v_{ij}^{0}, x_{ij}^{0}, pbest_{i}^{0}$ and $gbest^{0}$
- The form $k = 1 \dots k_{max}$ do Calculate inertia according to (17) for $i = 1 \dots P_n$ do for $j = 1 \dots n$ do 3: for k = 1

- Calculate particle velocity of the phase of the input voltage according to (15) Calculate particle velocity of the amplitude of the input voltage according to (15)
- Calculate particle position of the phase of the input voltage according to (16) Calculate particle position of the amplitude of the input voltage according to 10:
- end for 11:
- 13
- 14:
- end for Calculate the input voltage V according to (3) Calculate the input current I according to (4) Calculate the load power of the Rx coil P_{Rx} according to (5) Adjust the amplitude of the input voltage so that the load power P_{Rx} becomes equal to the set value P_L the load power P_L ($= P_L$) and the power transmis 15 Calculate the input power P_{Tx} , the load power $P_{Rx}(=P_L)$ and the power transmis-16:
- Calculate the input power T_{IX} the local power $T_{RX}(-T_L)$ and the power transmission efficiency η according to (5), (6) Calculate the magnetic field strength H_{RMS} according to (7)–(14) Calculate the value of the phase and amplitude of the input voltage evaluation 17 18:
- function Φ_{PA} according to (18) if $\eta < \eta_{ii\eta ii}$ then $\Phi_{PA}(x_i^{k+1}) + = penalty$ 19 20: 21: end if
- end if if $\Phi_{PA}(x_i^{k+1}) < \Phi_{PA}(pbest_i^k)$ then $pbest_i^{k+1} = x_i^{k+1}$ 22:
- 23:
- 24 else
- $pbest_i^{k+1} = pbest_i^k$
- 25 end if 26
- end for $gbest^{k+1} = pbest_{ig}^{k+1}$
- where $i_g = arg \min_i \Phi_{PA}(pbest_{i_g}^{k+1})$ 28
- 29: end for

30: return gbest (best combination of the phase and amplitude of input voltage V to each Tx coil), the power transmission efficiency η and the magnetic field strength H_{RMS}

3. シミュレーション

(1) シミュレーション条件

まず, Tx コイル配置平面から評価平面までの高さ hev は 10 mm と設定した. そして, 評価平面の格子間隔 dL_{Ev} は 100 mm, 1 辺の長さ LEv は 600 mm とし, 評価点の総数 En は49点で位相・振幅の最適化を行った.また,Txコイル 配置平面の格子間隔 dL_{Tx} は 10 mm, 1 辺の長さ L_{Tx} は 200 mm

とした.

次に、Tx コイル 2-5 個、Rx コイル 1 個、負荷電力 PL は 11 kW, 効率下限値 nlimit を 85%とした. 負荷電力と効 率下限値は, SAE J2954 で規定されている値[7]を参考に した. なお,本来は SAE J2954 ではシステム全体の効率 を85%としている.そのため、パワーエレクトロニクス変 換器の効率ロスが発生する. 今回は原理検証段階である ため, 考慮していないものは最新のもので約 96%という十 分な効率が出ているため無視して近似した[26],[27]. 実際には約96%とはいえ、その分の効率ロスがあるため、 送電効率の下限値をもう少しタイトな条件にしなければ ならない.この損失を含めた条件は、今後実機化すると きに考えるものとした. Tx コイル配置平面から Rx コイル までの高さ h_{Rx}は 150 mm として, Rx コイルは(0, 0, 150) mmの位置に固定とした.また、本稿で使用するコイルは 半径 a が 150 mm, 巻き数 N が 70 回の同一形状とし, 共 振周波数fは85 kHz とするため, $R = R_1 = \dots R_n$, $L = L_1$ = ... L_n , $C = C_1 = ... C_n$ となる. Tx コイル同士のオーバ ーラップに関しては、他のコイルと重なる部分のみ一方 のコイルを曲げるという解決策が既に提案されている [28]. したがって、本シミュレーションではTx コイルの オーバーラップを許容した.

Tx コイル配置および位相と振幅の最適化の評価関数に おける磁界強度の重みを α=0.1, 0.5, 0.9 とした. それぞれ 効率優先, 効率と磁界抑制の両立, 磁界抑制優先に相当 する. 効率と磁界強度の重みを正規化するための重み β は*β*=1000 とした.

シミュレーションパラメータを Table 2 に示す.

また,最適化手法として用いた PSO のパラメータを Table 3 に示す.

Table 2 Simulation Parameters

Parameter	Value	Dimension
Grid spacing of the Tx coil configuration plane dL_{Tx}	10	mm
Side length of the Tx coil configuration plane L_{Tx}	200	mm
Grid spacing of the evaluation plane dL_{Ev}	100	mm
Side length of the evaluation plane L_{Ev}	600	mm
Evaluation plane height h_{Ev}	10	mm
$Tx-Rx$ Gap h_{Rx}	150	mm
Frequency f	85	kHz
Coil material (copper wire)	1.3×10^{-6}	H/m
Coil radius a	150	mm
Coil turn N	70	turn
Coil resistance R	5	Ω
Coil inductance L	2.0	mH
Coil capacitance C	1.7	nF
Coil Q-value	213	
Load resistance Z_L	50	Ω
Load power P_L	11	kW
Lower transmission efficiency limit η_{limit}	85	%
Number of Tx coils	2-5	number
Weight between magnetic field strength and power transmission efficiency α	0.1, 0.5, 0.9	
Weight for normalization β	1000	

Table 3 Parameters of PSO

Demonstration (Value				
Farameter	Coil Configuration	Phase and Amplitude			
Number of particles Pn	200	200			
Number of loops k_{max}	300	200			
Maximum inertia Factor W _{max}	0.6	0.6			
Minimum inertia Factor W _{min}	0.3	0.3			
Weighting factor C_1	2.0	1.0			
Weighting factor C_2	1.5	1.7			

(2) シミュレーション結果

最初にフェーズドアレイTxコイルのコイル数による特性について述べる.効率を優先とする磁界強度の重み α=0.1における磁界強度と効率のTxコイル数ごとの比較 をFig.8に示す.



Fig.8 磁界強度と効率の Tx コイル数ごとの比較 (α=0.1)

赤色の折れ線グラフが示している全評価点中の効率最 大値は, Tx コイル数を増やすほど僅かに上昇し, 1Tx の 効率は 90.2%であったが, 5Tx では 90.7%まで上昇した.

複数のTx コイルを用いることで効率が上昇するという 結果は,既存の研究とも一致した.また,青色の折れ線 グラフで示している効率最小値は,効率下限値 η*limit*であ る 85%よりも高く,全Tx コイル数において 88.4%以上で あった.加えて,棒グラフが示す全評価点の磁界強度の 総和と,オレンジ色の折れ線グラフが示す磁界強度の最 大値もTx コイル数を増やすほど減少した.1Tx と比較し て 5Tx では,磁界強度総和は 83.5%,磁界強度最大値は 95.0%抑制された.この結果から,磁界抑制効果も働いて いると言え,評価関数である式(18),(19)が作用してい ることが確認された.

磁界抑制を優先とする磁界強度の重み *a*=0.9 での磁界 強度と効率の Tx コイル数ごとの比較を Fig.9 に示す.



複数のTx コイルを用いることによる効率最大値は,Tx コイル数の増加と共に上昇することは無かった.効率最 小値は、効率下限値 η_{limit} である 85%と一致した.また, Tx コイル数を増やすほど磁界強度総和および磁界強度の 最大値は減少した.1Tx と比較して 5Tx では、磁界強度総 和は 88.0%、磁界強度最大値は 95.3%抑制できた.以上の 結果から、効率に対しては α =0.1、磁界抑制に対しては α =0.9 が優れていることが確認された.この特性差が最も 顕著に表れるのが、Tx コイル数が最も多い 5Tx のときで あった.

4.結論

本稿では、駐車場における EV への無線給電に関して、 金属異物の磁界吸収を極力抑制しながら高効率で送電を 継続するという新機能を提案し、その実現方法について 述べた.本稿ではこれを、金属異物が存在する 2 次元平 面上の任意の一点における磁界抑制を実現しながら高効 率給電を行う問題と捉え、それをフェーズドアレイ無線 給電によって実現することを考えた.そして、送電効率 と磁界抑制の両方を考慮した評価関数を設定し、各コイ ルの配置およびその配置において磁界抑制位置ごとに最 適な各コイルの入力電圧の位相と振幅の組み合わせを PS0法で探索するアルゴリズムを提案した.さらに提案ア ルゴリズムの有効性を検証するため、SAE J2954 を参考に して効率下限値を 85%として負荷電力を 11 kW としたシミ ュレーションを行った.

まず,効率を優先した場合では効率が,磁界抑制を優 先した場合では磁界抑制効果が高まっているため,効率 と磁界抑制の重みを決定するシミュレーションパラメー タαは適切に機能していることが分かった.そして,磁 界抑制を優先した α=0.9 の場合では,Tx コイル数を増や すほど磁界抑制効果が上昇し,5Tx では1Tx と比較して磁 界強度総和は88.0%,磁界強度最大値は95.3%抑制されて いた.原理検証の段階では,提案した磁場抑制型高効率 WPT 法が少なくとも1点では可能であることを確認した.

本稿では磁界抑制位置が 1 点に限られているため, 複数の金属異物に対応することが出来ない. そこで今後, 複数の磁界抑制位置への対応可能なパラメータ最適化ア ルゴリズムを考案し,シミュレーションを行う必要があ る.

謝辞:本研究の遂行にあたり、中村壮亮先生には度々の ディスカッションを通して多大な助言を賜りました.厚 く感謝を申し上げます.最後に、長期に渡る学生生活を 支援してくれた家族に感謝の意を表します.

参考文献

- Un-Noor, F.; Padmanaban, S.; Mihet-Popa, L.; N. Mollah, M.; Hossain, E. A Comprehensive Study of Key Electric Vehicle (EV) Components, Technologies, Challenges, Impacts, and Future Direction of Development. Energies 2017, 10, 1217.
- Kurs, A.; Karalis, A.; Moffatt, R.; Joahannopoulos, J. D.; Fisher, P.; Solja^{*}ci[']c, M. Wireless Power Transfer via Strongly CoupledMagnetic Resonances. Science 2007, 317, 83–86.
- 3) Li, S.; Mi, C.C. Wireless Power Transfer for Electric

Vehicle Applications. IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron. 2015, 3, 4–17.

- 4) Mou, X.; Groling, O.; Sun, H. Energy-Efficient and Adaptive Design for Wireless Power Transfer in Electric Vehicles. IEEE Trans. Ind. Electron. 2017, 64, 7250–7260.
- 5) Qiu, C.; Chau, K.T.; Liu, C.; Chan, C.C. Overview of wireless power transfer for electric vehicle charging. Proc. Electr. Veh. Symp. Exhib. (EVS)2013, 7, 1–9.
- 6) Yokoi, Y.; Taniya, A.; Horiuchi, M.; Kobayashi, S. Development of kW class wireless power transmission system for EV using magnetic resonant method. SAE Technical Paper 2011, 2011-39-7267.
- 7) Standard SAE J2954. Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology 2020. Available online: (accessed on 29 January 2022).
- 8) Ahmad, A.; Alam, M.; Rafat, Y.; Shariff, S.; Al-Saidan, I.; Chabaan, R. Foreign Object Debris Detection and Automatic Eliminationfor Autonomous Electric Vehicles Wireless Charging Application. SAE Int. J. Elec. Veh. 2020, 9, 93–110.
- 9) Zhang, Y.; Yan, Z.; Zhu, J.; Li, S.; Mi, C. A review of foreign object detection (FOD) for inductive power transfer systems. eTransportation 2019,1, 100002.
- 10) Xiang, L.; Zhu, Z.; Tian, J.; Tian, Y. Foreign Object Detection in a Wireless Power Transfer System Using Symmetrical Coil Sets. IEEE Access 2019, 7, 44622–44631.
- 11) Ombach, G. Design and safety considerations of interoperable wireless charging system for automotive. In Proceedings of the 9th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Monte-Carlo, Monaco, 25–27 March 2014; pp.1–4.
- 12) Sonnenberg, T.; Stevens, A.; Dayerizadeh, A.; Lukic, S. Combined Foreign Object Detection and Live Object Protection in Wireless Power Transfer Systems via Real-Time Thermal Camera Analysis. In Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 17–21 March 2019; pp. 1547–1552.
- 13) Liu, X.; Liu, C.; Han, W.; Pong, P. W. T. Design and Implementation of a Multi-Purpose TMR Sensor Matrix for Wireless Electric Vehicle Charging. IEEE Sens. J.2019, 19, 1683–1692.
- 14) Refence Designs. Available online: https://witricity.com/products/reference-designs/ (accessed on 25 December 2021).
- 15) D-Broad EV. Available online: https://www.daihen.co.jp/products/wireless/ev/ (accessed on 25 December 2021).
- 16) Dobrza nski, D. Overview of currently used wireless

electrical vehicle charging solutions. IAPGOS 2018, 8, 47–50.

- 17) Lim, Y.; Park. J. A Novel Phase-Control-Based Energy Beamforming Techniques in Nonradiative Wireless Power Transfer. IEEE Trans. Power Electron. 2015, 30, 6274–6287.
- 18) Zhu, Q.; Su, M.; Sun, Y.; Tang, W.; Hu, A.P. Field Orientation Based on Current Amplitude and Phase Angle Control for Wireless Power Transfer. IEEE Trans. Ind. Electron. 2018, 65, 4758–4770.
- 19) Kim, K.; Kim, H.-J.; Seo, D.-W.; Choi, J.-W. Analysis on Influences of Intra-Couplings in a MISO Magnetic Beamforming Wireless Power Transfer System. Energies 2021, 14, 5184.
- 20) Ming, C.; Yanting, L.; Yongmin, Y.; Yingchun, Z.; Yingxiao, X. Performance Optimization Method of Wireless Power Transfer System Based on Magnetic Field Editing. In Proceedings of the 4th International Conference on Advanced Electronic Materials International Conference on Advanced Electronic Materials, Computers and Software Engineering (AEMCSE), Changsha, China, 26–28 March 2021; pp. 10–17.
- 21) Waters, B.H.; Mahoney, B.J.; Ranganathan, V.; Smith, J.R. Power Delivery and Leakage Field Control Using an Adaptive Phased Array Wireless Power System. IEEE Trans. Power Electron. 2015, 30, 6298–6309.
- 22) Choi, B.; Park, B.; Lee, J. Near-Field Beamforming Loop Array for Selective Wireless Power Transfer. IEEE Microw. Compon. Lett. 2015, 25, 748–750.
- 23) Sun,H.; Lin, H.; Zhu, F.; Gao, F. Magnetic Resonant Beamforming for Secured Wireless Power Transfer. IEEE Signal Process. Lett. 2017, 24, 1173–1177.
- 24) Tian, X.; Chau, K.T.; Liu, W.; Lee, C.H.T. Selective Wireless Power Transfer Using Magnetic Field Editing. IEEE Trans. Power Electron. 2021, 36, 2710–2719.
- 25) Kennedy, J.; Eberhart, R. Particle swarm optimization.Proc. IEEE Int. Conf. Neural Netw.1995, 4, 1942–1948.
- 26) Akatsu, K. Available online: https://www.shibaura-it.ac.jp/albums/abm.php?d=429&f=ab m00002401.pdf (accessed on 19 January 2022).
- 27) Nikkei Electronics. Available online: https://xtech.nikkei.com/atcl/nxt/mag/ne/18/00007/00148/?P =5 (accessed on 19 January 2022).
- 28) Zaheer, A.; Covic, G.A.; Kacprzak, D. A Bipolar Pad in a 10-kHz 300-W Distributed IPT System for AGV Applications. IEEE Trans. Ind. Electron. 2014, 61, 3288–3301.