

車両上部へのマイクロ波無線給電システムにおける 5.8 GHz 帯送電アンテナの研究

久保勇太 篠原真毅 三谷友彦 石川峻樹

京大生生存圏研究所 〒611-0011 京都府宇治市五ヶ庄

E-mail: {y-kubo, shino, mitani, i-takaki}@rish.kyoto-u.ac.jp

あらまし 電気自動車への給電方式として、これまでの先行研究とは異なる新しいマイクロ波無線給電方式を提案する。ISM 帯の周波数 5.8 GHz において、アンテナ素子がパッチアンテナで構成される送電アンテナアレイを設計した。提案する給電方式における送電条件として、受電レクテナアレイで均一電力分布となるフラットなビームパターンが要求される。このフラットビームを求めるために遺伝的アルゴリズムを用いて励振位相・振幅の最適化を行ない、計算機実験上でフラットビームが得られた。また実際にフラットビームが得られるか検証するため、周波数 5.8 GHz のフェーズドアレイを用いてビームフォーミング実験を行った結果、計算値とよく一致する放射パターンが得られ、フラットビームを実証することできた。

キーワード 電気自動車, フラットビーム, 遺伝的アルゴリズム, マイクロ波無線電力伝送

Study on Transmitting Antennas at 5.8GHz in Microwave Wireless Power Supply System to Vehicle Roof

Yuta KUBO Naoki SHINOHARA Tomohiko MITANI and Takaki ISHIKAWA

Research Institute for Sustainable Humanosphere, Kyoto University Gokasho, Uji-shi, Kyoto, 611-0011 Japan

E-mail: {y-kubo, shino, mitani, i-takaki}@rish.kyoto-u.ac.jp

Abstract This paper presents microwave wireless power supply systems for electric vehicles using a new charging method. We designed one/two dimensional transmitting array antennas comprising patch elements at the 5.8 GHz ISM band. The excitation phases and amplitudes were optimized by using Genetic Algorithm in order to find out their optimum combination that yields flat-topped radiation patterns. The numerical results indicated that the optimized phases and amplitudes can form flat-topped patterns. To validate the practicability of flat-topped patterns, we also conducted beam-forming experiments using a phased array antenna at 5.8 GHz. We successfully demonstrated that the measured radiation pattern was consistent fully with that of simulation results.

Keyword Electric Vehicle, Flat-topped Beam, Genetic Algorithm, Microwave Power Transmission

1. 研究背景・目的

二酸化炭素排出低減、大気汚染防止、ガソリン消費量低減などの観点から電気自動車のさらなる普及が期待されている。しかしながら、蓄電池の蓄電容量の制約が原因で、電気自動車の飛躍的な普及に至っていないのが現状である。蓄電池は高価で重厚であることはもちろんのこと、現状では蓄電容量が小さいため一回の充電で走行できる距離が短い。したがって頻繁に充電を行わなければならないことに加え、一回の充電にかかる時間が数十分から数時間と長時間に及ぶ。このように、蓄電池の性能限界から生じる様々な問題が原因で、普及において大きな進展が見られない。

電気自動車の普及へのアプローチとして、大きく分けて 2 つあると考えられる。ひとつは、エネルギー源

を積載する、すなわち従来どおり蓄電池を搭載する方法である。この方法で電気自動車がさらなる普及をすすめるためには、大蓄電容量かつ小型かつ軽量の蓄電池の飛躍的なイノベーションが必要であると考えられる。一方、もうひとつのアプローチとして、エネルギー源を積載しない方法が挙げられる。すなわち、高性能な蓄電池の発展を必要とせず、従来どおりの蓄電池を用いたまま走行中に外部から給電を行うという方法である。この手法を用いれば蓄電池由来の様々な問題を回避することができ、電気自動車の普及につながると考えられる。

本研究グループでは走行中の外部給電の方式として、マイクロ波を用いた無線給電方式について研究を行ってきた。これまでの先行研究においては、道路の

床に設置された送電アンテナから、車両の腹の部分に搭載された受電アンテナに対して送電を行っていた[1]。送電アンテナから放射された電力のうち、受電アンテナに到達する電力の割合を「伝送効率」と定義すると、実験で76%という伝送効率が達成された。しかしながら、送電アンテナと受電アンテナの距離が近いことにより相互結合が生じ、送電距離に応じて送受電アンテナの給電点の物理的構造を変えてインピーダンスを整合し直さなければならないという問題があった。

そこで本研究では、数メートルオーダーの距離を確保することができる車両上部への給電方式を提案する。この方式により比較的送電距離を保つことができるため、相互結合を改善・排除できると考えられる。また、マイクロ波無線伝送本来の長距離性を発揮でき、ビームを指向させて自動車を追従することもできると考えられる。自動車のなかでも、とりわけ大型車両を対象とする。小型車よりも化石燃料消費が多いため、大型車こそさらなる電化が達成されなければならない。また、長距離の走行において大型冷蔵トラックのアイドリングが大きな問題となっているため、アイドリングストップのために十分な電力を外部無線給電することが本研究の目的である。本稿では、マイクロ波無線給電システムのための送電アンテナの設計に焦点を当て、後に述べる送電条件を満足するような放射パターンを求めることを目的とする。

2. 給電システム

車両へのマイクロ波無線給電システムを図1に示す。送電スタンドの先に送電アンテナを取り付けた構造である。緑色で示しているように送電アンテナからビームを放射し、車両の屋根に搭載されたレクテナに向けて給電を行うことを想定する。

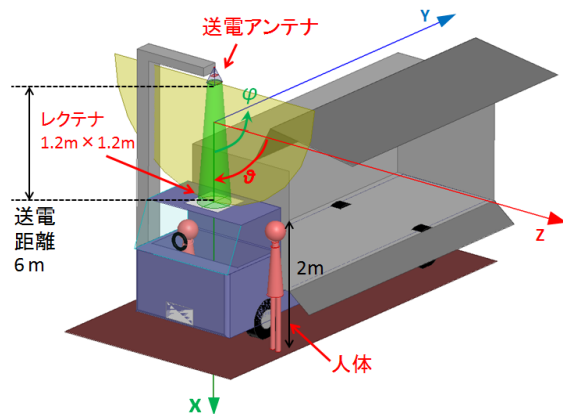


図1: 移動体無線給電システム

移動体車両への給電の場合、送電距離は4 mから10 mとなること、および実験環境の大きさを考慮し、送電距離6 mにおける計算機実験の結果を中心に述べる。

3. 送電条件

図1で示したシステムにおいては以下の3の送電条件が必要となる。

- (i) レクテナ受電面に電力を集中させ高伝送効率を達成する。
- (ii) レクテナ受電面の外において生体の安全性を十分に確保する。
- (iii) レクテナの受電制約を考慮して受電面でフラットビームを形成する。

図1の緑色で示したビームは理想的なビームの様子で、レクテナ枠内に電力が集中し、レクテナ枠外においては極めて電力が小さいというビームである。このような、ビームを形成できれば送電条件の(i)、(ii)を満足することができる。これらの条件に加えて(iii)も重要である。現在開発が進められているレクテナの入力耐電力は、アンテナ受電面積で換算すると $1200\text{mW}/\text{cm}^2$ であり、受電面の中央付近に集中的に電力を放射することはできない。すなわち、レクテナ枠内において電力の均一化を行う必要がある。また、レクテナ素子のRF-DC変換効率は入力強度依存性をもっており、アレイ受電面において各レクテナ素子の入力強度の差が大きい場合には各レクテナ素子が最適変換効率で動作せず、アレイ全体としての変換効率の低下につながる。したがって、レクテナのアレイとしての制約条件からも、ビームパターンがフラットである方が望ましい。

送電距離6 mにおける一次元受電領域の受電電力密度のグラフと、送電条件として要求される放射パターンを図2に示す。一次元受電領域を、レクテナ領域、ガード領域、ガード領域外の3つの領域に分ける。一次元受電領域の中心からの距離を x, x' のポインティングベクトルの大きさを $S(x)$ とする。レクテナ範囲を $-\beta$ から β とし、以降の解析において $2\beta = 1.2\text{ m}$ で一定とする。この範囲において電力密度が a となればフラットな均一電力密度のパターンが形成できる。なお、フラット部分のリプルが 0.5 dB 以内であれば、「フラットである」と定義することにした。レクテナ両端のガード領域とはメインビームの遷移を許す領域であり、防護指針に定められている安全基準電力密度 $1\text{ mW}/\text{cm}^2$ を超えてもよい領域とする。この領域をレクテナ両端に 0.3 m ずつ設ける。ガード領域より外側においては $1\text{ mW}/\text{cm}^2$ を下回る電力密度でなければならない。ガード領域とガード領域外との境界線よりも少しレクテナ側の位置を ζ とする。この ζ は後の計算で用いる。

以上に示した3つの送電条件を満たすような送電アンテナを設計するために、周波数5.8 GHzにおいて送

電アンテナの解析を行った。

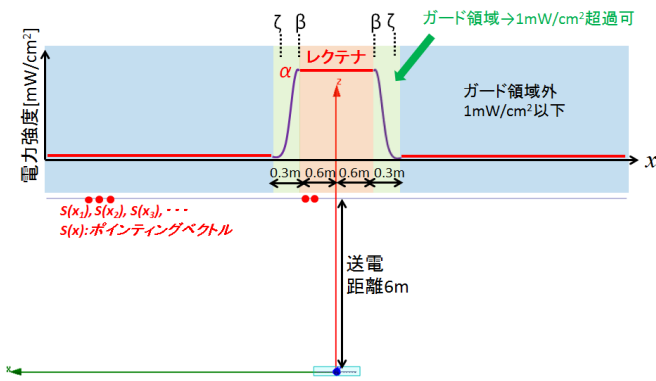


図 2: 一次元における各領域と要求される送電条件

4. 周波数 5.8GHz の送電アンテナアレイの解析

送電アンテナとしてアレイアンテナを採用することとした。薄型のアンテナアレイを設計するために平面アンテナであるパッチアンテナを採用した。5.8GHzにおいて設計したパッチアンテナを図3に示す。アンテナとグランドの間を空気層とすることで、基板として誘電体を用いないため誘電損失を失くすことができ、結果的に放射効率および利得を大きくすることができる。また、空気層であれば誘電破壊防止にもつながり[2]、kW級の電力を扱う本システムのためのアンテナ設計において適していると考えられる。図3のパッチアンテナを縦32素子×横32素子となるように配列し、図4のようなパッチアレイアンテナを設計した。表1にアレイアンテナの諸元を示す。各アンテナ素子は位相と振幅を変化させることができるものとした。

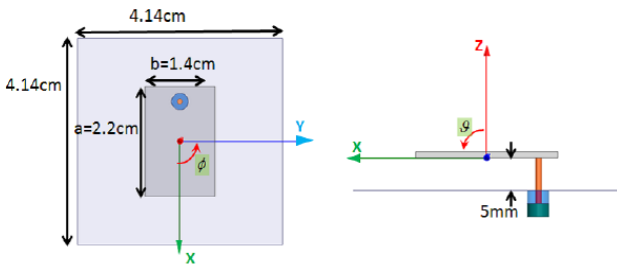


図 3: 5.8GHz用のパッチアンテナの寸法

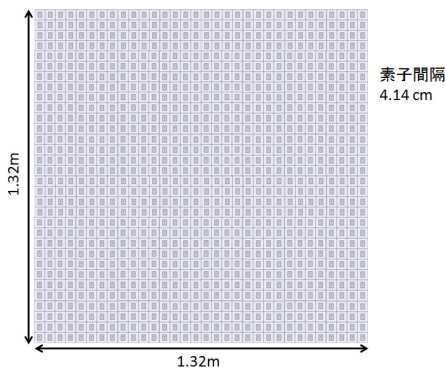


図 4: 5.8GHz用の1024素子(32×32)アレイアンテナ

表 1: 送電アレイアンテナの諸元

周波数	5.8 GHz
アンテナの種類	直線偏波方形パッチ
アンテナ素子数	1024 (32×32)
移相器	5 ビット
励振振幅	5 ビット
素子配置	四角配置
素子間隔	4.14 cm (0.8 λ)
送電電力	10 kW

4.1. 遺伝的アルゴリズムを用いた最適化

送電条件で示した3項目を満足するようなビームを形成するために、1024素子の位相・振幅の計算を行った。アレイアンテナの位相は5ビットで制御可能であるとした。また、振幅についても5ビットで制御するものとした。位相・振幅で合計10ビットであるため、一素子あたり 2^{10} 通りの位相・振幅を出力できることになる。1024素子すべての素子が10ビット制御可能であるため、 $(2^{10})^{1024} \approx 10^{3000}$ 通りの放射パターンの組み合わせが存在する。時間的制約上、この膨大な組み合わせの中から、フラットビームを形成できる解を逐次探索のような手法で探索するのは困難である。このように数理科学的方法に基づく最適化手法が計算時間制約や計算空間制約から必ずしも容易に解くことができない特定の問題について最適解を得る方法として、ヒューリスティックアルゴリズムが有効であることが広く認められている。ヒューリスティックアルゴリズムとは、必ず正しい答えを導けるわけではないが、ある程度のレベルで正解に近い解を得ることが出来る方法のことである。本研究においては、本研究グループの先行研究において遺伝的アルゴリズムを用いた実績があることを考慮し[3]、メタヒューリスティックアルゴリズムの一種である遺伝的アルゴリズムを用いて、フラットビームを形成すべく励振位相・振幅の最適化を行なった。また、本研究では、先行研究で利用されていたソフトウェアに含まれている手法の中で、SPEA2と呼ばれる手法を用いることにした[4]。

遺伝的アルゴリズムとは生物進化における遺伝の考え方を応用した最適化手法のことである。一般的に、1変数を遺伝子と呼ばれるビット列に変換し、多変数の場合これを組み合わせて染色体を構成する。この染色体に進化過程の突然変異、交叉などの不規則なビット変化を起こすことにより、効率かつ大域的に最適解を探索することができるという特徴があり、多峰性が強い問題に対して高い最適化性能を示す。また、明示的な勾配情報を必要としない探索法であるため、適切な評価関数の設定ができれば非線形関数や不連続関数などの最適化問題に適用可能である[5]。

効率的な探索ができるとはいえ 10^{3000} 通りの組み合

わせは膨大である。そこで、二次元 1024 素子で最適化を行うのではなく、一次元に次元を下げて最適化を行うことにした。なお、一次元 32 素子での解の組み合わせは $(2^{10})^{32}=10^{96}$ 通りとなる。一次元で最適化を行いこれより得られる位相分布を二次元に拡張することによって二次元位相分布を得ることとした。一次元における目的関数を以下に示す。

$$ML = \sum_x (\alpha - S(x))^2 \dots (-0.6\text{m} \leq x \leq 0.6\text{m}) \quad (1)$$

$$SL = \sum_x S(x) \dots (0.75\text{m} \leq |x|) \quad (2)$$

$$P_f = \sum_x S(x) \dots (-0.6\text{m} \leq x \leq 0.6\text{m}) \quad (3)$$

$$P_t = \sum_x S(x) \dots (-10\text{m} \leq x \leq 10\text{m}) \quad (4)$$

$$\eta = \frac{P_f}{P_t} \quad (5)$$

$$SUM = ML + SL + \frac{10}{\eta} \quad (6)$$

図 2 で示した β を 0.6 m とし、この範囲における電力密度 α と $S(x)$ の二乗誤差合計を ML とする。すなわち、 ML はメインローブのフラット化に寄与する項である。また、図 2 で示した ζ を 0.75 m とし、0.75 m より外側の範囲における $S(x)$ の和を SL とする。すなわち、 SL は不要放射を抑制に寄与する項である。 P_f はフラット部分における電力和で、 P_t は一次元領域全体の電力和のことである。 η はこれらの比で表され、伝送効率の項である。 ML 、 SL 、および η に重み付けをして足したものを評価関数 SUM とする。最適化により評価関数 SUM を最小化することで、レクテナにおいて $S(x)$ が α に収束し、レクテナ枠外において $S(x)$ がゼロに収束する。また、伝送効率が大きくなる方向に収束する。なお、収束しているかどうかの判断に関しては、横軸に計算世代数、縦軸に評価関数 SUM の値として、定性的に見て評価関数のグラフの傾きが明らかに変化していない状態から、さらに数千世代程度余裕をもった世代数で計算を終了している。位相・振幅はランダム初期値として最適化を行なった。

4.2. 遺伝的アルゴリズム最適化による一次元の解析結果

送電距離 6 m とした場合に、最適化により得られた位相・振幅分布を図 5 に示す。また、このときの放射パターンを図 6 に示す。放射パターンの計算には、各素子からの電界ベクトルを重ね合わせて計算する電界合成法を用いた。図 6 より、レクテナの範囲である幅

1.2 m において、フラットな放射パターンが形成されていることがわかる。フラット部分のリプルは 0.3 dB となった。またメインローブがガード領域内に収まっていることがわかる。しかしながら、サイドローブが安全基準 1 mW/cm^2 を超えているため、よりサイドローブを抑制できる適切な解を見つける必要がある。

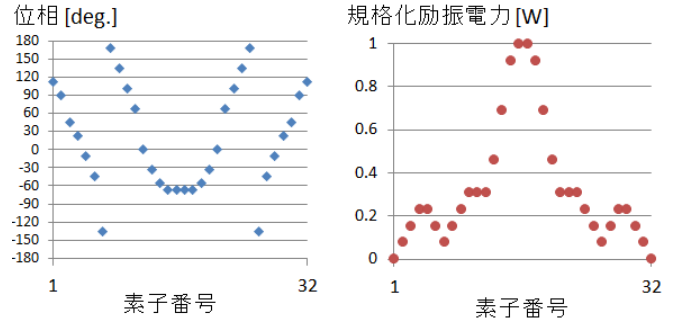


図 5: 一次元最適化により得られる位相・振幅分布

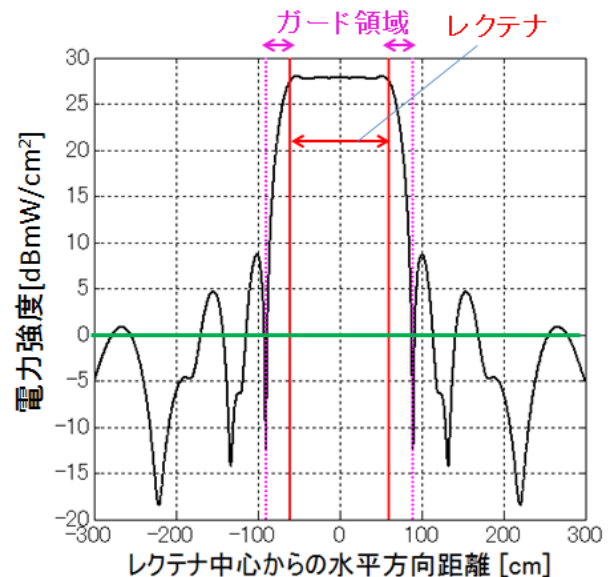


図 6: 一次元最適化により得られる放射パターン

4.3. 二次元への拡張

次に一次元最適化により得られた位相・振幅分布を二次元に拡張する。縦方向の一次元 32 素子配列において、各素子の励振位相を θ_n 、励振電力を A_n とすると、各素子は式(7)中の縦ベクトルのように表される。また、横方向の一次元 32 素子においても同様に、各素子の励振位相を ϕ_n 、励振電力を B_n とすると、式(7)中の横ベクトルのように表される。1024 素子への拡張については、これらの縦ベクトルと横ベクトルの積として 32 素子×32 素子の行列を得ることができるので、この値を各素子の位相・振幅とすればよい。今、横ベクトルおよび縦ベクトルともに図 5 の位相・振幅分布を用いるので、 $A_n = B_n$ 、 $\theta_n = \phi_n$ ($n = 1, 2, \dots, 32$) である。

$$\begin{bmatrix} A_1 B_1 e^{j(\theta_1 + \varphi_1)} & A_1 B_2 e^{j(\theta_1 + \varphi_2)} & \dots & A_1 B_n e^{j(\theta_1 + \varphi_n)} \\ A_2 B_1 e^{j(\theta_2 + \varphi_1)} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ A_n B_1 e^{j(\theta_n + \varphi_1)} & \dots & \dots & A_n B_n e^{j(\theta_n + \varphi_n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 e^{j\theta_1} \\ A_2 e^{j\theta_2} \\ \vdots \\ A_n e^{j\theta_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 e^{j\varphi_1} & B_2 e^{j\varphi_2} & \dots & B_n e^{j\varphi_n} \end{bmatrix} \dots (7)$$

得られた位相・振幅分布を図7、および図8に示す。このときの電界合成法による二次元放射パターンを図9に示す。図9より、レクテナの四角形状に合うような分布をみることができる。このときの伝送効率は73.2%、フラット部分での平均電力密度は508 mW/cm²となった。なお、サイドローブが安全基準0 dBmW/cm²を超えていることが確認される。

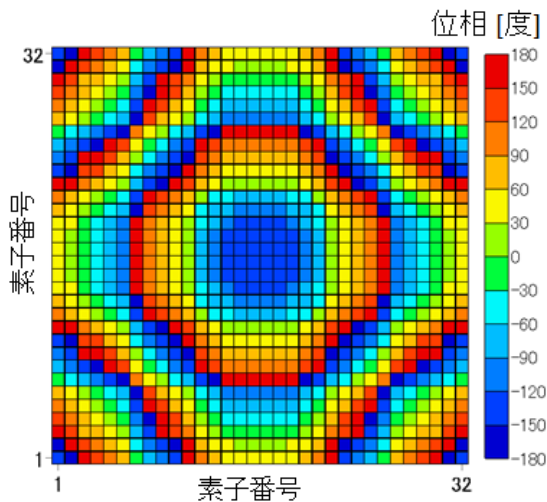


図7: 二次元拡張して得られる位相分布

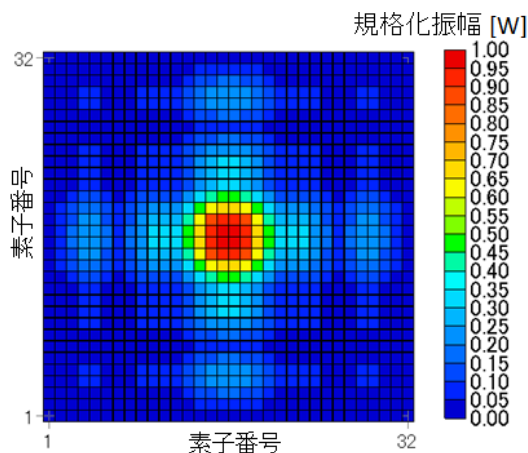


図8: 二次元拡張して得られる振幅分布

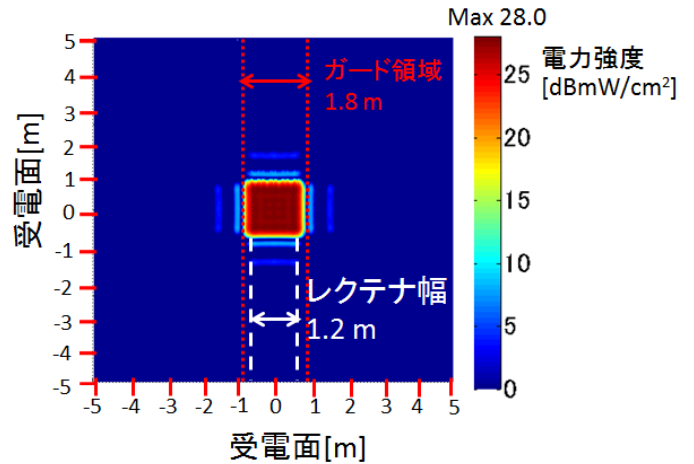


図9: 送電距離6mにおける二次元電力分布

4.4. 伝送距離変化に伴う伝送効率の変化

送電距離を2mから10mまで1m間隔で変更させた場合のフラットビームの伝送効率の比較を行った。伝送効率の変化を図10に示す。なお、各送電距離において遺伝的アルゴリズムによる最適化を行った。比較的近傍の2mから4mにおいては伝送効率が80%を超えており、比較的遠方においても60%を維持していることがわかる。また、送電距離3mのところで効率が低下しているが、原因としては、近傍界であるため必ずしも距離に応じて伝送効率が変化しないこと、目的関数がそれぞれ異なること、遺伝的アルゴリズムの特性ゆえ必ずしも良好な解が得られないこと、などが挙げられる。すなわち、これらの様々な要因により各送電距離によって差が生まれ、結果的に遠方界でみられるような距離に比例した伝送効率変化が現れないと推測できる。

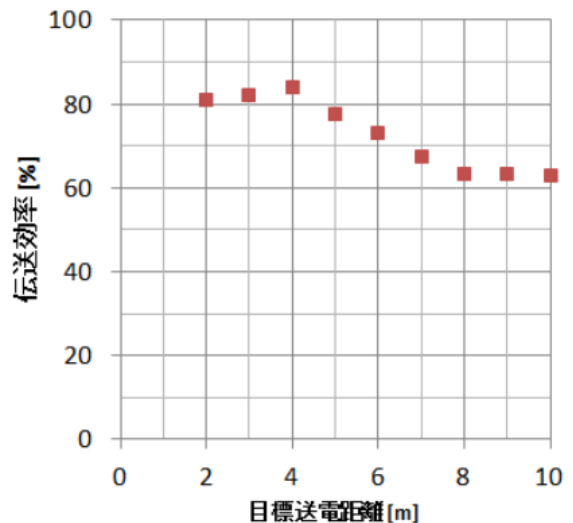


図10: 目標送電距離を変化させる場合の伝送効率の変化

5. A-METLAB フェーズドアレイを用いた実験

ここまでは計算機実験による解析について述べてきた。本節では実際にフラットビームが得られるかどうか検証するため、京大生存圏研究所の高度マイクロ波エネルギー伝送実験棟 A-METLAB (Advanced Microwave Energy Transmission LABORatory)に導入されているフェーズドアレイを用いて、フラットビームの実証実験を行なった。用いたフェーズドアレイを図 11 に、アンテナ部分の拡大図を図 12 に示す。測定環境を図 13 に示す。フェーズドアレイの諸元を表 2 に示す。位相については 5 ビットで制御可能であるが、振幅については制御できず全素子等振幅となっている。送電距離を 6.45 m と設定し、解析より得られる放射パターンと実験より得られる放射パターンの比較を行った。

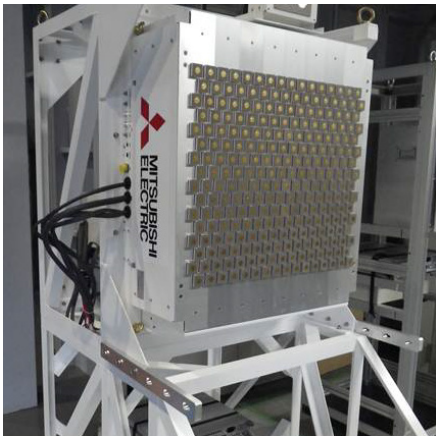


図 11: 256 素子フェーズドアレイ

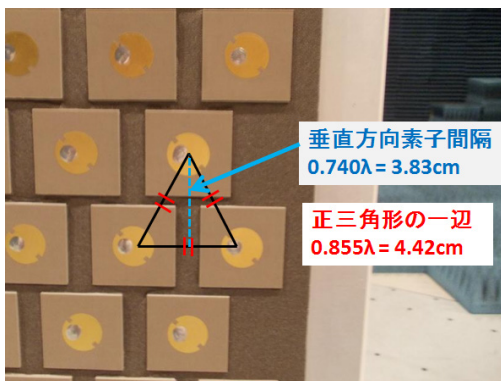


図 12: アンテナ部分の拡大図

表 2: A-METLAB フェーズドアレイの諸元

周波数	5.8 GHz
アンテナの種類	右旋円偏波円形パッチ
アンテナ素子数	256
移相器	5 ビット
励振振幅	全素子等振幅
素子配置	正三角配置
素子間隔	4.42 cm
送電電力	1.9 kW

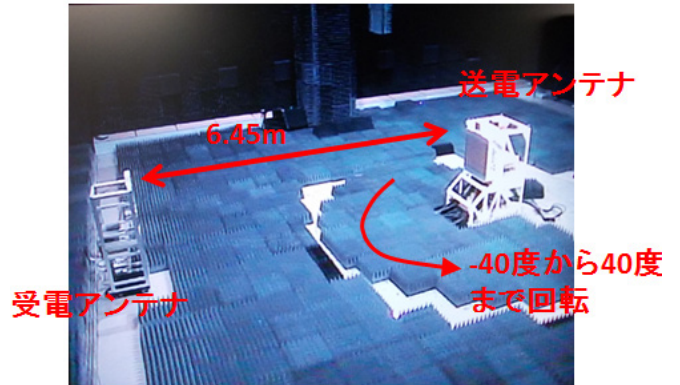


図 13: 測定環境、送電アンテナ、受電アンテナ

5.1. 遺伝的アルゴリズムを用いた最適化

まず、フラットビームを形成するための 256 素子の位相の計算を行った。フェーズドアレイの位相は 5 ビットで制御可能であるため、一素子あたり 32 通りの位相を出力できることになる。256 素子すべての素子が 5 ビット制御可能であるため、 $(2^5)^{256} \approx 10^{385}$ 通りの放射パターンの組み合わせが存在する。効率的な探索ができるとはいえ 10^{385} の組み合わせは膨大である。そこで、二次元 256 素子で最適化を行うのではなく、一次元に次元を下げて最適化を行うことにした。その際、256 素子の三角配置を、256 素子の四角配置と仮定すると、16 素子×16 素子のアレイであると考えられることができる。一次元の 16 素子を考え、一次元で最適化を行いこれより得られる位相分布を二次元に拡張することによって二次元位相分布を得ることにした。一次元の目的関数を以下に示す。なお、位相・振幅ともに変化させることができる場合に比べて、位相だけの最適化の場合にはフラット化が難しいため、評価関数 SUM において ML に係数 1000 の重みを付けて最適化を行った。

$$ML = \sum_x (\alpha - S(x))^2 \dots (-0.6m \leq x \leq 0.6m) \quad (8)$$

$$SL = \sum_x S(x) \dots (0.7m \leq |x|) \quad (9)$$

$$SUM = 1000ML + SL \quad (10)$$

送電アンテナは先に述べたように一次元の 16 素子を考えるが、図 12 に示すように素子間隔が正三角配置であるため、水平方向と垂直方向では素子間隔が異なることがわかる。すなわち、水平方向は表 2 で示した素子間隔の 4.42 cm となるが、垂直方向は擬似的に素子間隔を決定する必要がある。図 12 に示すように、垂直方向の擬似的な素子間隔を 3.83 cm とした。

実験において送電距離を 6.45 m における放射パターンを測定することを予定していたため、計算におい

でも送電距離 6.45 m とした場合を仮定して最適化を行なった。なお、水平方向および垂直方向ともに位相の初期値をランダム初期値とした。

水平方向に関して最適化により得られた位相分布を図 14 に、これより求まる電界合成法による放射パターンを図 15 に示す。また同様に、垂直方向に関しても位相分布を図 16 に、放射パターンを図 17 に示す。図 15 および図 17 より、水平方向および垂直方向ともにレクテナの範囲においてフラットなパターンが形成されていることがわかる。

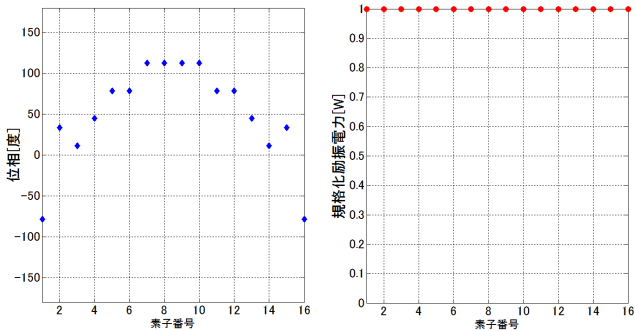


図 14: 水平方向の位相・振幅分布

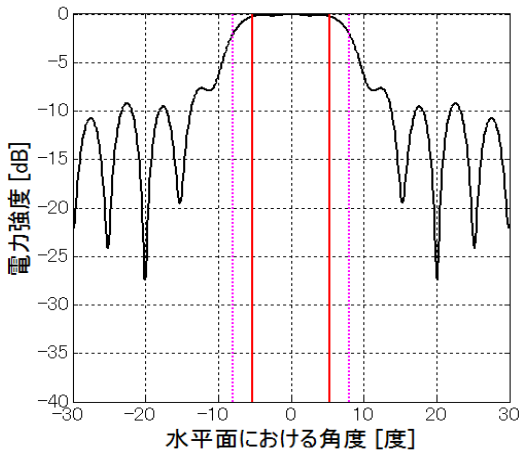


図 15: 水平方向の一次元放射パターン

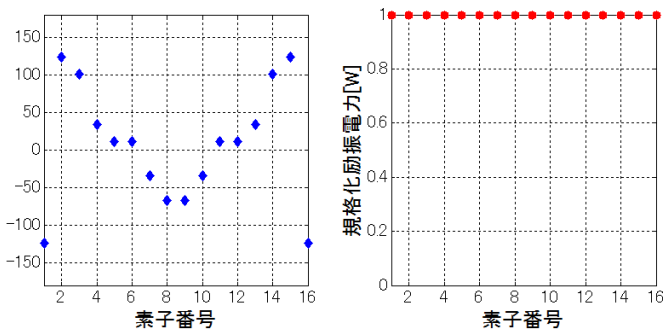


図 16: 垂直方向の位相・振幅分布

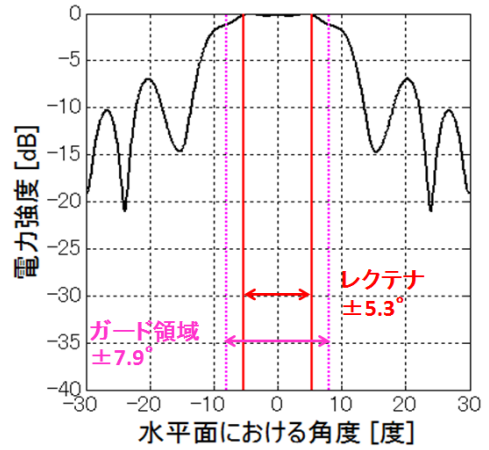


図 17: 垂直方向の一次元放射パターン

図 14 と図 16 より水平方向および垂直方向の位相分布が求まった。二次元に拡張するために、先と同様に式 (7) を用いて拡張を行なった。求まった位相分布を図 18 に示す。また、これより得られる電界合成法による放射パターンを図 19 に示す。図 19 の放射パターンにおいて、伝送効率は 23.1% となる。

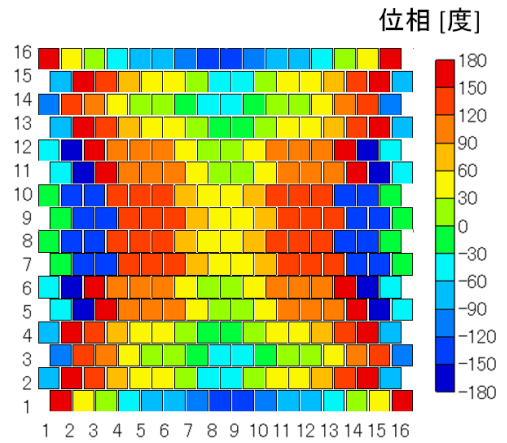


図 18: 256 素子の位相分布

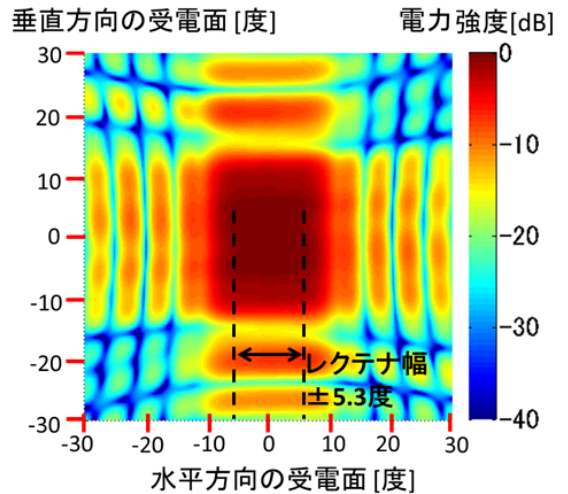


図 19: 位相分布より得られる二次元放射パターン

5.2. 測定結果

図 13 の測定設備において、回転台を-40 度から 40 度まで水平方向に回転させ、一次元の放射パターンの測定を行なった。測定結果を図 20 に示す。図 20 には、遺伝的アルゴリズムでの計算手法である電界合成法の水平方向一次元放射パターン、および電磁界シミュレータ HFSS より求められた水平方向一次元放射パターンを併せて示す。

実験値と HFSS ではメインローブとサイドローブともに概型が非常によく一致していることがわかる。ヌル点もほぼ一致しており、測定に際しての距離や位置の誤差は小さかったと考えられる。受電面中央においてわずかに電力強度が大きくなっており電界合成法のようにフラットにはなっていないが、その凸形状はフラット部分における最大値と最小値の差が 0.8 dB 程度に収まっている。実験と HFSS では概型が良く一致している一方でわずかに差が生じるのは、実験のフェーズドアレイには 5 ビット移相器の丸め込み誤差などがあるためであると考えられる。HFSS の方の問題点としては、解析時に十分収束していないこと、およびモデル化誤差などが挙げられる。また、GA 最適化で用いている電界合成法が HFSS や実験値の結果と異なっているが、これは電界合成法に用いる数式の放射界近似式と、HFSS および実験に用いる放射界に差があるためであると考えられる。すなわち、実際には送電アンテナにおいて相互結合が生じていて、HFSS ではそれを考慮した解析が行われていると考えられる。なお、実験値および HFSS において現状の 0.8 dB のリップルよりさらにフラット化を目指す場合は、HFSS で計算した放射パターンを遺伝的アルゴリズムの計算にフィードバックする必要があると考えられる。

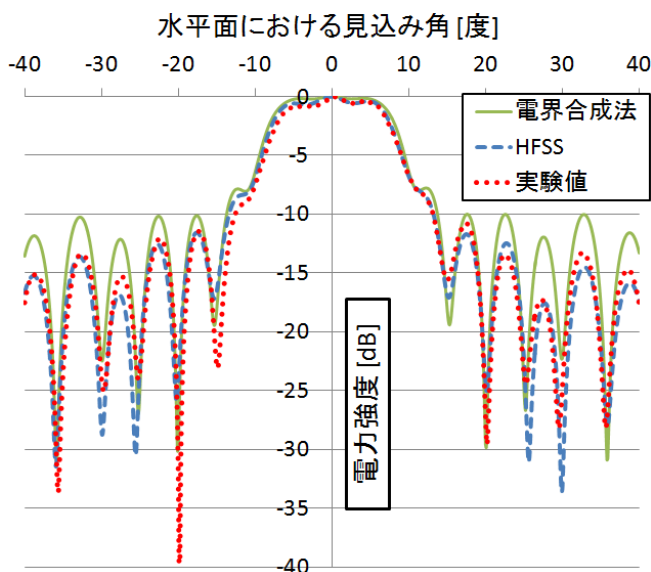


図 20: 実験および解析の水平方向一次元放射パターン

6. 結論

送電条件で示した 3 項目を満足する放射パターンを求めるために遺伝的アルゴリズムを用いた励振位相・振幅の最適化を行った。一次元最適化で得られた位相・振幅を一次元ベクトルとし、このベクトルを掛け合わせるにより二次元への拡張を行なった結果、レクテナで均一電力パターンを得ることができた。5.8 GHz、アンテナ素子数 1024、送電距離 6 m、レクテナ 1.2 m 角の条件のとき伝送効率 73.2%となった。しかしながら、サイドローブの抑制が十分ではないため、より適切な解を探索しなければならないことが分かった。

計算機実験だけでなく、実際にフラットビームを形成できるか検証するために、実機を用いた実証実験を行った。電界合成法、HFSS、測定値の 3 つの放射パターンにおいて良い一致が見られ、実際にフラットビームを形成することができた。

7. 謝辞

数値計算は京大生存圏研究所の共同利用研究プロジェクトとして電波科学計算機実験装置(KDK)を用いて行われた。

遺伝的アルゴリズムのプログラムは、同志社大学工学部知識工学科知的システムデザイン研究室が開発した多目的遺伝的アルゴリズムプログラムを使用した。

文 献

- [1] 小泉昌之, “電気自動車のマイクロ波無線充電における送受電システムの研究,” 京都大学大学院工学研究科電気工学専攻, 修士論文, 2010.
- [2] 須賀良介, 楢田形田偏波パッチアンテナを用いた電子レンジの加熱特性改善に関する基礎検討, 電子情報通信学会総合大会, エレクトロニクス講演論文集 1, Mar. 2012.
- [3] K. Hashimoto, S. Nijima, M. Eguchi, and H. Matsumoto, “Optimization of uniformly excited phased array for microwave power transmission,” Proceedings of ISAP2007, 3B1-2, Niigata, Japan, Aug. 2007.
- [4] 新島壮平, “マイクロ波送電における均一振幅フェーズドアレイの最適化,” 京都大学大学院情報科学研究科通信情報システム専攻, 修士論文, 2003.
- [5] 染谷博司, “グリッド環境に適した遺伝的アルゴリズムによる最適化,” 統計数理, vol.52, no.2, pp.381- 391, 2004.