## 表面に多数の形状変化放射部を持つ誘電体アンテナの指向性合成

### 久保 洋 山口大学工学部電気電子工学科助教授

### 1 目的

自動車衝突防止レーダや無線LAN等、新しいミリ波応用システムが提案されている。これらのシステムのアンテナには 強い指向性や反対に低利得な広角指向性等、それぞれの必要に応じて種々の放射特性が要求される。誘電体ロッド導波路 はミリ波・光領域における低損失な伝送路であり、従来からこれをアンテナとして利用することが考えられてきた。ポリ ロッドアンテナは、先端のテーパの角度を変え、周期構造誘電体アンテナは周期を変化させることで、それぞれの放射特 性が変わる。しかし、特定の指向性を実現するほどの自由度はない。周期構造誘電体アンテナは、周期的な形状変化部よ り電磁波が外部に放射され、周期と導波路の伝搬モードの位相定数により、ある角度への強い放射が起こる。その形状変 化部を等間隔ではなく、適切に配置することで指向性を含成することが考えられる。

本稿では、誘電体ロッド導波路に形状変化部を多数設け、これを最適に配置することによる指向性合成を考える。まず 誘電体ロッドアンテナの放射特性を求めるためにFDTD法を用いた解析プログラムを作成し形状変化部単体からの放射特 性や変化部における入反射特性を求める。所望の指向性を実現する形状変化部の最適な配置を得るために放射特性計算を 繰り返さなければならない。解析プログラムではかなりの計算時間を必要とするため、これを使って指向性合成を行うこ とは難しい。従って、短時間で放射特性を計算する必要がある。このためまず形状変化部における波の関係を4端子回路 表現し、近似的な放射特性の定式化を行う。形状変化部が近接すると相互に影響し、放射特性が変化することが考えられ る。そこで前述の4端子回路表現を用いた放射特性計算法に形状変化部間の影響を取り込み精度を高める。そしてこの計 算法を遺伝アルゴリズムに組み込み指向性合成を行う。最後に合成結果を用いて誘電体アンテナを製作しその特性を実験 的に確認、検討する。

2 FDTD法による放射特性解析

図1に形状変化部を持つ誘電体ロッドアンテナの概形を示す。軸対称な形状変化部を誘電体ロッド導波路の表面に適切 な間隔で配置している。この導波路を一様な誘電体ロッド導波路の基本モードであるHE<sub>11</sub>モードで励振する。一様な導波 路部分の半径hは基本モードのみが伝搬するように選ばれている。このような誘電体導波路の特性をここではFDTD法を用 いて解析を行うが、3次元形状を持つため解析空間を区切るセルの数が大きくなり、このまま計算を行うことは計算機の 容量や時間の点で難しい。導波路が軸対称であることと、伝搬モードの界分布の 方向への依存性が解析的に分かってい ることを利用すれば、FDTDの定式化で変数 をうまく落とすことが可能となる。これにより単に計算が可能になるだけ でなく、より大きな領域が取り扱え精度の向上が図られた。



## 図1 形状変化部を持つ誘導体ロッドアンテナ

## 3 形状変化部での波の入出力関係

多数の形状変化部を持つ誘電体ロッド導波路の放射パターン合成で用いる放射特性計算法について説明する。図 2 (a)は 誘電体ロッド導波路の表面に設けられた形状変化部の1つを示す。ここに-z 、 +z方向から基本モードの波が入射する。これらの入射波の振幅と位相を複素量 $a_{in1}$ 、 $a_{in2}$ で表す。形状変化部から出てきた基本モードの波はそれぞれ複素量 $a_{out1}$ 、 $a_{out2}$ で表す。これらの複素量はそれぞれ基準面1及び2における量とする。形状変化部を図2(b)に示すように4端子回路表現すると、次式が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} a_{inl} \\ a_{out1} \end{bmatrix} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} a_{in2} \\ a_{out2} \end{bmatrix}$$
(1)  
$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{T_1} & \frac{I}{T_1} \\ \frac{I}{T_1} (T_1 T_2 - R_1 R_2) & \frac{R_1}{T_1} \end{bmatrix}$$
(2)

ただし、*R<sub>I</sub>、T<sub>I</sub>*(*I*=1、2)はそれぞれ反射係数、透過係数を表す。また形状変化部から外部に放射されるエネルギーは4端子回路内での損失と考える。



図2(a) 形状変化部での基本モードの入出力



図2(b) 4端子回路表現

図3はN個の形状変化部が設けられた誘電体ロッド導波路を示す。 $a^{I}_{in1}$ 、 $a^{I}_{out1}$ 、 $a^{N}_{in2}$ 、 $a^{N}_{out2}$ はそれぞれ1番目とN番目の形状変化部に出入りする基本モードを表す。これらを用いて図3に示す誘電体ロッド導波路の波の入出力関係を表すと以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} a_{in1}^{l} \\ a_{out1}^{l} \end{bmatrix} = \mathbf{M} \mathbf{A}_{12} \mathbf{M} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{M} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{M} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{M} \cdots \mathbf{M} \mathbf{A}_{N-1N} \mathbf{M} \begin{bmatrix} a_{in2}^{N} \\ a_{out2}^{N} \end{bmatrix}$$
(3)  
$$\mathbf{A}_{nn+1} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\beta L_{nn+1}} \\ e^{j\beta L_{nn+1}} & 0 \end{bmatrix}$$
(4)

A<sub>nn+1</sub>はn番目とn+1番目の形状変化部間の一様な導波路部分の位相変化を表す。 は一様な誘電体導波路の基本モードの位相定数である。L<sub>nn+1</sub>はn番目とn+1番目の形状変化部の間隔を表す。(3)式は近似的な関係式であり、形状変化部で発生すると考えられる高次モードやエバネセントモードの影響は考慮されていない。



### 図3 N個の形状変化部を持つ誘導体ロッド導波路

3.1 連続的に配置した形状変化部

複数の形状変化部を配置間隔0にして誘電体導波路に設けたときの基本モードの透過特性を考える。透過係数を(3)式用 いる方法及びFDTD法で求め、その位相差を図4に示す。本稿においては導波路は**h**=10mm、 <sub>r</sub>=2.0、形状変化部はt<sub>r</sub>= 5.0mm、w<sub>r</sub>= 3.0mm(I=1,2)、周波数11.2GHzで計算している。形状変化部が2個連続した時、FDTD法の結果は(3)式の表 現と比べて位相は-2.32 [deg.]変化していることになる。これは互いに片側にのみ形状変化部が隣接した影響で、各形状変化 部の透過係数が変化したものと解釈できる。この変化分を取り入れるために2個連続した形状変化部に対応する行列表現 を次のように置き換える。

$$\mathbf{M} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{M} \to \mathbf{M} \mathbf{P} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{P}' \mathbf{M}$$
(5)

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \sqrt{p} & 0\\ 0 & \sqrt{p'} \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\mathbf{P}' = \begin{bmatrix} \sqrt{p'} & 0\\ 0 & \sqrt{p} \end{bmatrix} \tag{7}$$

ここでp及びp'は透過波の振幅および位相を補正する複素量である。行列P、P'は形状変化部が右側にだけ隣接した時の補 正、および左側にだけ隣接した時の補正に対応しており、3個以上連続した時の両端における位相補正にも適用される。



図4 透過特性の位相差

形状変化部が2から3以上に増えたとき、増加数1つ当り1.48[deg.]だけ位相変化が減少している。両側に形状変化部が ある場合にはその形状変化部の透過係数の位相が1.48[deg.]だけ減少し、そのような形状変化部の数が増えるためであると 解釈できる。この変化分を取り入れるために両側に形状変化部があるときの行列表現を次のように置き換える。

$$M \rightarrow Q M Q'$$

(8)

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \sqrt{q} & 0\\ 0 & \sqrt{q} \end{bmatrix} \tag{9}$$

$$\mathbf{Q}' = \begin{bmatrix} \sqrt{q} & 0\\ 0 & q' / \sqrt{q} \end{bmatrix} \tag{10}$$

補正行列P、P'、Q、Q'の中のp、p'、q、q'はそれぞれ透過した基本モードの振幅と位相を補正する複素量である。この 補正量はFDTD法による透過特性と一致するように決められる。

以上の置き換えを行うと、図3に示す誘電体導波路の入出力関係は以下のように表される。

$$\begin{bmatrix} b^{T} \text{in1} \\ b^{T} \text{out1} \end{bmatrix} = \mathbf{M} \mathbf{A}_{12} \mathbf{M} \mathbf{P} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{Q} \mathbf{M} \mathbf{Q}'$$
$$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{Q} \mathbf{M} \mathbf{Q}' \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{P}' \mathbf{M} \cdots \mathbf{M} \mathbf{A}_{NN+1} \mathbf{M} \begin{bmatrix} b_{\text{in}2}^{N} \\ b_{\text{out}2}^{N} \end{bmatrix}$$
(13)

各形状変化部への入射波は次のように求める。N番目の形状変化部に+z方向からの入射波がないとして、b<sup>N</sup>in2=0を得る。 これを(13)式に代入し、b<sup>N</sup>out2をb<sup>1</sup>in1を用いて表す。この結果を順次適用していくことでb<sup>n</sup>in1、b<sup>n</sup>in2</sub>が求まる。こうして近 接による影響を考慮した形状変化部へ入射する基本モードの複素振幅を得ることができる。

4 形状変化部からの放射特性

形状変化部からは、そこへ入射する基本モードに応じた電磁波が外部に放射される。図 2 (a)において、-z方向から $a_{in1}$ =1の波が入射した時の形状変化部 1 個の放射特性を $S_{I}($ )とする。また+z方向から $a_{in2}$ =1の波が入射した時の放射特性を $S_{2}($ )とする。形状変化部が隣接しても放射特性に影響を及ぼさないとすると、N個の形状変化部を持つ誘電体ロッド導波路の放射特性f()は、以下のように表される。

$$f(\theta) = \sum_{n=1}^{N} f_n(\theta) e^{jkd_n \cos\theta}$$
(14)

$$f_{n}(\theta) = S_{1}(\theta) b_{in1}^{n} + S_{2}(\theta) b_{in2}^{n}$$
(15)

ただしkは自由空間中の波数、d<sub>n</sub>は形状変化部の中心のz座標を表す。

形状変化部が連続した場合、その放射特性はf()と異なることが予想される。ここではその変化が個々の形状変化部の 放射特性 $S_{I}($ )、 $S_{2}($ )が変わったことによるものと考えて、放射特性計算法に取り込む。図5はm個連続配置された形状 変化部を示している。この図においてi番目の形状変化部には片側だけに形状変化部が隣接しており、その放射特性の変化 を $S_{I}o($ )、 $S_{2}o($ )とする。i+1番目の形状変化部のように両側に形状変化部が隣接する場合、放射特性の変化は $S_{I}B($ )、  $S_{2}B($ )とする。誘電体導波路に連続配置された形状変化部を1つのグループと考えると、全体の放射特性の変化はこれら のグループそれぞれの放射特性の変化の総和になる。従って、アンテナ全体の放射特性の変化 $f_{c}($ )は次式で表される。

$$f_{c}(\theta) = \sum_{group} \left[ \left( S_{1}^{o}(\theta) b_{in1}^{i} + S_{2}^{o}(\theta) b_{in2}^{i} \right) e^{j\delta_{i}} + \sum_{n=i+1}^{i+m-1} \left\{ \left( S_{1}^{B}(\theta) b_{in1}^{n} + S_{2}^{B}(\theta) b_{in2}^{n} \right) e^{j\delta_{n}} \right\} + \left( S_{1}^{o}(\theta) b_{in1}^{i+m} + S_{2}^{o}(\theta) b_{in2}^{i+m} \right) e^{j\delta_{i+m}} \right]$$
(16)

 $S_{I}^{o}()$ 、 $S_{2}^{o}()$ 、 $S_{I}^{B}()$ 、 $S_{2}^{B}()$ は(14)式の放射特性ととFDTD法による放射特性の差を $f_{c}()$ とおくことにより決めることができる。ここでは形状変化部が2個連続した時と3個連続した時の放射特性の結果を用いてこれらの値を決めた。

形状変化部が4個及び5個連続した場合について、f()+f<sub>c</sub>()とFDTD法による特性の差を図6に示す。また近接の影響が考慮されていない放射特性g()とFDTD法との差を比較のために示している。

$$g(\theta) = \sum_{n=1}^{N} \left\{ S_1(\theta) a_{in1}^n + S_2(\theta) a_{in2}^n \right\} e^{jkd_n \cos\theta}$$
(17)

図6は形状変化部が5個連続した時の最大放射量で規格化している。式(17)を用いるとFDTD法との差は-16dBであるが、 近接の影響を考慮することによって差が-30dB以下まで下がっている。



図5 連続配置された形状変化部からの放射





5 遺伝アルゴリズム

本稿では誘電体ロッドアンテナの指向性合成に遺伝アルゴリズムを利用する。これは生物の進化過程を模倣した最適解 探索アルゴリズムである。遺伝アルゴリズムでは導波路上の形状変化部の位置を遺伝子コードとして表現する。導波路軸 方向に離散化された区間に形状変化があれば1、一様な導波路ならば0とする。コードの長さは数10ビットあるので、こ の膨大な組合わせの中から遺伝アルゴリズムを用いて最適なコードを探す。

図7に遺伝アルゴリズムの基本動作を示す。乱数を用いて親の遺伝子を100個作り、これを第1世代とする。これらの遺 伝子の放射特性を計算する時、本稿の放射特性計算法が用いられる。計算された放射特性の目標に対する誤差を求め、誤 差の小さいもの程優れた遺伝子とみなし、全ての遺伝子を順位付ける。この評価を基に優れたもの程高い確率で次世代に



図7 遺伝アルゴリズムの基本動作

遺伝子を残せる親として選択される。選択された2つの遺伝子を交叉させて2つの新しい遺伝子を作る。更に突然変異の 操作を行った後、子の遺伝子とする。また親を選び直し、同様の操作を繰り返し100個の遺伝子を作る。子の遺伝子は次世 代の親の遺伝子となり、進化を繰り返す。このような過程を数100世代、10万回程度の放射特性計算を繰り返した後、最適 な遺伝子を得る。

## 6 合成結果

形状変化部間の影響を考慮した放射特性計算法を組み込んだ遺伝アルゴリズムを用いて指向性合成を行った。導波路近辺の電磁界を2節で説明した解析プログラムを用いて計算し、これから求めた放射界を図8に示す。また形状変化部単体の 透過係数、反射係数を同様のプログラムを用いて求め、これらを式(16)に代入することでアンテナの放射界が求まる。





合成目標はある特定の角度範囲内では一様な大きさのビームを放射し、それ以外の角度では放射が出来るだけ小さな特 性である。ビーム幅30 60 [deg.]、放射角度45[deg.]の指向性合成結果を基に、形状変化部を持つ誘電体ロッドアンテ ナを製作し、その放射特性を測定した。図9に製作したロッドアンテナを示す。アンテナの材質はテフロンを用いている。 実験では円形の金属ホーンを用いて、誘電体ロッド導波路を励振した。また、誘電体ロッド導波路の片側は電波吸収体を 用いて終端されている。図10に測定結果を示す。測定値では、0 15deg.付近に強い放射が見られるが、これは金属ホ ーンからの直接の放射と、終端の不完全によるものと考えられる。それ以外の角度では、計算値に近い特性が得られてい る。



図9 誘導体ロッドアンテナ

製作したアンテナの放射位相特性を図11に示す。位相はビームの中央の角度を基準に表示している。位相測定はマイク ロ波発振器からの信号を2分配した後、一方の信号で誘電体ロッドアンテナを励振しホーンアンテナにて受信する。この



図10 アンテナの放射特性(実験値)

信号と2分配されたもう片方の信号をそれぞれ同じ局発信号によりダウンコンバートしてVHF帯まで周波数を下げた後、 オシロスコープにて位相を比較している。図11において黒丸が実験値であり、計算値による特性を比較のため実線で示し ている。両者は角度によっては差が見られるものの、ビームを形成する角度や全体的な傾向として一致している。



図11 放射特性(位相)

図12に放射角度45[deg.]でビーム幅を30 60、35 55、25 65 [deg.]の3種類に対する合成例を示す。放射させたい角度にビームが形成されていることが分かる。また併せて各ビーム幅に対する形状変化部の配置を示すコードを図 12下部に示している。波はコードの左側から入射し右側へ抜けていく。

形状変化部間の影響が考慮されていない(17)式の放射界表現に基づいて30 60 [deg.]のビームを目標として合成した 結果を図13に示す。得られた合成結果、つまり形状変化部の配置そのものが図12と異なっているのが分かる。比較のため に、このコードに対するFDTD法の結果と本稿で提案した計算法による結果を示している。ビームが形成されている30

60 [deg.]ではほぼ完全にFDTD法の結果と一致しており、近接の影響を考慮することで、よりFDTD法に近い放射特性が得られているのが分かる。またその計算時間はFDTD法に比べ約100万分の1である。

#### 7 結論

本稿では多数の形状変化部を持つ誘電体ロッドアンテナにおいて形状変化部間の近接効果を考慮して指向性合成を行った。まず形状変化部を4端子回路表現する近似的な放射特性法を示した。ここでは形状変化部の近接による放射電磁界への影響を導波路内電磁界および放射界に分けて調べ、導波路内電磁界への影響は透過係数に含め、また放射界へ及ぼす残りの影響は放射界表現式中に項を追加することで取り込んだ。この定式化された放射界表現を遺伝アルゴリズムに組み込み指向性合成プログラムを作成した。実際に合成、製作したアンテナの指向性は設計値と一致し、特に最も重要なビームの形はほぼ完全に重なる。以上の実験結果より本研究で行った放射界表現の有効性が確認された。

また、この方法による計算結果はFDTD法とほぼ同等で、計算時間はFDTD法の約100万分の1に短縮された。よって繰り返し計算を行うことが必要な本研究のような指向性合成問題において非常に有効である。



図12 合成結果



遺伝子コード 0001000000110000111100001111101000000111

# 図13 FDTD法による放射特性との比較

本報告で示したように本アンテナからの放射ビームの角度幅は比較的自由に設計できる。本研究の最終目的である指向 性合成の自由な誘電体ロッドアンテナに近づいたと考える。今後はサイドローブの低減などの高性能化を考えていきたい。 最後になりましたが、本研究へのご助成を賜った電気通信普及財団に深く感謝いたします。

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
結合の影響を考慮した誘導体ロッドアンテナの 指向性合成	平成11年度電気·情報関連学会中国支部 連合大会講演論文集 電子情報通信学会等	1999年10月
形状変化部間の影響を考慮した誘導体ロッド導 波路における放射パターン合成	電子情報通信学会技術研究報告 電子情報通信学会	2000年1月
形状変化部をもつ誘導体導波路による球扇形放 射パターンの合成	電子通信学会2000年総合全国大会講演論 文集 電子情報通信学会	2000年3月
Calculation Method and Patturn Synthesis of Dielecric Rod Waveguide with Variation Sections	CJMW 2000 Conference Proceedings IEEE、IEICE、CIE	2000年4月

<発表資料>