

PSOを用いたWiMAX用U字型折返しダイポールアンテナの広帯域特性に対する寸法形状最適化*

グエン トウワン ハン[†] 森下 久^{†a)} 小柳 芳雄^{††}
 泉井 一浩^{†††} 西脇 眞二^{†††}

Sizing Optimization for Broadband Characteristic of U-Shaped Folded Dipole Antenna for WiMAX by Using PSO*

Nguyen TUAN HUNG[†], Hisashi MORISHITA^{†a)}, Yoshio KOYANAGI^{††},
 Kazuhiro IZUI^{†††}, and Shinji NISHIWAKI^{†††}

あらまし 既に、WiMAX用U字型折返しダイポールアンテナを取り上げ、その広帯域特性について検討している。導体板の端にアンテナ素子を配置する際、導体板の約3.8%の面積を削除することによりWiMAX使用周波数帯の2.3~2.7GHzと3.4~3.8GHz(IEEE 802.16規格)を $VSWR \leq 3$ でカバーするとともに比帯域約50%の広帯域特性が得られている。本論文では、連続変数の最適化問題に優れた粒子群最適化(Particle Swarm Optimization: PSO)手法を用い、有効な目的関数の定式化方法を提案することで、導体板とアンテナ素子の更なる寸法形状最適化について検討する。導体板を削除する検討では、 $VSWR$ 値と削除面積を総合的に評価できる目的関数をPSOに適用し、導体板削除寸法の最適化を行うことで、削除面積を約1%まで低減できるとともに、比帯域約64%の広帯域特性が得られることを確認した。導体板を削除せずアンテナ素子の寸法形状を最適化する検討では、 $VSWR \leq 3$ を満たす周波数の個数を評価する目的関数により、WiMAX使用周波数帯を含む広帯域特性が得られるとともに、アンテナ占有体積を約72%まで低減できることを確認した。また、実験により、最適化計算結果の妥当性を示した。

キーワード U字型折返しダイポールアンテナ, WiMAX, 広帯域, PSO, 寸法形状最適化

1. ま え が き

近年、次世代通信規格と呼ばれるWiMAX(Worldwide Interoperability for Microwave Access)が急速に発展しているのに伴い、それに用いられるアンテナは小形化のみならず[1]、多共振化や広帯域化が求められている[2], [3]。

一方、広帯域特性を有するU字型折返しダイポールア

ンテナ(U-shaped Folded Dipole Antenna: UFDA)は携帯端末用やWiMAX用アンテナとして報告されている[4], [5]。UFDAにおいて整合をとるには、きょう体を簡単に模擬した導体板からアンテナ素子までの高さが重要なパラメータである。WiMAX用アンテナの場合、75mm×31mmの導体板の端にアンテナ素子を配置するが、低姿勢の状態では整合をとるため、導体板を削除する方法が提案された[5]。この方法では、削除面積を最小限に抑えるため、アンテナ素子直下の導体部分を5個のブロックに分けて、1個ずつ削除したときの入力インピーダンス特性の変化について検討している。その結果、導体板の一部(約3.8%の面積)を削除することにより、放射特性を維持したまま $VSWR \leq 3$ でWiMAX使用周波数帯(IEEE 802.16規格)である2.5GHz帯(2.3~2.7GHz)及び3.5GHz帯(3.4~3.8GHz)をカバーできるとともに、比帯域約50%の広帯域特性を得ている。しかしなが

[†] 防衛大学校電気電子工学科, 横須賀市
 Dept. of Electrical and Electronic Eng., National Defense Academy, Yokosuka-shi, 239-8686 Japan

^{††} パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社, 横浜市
 Panasonic Mobile Communications Co., Ltd., Yokohama-shi, 224-8539 Japan

^{†††} 京都大学大学院工学研究科機械理工学専攻, 京都市
 Dept. of Mechanical Engineering and Science, Graduate School of Engineering, Kyoto University, Kyoto-shi, 606-8501 Japan

a) E-mail: morisita@nda.ac.jp

* 本論文は、アンテナ・伝搬研究専門委員会推薦論文である。

ら、導体板の削除面積の最小化や導体板を削除しない場合のアンテナ素子形状の最適化については検討されていない。

最適化手法については、近年、粒子群最適化 (Particle Swarm Optimization: PSO) 手法が特に注目され、多くの研究分野へ適用されている [6], [7]。PSO の有用性としては、他手法と比べ、アルゴリズムとパラメータ設定が簡易であり、離散的設計変数の最適化問題だけでなく連続的・設計変数の最適化問題にも効果的である。また PSO は、一般的に目的関数の収束が速いため、少ない計算回数で最適解に到達しやすいという優越な利点を持っている。

そこで、本論文では PSO を寸法形状最適化に用いて、導体板を削除する場合における最適な削除方法と、導体板を削除しない場合におけるアンテナ素子の最適な寸法設計について検討する。その際、それぞれの場合で導体板またはアンテナ素子の連続的・設計寸法に対して PSO の利点を効果的に発揮できる目的関数の定式化方法を提案する。2. で PSO の概念及びアンテナ基本モデルを示す。3. で、VSWR 値と導体板削除面積を総合的に評価できる目的関数の設定方法により、PSO を導体板削除問題へ適用する方法について述べる。同様に 4. では、周波数の個数を評価する目的関数の設定方法により、PSO をアンテナ素子形状設計問題へ適用する方法を示す。また、それぞれ 3. と 4. で得られた最適結果に対して考察を行い、実験によりその妥当性を確認する。5. でむすびとする。

2. 粒子最適化 PSO の概念とアンテナ基本モデル

2.1 粒子群最適化 PSO の概念

粒子群最適化 PSO は、鳥や魚などのような群れの集団的な行動により、餌を効率良く探索できる動物の習性を模倣するアルゴリズムに基づく最適化手法である [6], [7]。

PSO のフローチャートを図 1 に示す。設計変数が X 、目的関数が $G(X)$ と与えられている最適化問題において、PSO では群れの N 個 ($1 \leq N$) の粒子の位置と速度をそれぞれ X, V とし、粒子間で情報交換を行いながら X, V を逐次的に更新する [6]。各粒子の位置 X に対し、最適化問題の対象モデルを解析する。また、モデルの解析結果に基づき、一つのステップにおいて、各粒子の位置の最適性を順番に目的関数 $G(X)$ で評価する。全粒子で目的関数値の最良値を有する粒

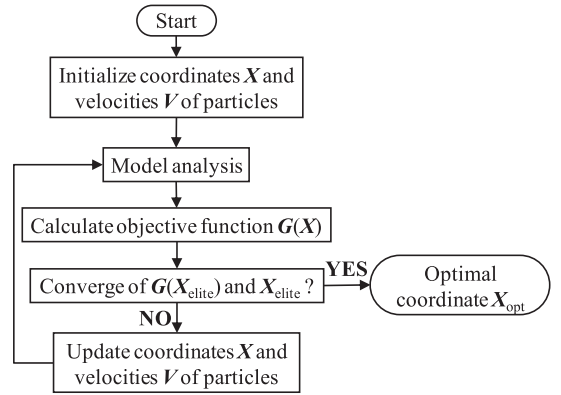


図 1 PSO のフローチャート

Fig. 1 Flowchart of PSO.

子をエリート粒子として 1 個のみ選定し、その位置と目的関数値をそれぞれ X_{elite} と $G(X_{elite})$ とする。なお、目的関数の最良値を有する粒子が複数 (例えば N_e 個, $1 \leq N_e \leq N$) 存在する場合、その N_e 個で、目的関数が一番最初に評価される粒子をエリート粒子として選定する。この選定を M ステップ ($1 \leq M$) にわたり繰り返し、最終的に第 M ステップに得られたエリート粒子の $G(X_{elite})$ に対応する設計変数値 X_{elite} を最適解 X_{opt} とする。

各粒子の位置と速度の更新では、例えば第 k ステップ ($1 \leq k \leq M$) において、粒子 j 番が位置 $X_j(k)$ と速度 $V_j(k)$ を有しているとすれば、第 $k+1$ ステップにおいて、この粒子の新しい位置 $X_j(k+1)$ と速度 $V_j(k+1)$ は次のように更新される。

$$\begin{aligned}
 V_j(k+1) = & \omega \times V_j(k) + c_1 \times r_1 \\
 & \times [X_{jbest}(k) - X_j(k)] + c_2 \\
 & \times r_2 \times [X_{elite}(k) - X_j(k)]
 \end{aligned} \quad (1)$$

$$X_j(k+1) = X_j(k) + V_j(k+1) \times \Delta t \quad (2)$$

式 (1) において、 $X_{jbest}(k)$ は粒子 j 番のみの第 k ステップまでの最良位置であり、 $X_{elite}(k)$ は第 k ステップでのエリート粒子の位置である。 r_1 と r_2 ($0 \leq r_1, r_2 \leq 1$) は実数乱数である。各アルゴリズムパラメータ $\omega, c_1, c_2, \Delta t$ については、本論文では、文献 [6] の提案 PSO アルゴリズムを採用し、最適化中に ω を 1.4 から 0.35 まで線形的に変化させ、 $c_1 = 1.5, c_2 = 2.5, \Delta t = 0.7$ と固定する。また、群れの粒子の数 N を 30 粒子とし、目的関数の収束状況に応じて、適時に最適化ステップ数 M を決定する。

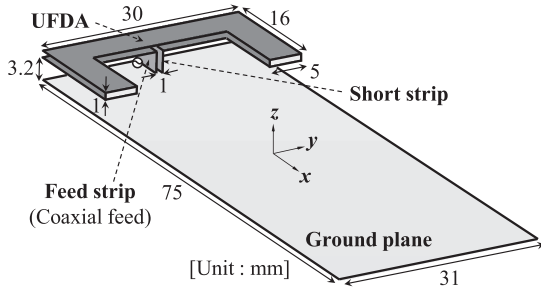


図 2 導体板上のアンテナ基本モデル

Fig. 2 Configuration of original antenna model on ground plane.

2.2 アンテナ基本モデル

図 2 に検討アンテナの基本モデルを示す．導体板 (Ground Plane: GP) の大きさは $75 \text{ mm} \times 31 \text{ mm}$ であり，アンテナ素子の初期状態の寸法は文献 [5] の提案アンテナと同じである．また，アンテナ素子を短絡ストリップ (Short strip) で導体板と接続させ，給電ストリップ (Feed strip) を導体板と 0.1 mm 離し，導体板上端から同軸ケーブルによる不平衡給電を行っている．

PSO を導体板削除寸法及びアンテナ素子寸法へ適用するために，これらの寸法を設計変数 X とする．最適化中，設計変数 X によって形成される導体板，若しくはアンテナ素子の一つの形状に対して，一つの粒子があり，その粒子の位置をそれぞれの場合の目的関数 $G(X)$ で評価する．図 1 に示す PSO フローチャートを実行するために，電磁界シミュレータ CST-MWS (CST Microwave Studio) [9] とプログラミング言語 MATLAB [10] を接続させ，アンテナモデルを CST-MWS で解析し，粒子位置と速度の更新や目的関数値の計算などの PSO アルゴリズムを MATLAB で実行する．

3. 導体板削除の最適化検討

3.1 設計変数・目的関数の設定とその収束性

文献 [5] において，導体板の両長辺から中心軸に向かって削除する方法の有効性が確認されているため，ここでは導体板を削除するための設計変数 $X = (x_1, x_2, x_3)$ を図 3 に示すように設定する． x_1 を Oy 軸から Ox 方向に向かう削除位置とし， x_2 と x_3 をそれぞれ Ox 方向と Oy 方向の削除距離とする．そのため，導体板の削除面積 S_{cut} は：

$$S_{cut} = 2 \times x_2 \times x_3 \quad (3)$$

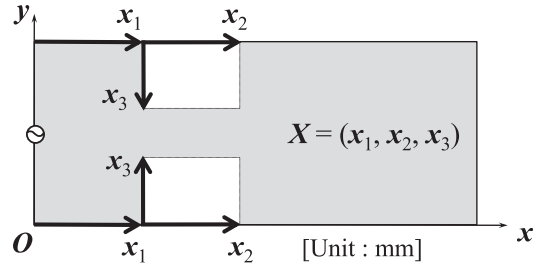


図 3 導体板削除の設計変数

Fig. 3 Design variable for cutting ground plane.

となる．文献 [5] では，導体板の削除範囲をアンテナ素子直下の部分のみ検討を行っているが，ここでは，給電部付近を除き，導体板の範囲内でどこでも削除できるようにした．設計変数 X の 3 成分 x_1, x_2, x_3 の変化可能領域を次の式 (4)～(6) で設定する．また，文献 [11] と異なり，連続変数の最適化問題に有用という PSO の利点を活用し，ここでは x_1, x_2, x_3 を連続変数として扱い，最適化を行う．

$$0 \leq x_1, x_2, x_3 \quad (4)$$

$$x_1 + x_2 \leq 75 \quad (5)$$

$$x_3 \leq 14 \quad (6)$$

一方，ここでの導体板設計では，更なる広帯域特性を確保しつつ導体板削除面積はできる限り小さくするという二つの目的があり，それぞれに対する目的関数を設定する必要がある．まず，第一の目的の広帯域化を考慮するため，設計変数 $X = (x_1, x_2, x_3)$ に対し，第一の目的関数 $F(X)$ を次の式 (7) で設定する．

$$F(X) = q_1 \times VSWR(f_1) + q_2 \times VSWR(f_2) + q_3 \times VSWR(f_3) \quad (7)$$

式 (7) の f_1, f_2, f_3 は VSWR 値を最小化させた三つの周波数である．ここで，文献 [5] の提案モデルと同様に WiMAX の二つの使用周波数帯だけでなくその間の全帯域を含めて更なる広帯域特性となるように，WiMAX のそれぞれの帯域の中心周波数である 2.5 GHz と 3.6 GHz と，更に 2.5 GHz と 3.6 GHz の中心にある 3.05 GHz を選定する．すなわち， $f_1 = 2.5 \text{ GHz}$ ， $f_2 = 3.05 \text{ GHz}$ ， $f_3 = 3.6 \text{ GHz}$ となる．次に， f_1, f_2, f_3 での VSWR 値に対し， q_1, q_2, q_3 という三つの重み係数を付け，共に $1/3$ とする． $F(X)$ を最小化することで， f_1, f_2, f_3 での VSWR 値が下がり，所望の周波数帯全体で VSWR 値の低減

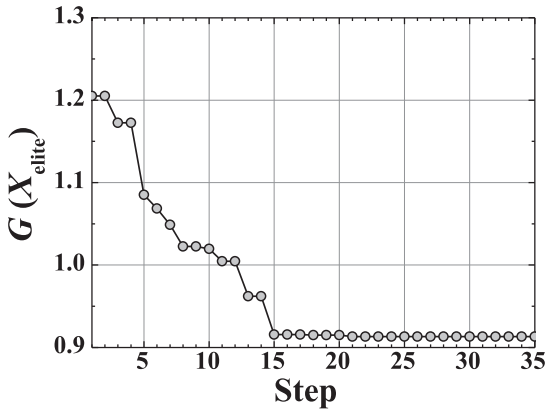


図4 エリート粒子による目的関数値

Fig. 4 Objective function's values decided by elite particle.

が期待できる．また，導体板の削除面積は式 (3) で計算されるため，第二の目的である導体板削除面積の低減については，削除面積 S_{cut} を正規化して扱い，第二の目的関数 $S(X)$ を

$$S(X) = S_{cut}/S_0 \quad (8)$$

と設定し，ここでは基準の面積 S_0 を 100 mm^2 とする．

両目的に対する条件を満たす最適解を得るには， $F(X)$ と $S(X)$ を統合させ，最終的な多目的関数 $G(X)$ を重み付き総和法により次のように設定する．

$$G(X) = q \times F(X) + (1 - q) \times S(X) \quad (9)$$

ここでは，重み係数 q を 0.5 とする． $G(X)$ が最小化されるにつれ， $F(X)$ も $S(X)$ も共に最小化され，両目的を満たした最適解が導出されるという考え方である．

$M = 35$ ステップにわたるエリート粒子の目的関数値 $G(X_{elite})$ の収束性を図4に示す．図4より， $G(X_{elite})$ が初期値の 1.21 から最小値である 0.91 へ収束していることが分かる． $G(X_{elite})$ の収束に伴い，各ステップのエリート粒子の位置 $X_{elite} = (x_{1elite}, x_{2elite}, x_{3elite})$ も図5に示すように収束する．第 21～35 ステップで得られた X_{elite} が最適解 X_{opt} となり，最適解の各成分がそれぞれ $x_{1opt} = 14.1 \text{ mm}$ ， $x_{2opt} = 0.9 \text{ mm}$ ， $x_{3opt} = 13.7 \text{ mm}$ となる．

本問題では，わずか 35 ステップの探索で最適解を導き出すことができ，連続変数の最適化問題に対し，最適解を素早く算出できる PSO の有用性が実証された．

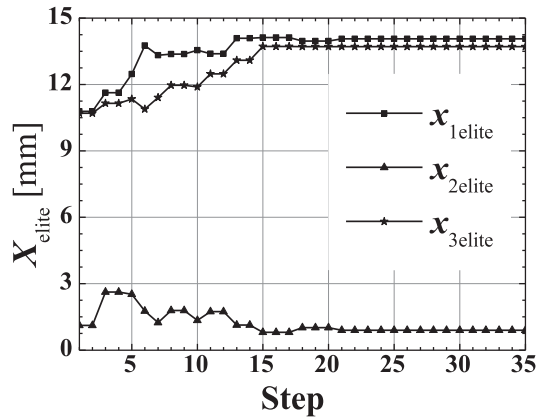


図5 エリート粒子による設計変数値

Fig. 5 Design variable's values decided by elite particle.

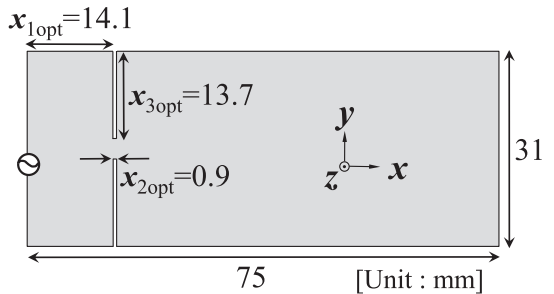


図6 導体板の最適形状

Fig. 6 Optimal shape of ground plane.

3.2 最適化結果の考察

最適解 X_{opt} により決定された導体板の最適形状を図6に示す．導体板の最適形状では，削除面積が 24.66 mm^2 となった．これを文献[5]に示した 88 mm^2 の結果と比べ，約 28.1% ($= 24.66/88 \times 100\%$)，すなわち導体板全体のわずか 1% にまで低減することができた．

また，導体板削除最適化前後の VSWR 特性を図7に示す．図7より，最適形状の計算値では $\text{VSWR} \leq 3$ となる比帯域が約 64% (2.25～4.38 GHz) であり，導体板を削除しない場合より約 1230 MHz 広がっている．最適形状の実験値は計算値と比べ若干ずれがあるものの，計算値と同様に WiMAX 使用周波数帯を含む広帯域特性が観測されている．このとき，比帯域は約 71% ($\text{VSWR} \leq 3$ で 2.15～4.52 GHz) であり，PSO による導体板の最適削除方法の効果を確認できた．なお，式 (7) の関数 $F(X)$ の設定において，周波数 $f_2 = 3.05 \text{ GHz}$ での VSWR 値を評価せずに最適化

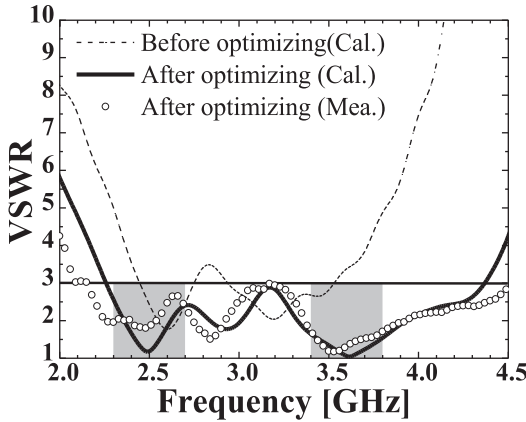


図 7 導体板最適化前後の VSWR 特性

Fig. 7 VSWR characteristics before and after optimizing ground plane.

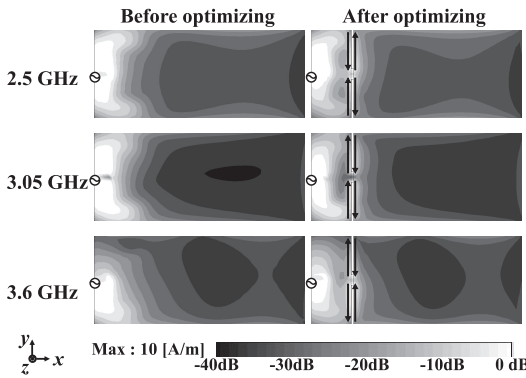


図 8 導体板上の電流分布 (計算結果)

Fig. 8 Calculated current distributions on ground plane.

する場合でもほぼ同様な導体板削除面積と広帯域特性が得られることは確認している。

図 8 に $f_1 = 2.5\text{ GHz}$, $f_2 = 3.05\text{ GHz}$, $f_3 = 3.6\text{ GHz}$ における導体板削除前後の電流分布の計算結果を最大値で正規化して示す。導体板を削除しない場合、給電部から導体板上電流がアンテナ素子先端部直下の位置 ($x_{1\text{opt}} = 14.1\text{ mm}$ 付近) まで強く流れているが、この位置を通過すると電流が急に減少する。次に、削除部分の方形形状 ($x_{2\text{opt}} = 0.9\text{ mm}$, $x_{3\text{opt}} = 13.7\text{ mm}$) を一定にし、削除位置 x_1 を変化させたときの VSWR 特性を図 9 に示す。削除位置 x_1 が給電側へ近いほど 3 GHz と 4 GHz 付近にて VSWR 特性が劣化するのに対し、削除位置 x_1 が 19.1 mm まで給電部と離れると VSWR は帯域全体で低くなるものの $\text{VSWR} \leq 3$ となる帯域は狭くなり、削除しない

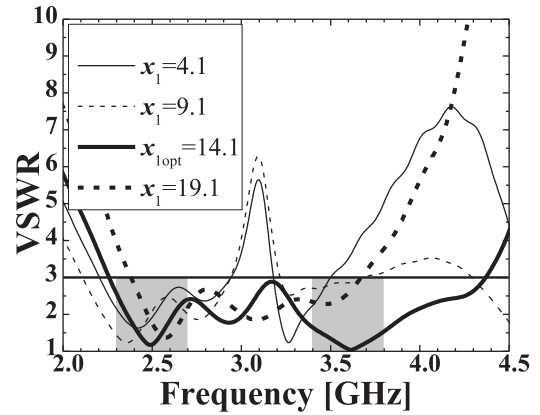


図 9 x_1 を変化させたときの VSWR 特性 (計算結果)

Fig. 9 Calculated VSWR characteristics vs. x_1 .

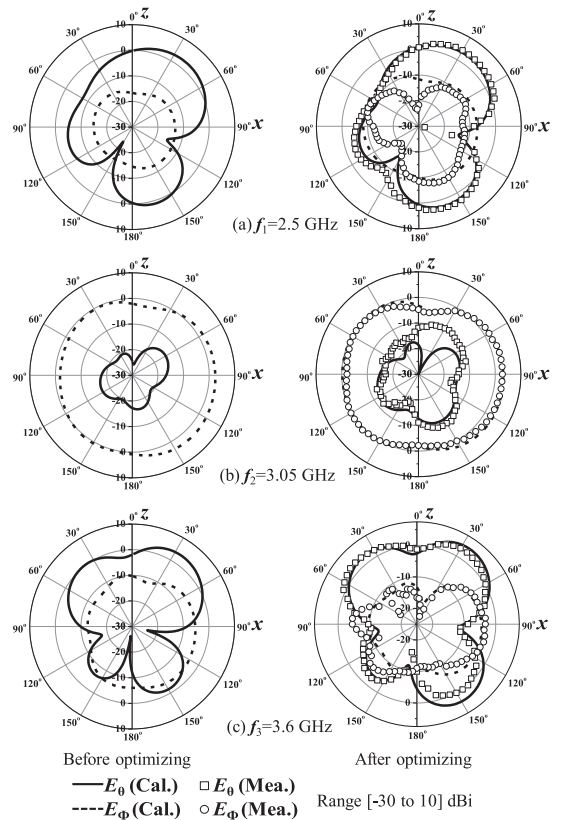


図 10 xz 面の放射パターン

Fig. 10 Radiation patterns in xz plane.

場合とほとんど変わらない。したがって、電流が急に小さくなり始めた位置付近が導体板を削除するのに最適な位置であることが考察できる。

図 10 に $f_1 = 2.5\text{ GHz}$, $f_2 = 3.05\text{ GHz}$, $f_3 =$

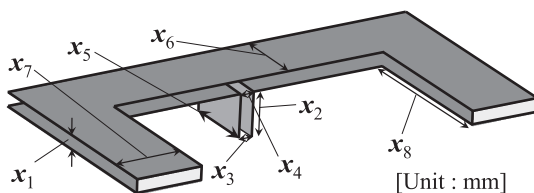
3.6 GHz における導体板削除最適化前後の xz 面内の放射パターンを示す。導体板削除後の最適形状では、実験値と計算値はおおむね一致しており、削除しない場合と比べ、3 周波数における放射がともに若干強くなる箇所が現れている。これは図 8 に示すように、導体板削除後に新たに生じた削除部付近の電流によるものと考えられる。ただし、どの周波数においても、削除部付近では逆相となる電流が発生するため、これらの電流による放射がある程度互いに打ち消し合い、全体的に放射パターンに過度な変化を与えない。すなわち、ここで、文献 [5] の結果と同様に、導体板を削除しても放射パターンが大幅に変化しない。このことから、本検討では、放射パターンを過度に変化させない広帯域手法が実現できていることが分かる。これは、図 3 における設計変数と式 (9) の目的関数の設定方法によるものであり、PSO により決定された導体板の最適形状が有効であることを示している。

4. アンテナ素子の最適化検討

4.1 設計変数・目的関数の設定とその収束性

ここでは、導体板の一部を削除しない場合として、アンテナ素子部分のみの形状最適化について検討する。最適化目的は、WiMAX 使用周波数帯を $VSWR \leq 3$ で完全にカバーすることである。

まず、図 11 にアンテナ素子を最適化するための設計変数 $X = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8)$ を示す。この設計変数の設定方法は図 2 の基本モデルと異なり、アンテナ素子の幅を Ox と Oy 方向でそれぞれ x_6 と x_7 と設定する。給電ストリップと短絡ストリップの幅をともに x_5 とし、二つのストリップの間隔を x_3 とする。また、アンテナ下部素子中心にあるギャップ幅を x_4 とする。上部素子と下部素子の間隔、導体板から下部素子までの高さ、折返し部の長さもそれぞれ



$$X = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8)$$

図 11 アンテナ素子最適化の設計変数

Fig. 11 Design variable for optimization of antenna element.

設計変数 X の x_1, x_2, x_8 として設定する。そのため、基本モデルの場合、 $x_{10} = 1 \text{ mm}$, $x_{20} = 3.2 \text{ mm}$, $x_{30} = x_{40} = 1 \text{ mm}$, $x_{50} = x_{60} = x_{70} = 5 \text{ mm}$, $x_{80} = 11 \text{ mm}$ となる。設計変数 X のこの 8 個の成分に対して

$$x_1 + x_2 \leq 5 \quad (10)$$

$$1 \leq x_4 \leq x_3 \leq 21 \quad (11)$$

$$1 \leq x_8 \leq 20 \quad (12)$$

$$1 \leq x_5, x_6, x_7 \leq 7 \quad (13)$$

という設計領域の境界条件を与える。式 (4)~(6) と同様に、ここにおいても $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8$ を連続変数として扱い、最適化を行う。

次に、WiMAX 使用周波数帯を $VSWR \leq 3$ で完全にカバーするという最適化目的に対し、目的関数を設定する。3. の最適化問題において、事前に導体板削除による $VSWR$ 値の改善効果が確認できたため、式 (7) の目的関数の設定方法を効果的に活用できた。しかしながら本問題において、式 (7) のような定式化方法を採用すると、ある一つの周波数で $VSWR$ 値が過度に下げられ、別の周波数での $VSWR$ 値が上がってしまい、WiMAX 使用周波数帯の全域が $VSWR \leq 3$ で完全にカバーされないことが懸念される。そのため、本問題では、最適化目的をバランス良く達成するために PSO の適用に用いる目的関数を次のように設定する。

(i) WiMAX 使用周波数帯の 2.3~2.7 GHz と 3.4~3.8 GHz を 0.01 GHz の刻みで解析する。よって、この二つの帯域で合計 82 個の周波数が存在する。

(ii) 一つの設計変数値 X に決められたアンテナ形状を解析したとき、82 個の周波数の中で $VSWR \leq 3$ の条件を満たす周波数の数を N_f とする。

(iii) 目的関数 $G(X)$ を

$$G(X) = -N_f \quad (14)$$

と設定する。

この目的関数の設定方法では、 N_f の最大値が 82 であるため、 $G(X)$ の最小値が -82 となる。式 (9) の目的関数設定の場合、 $G(X_{elite})$ が安定に収束するまで最小化するが、ここでの収束判定条件として $G(X_{elite})$ を -82 まで最小化すれば最適化目的を満たす設計変数の最適値が導出されるという考え方である。

各ステップのエリート粒子に対する目的関数値 $G(X_{elite})$ の収束性を図 12 に示す。図 12 より、

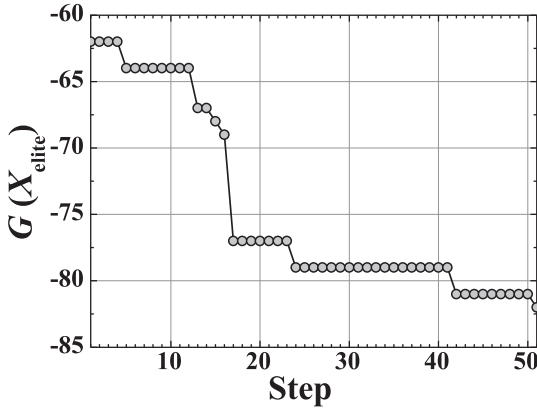


図 12 エリート粒子による目的関数値
Fig. 12 Objective function's values decided by elite particle.

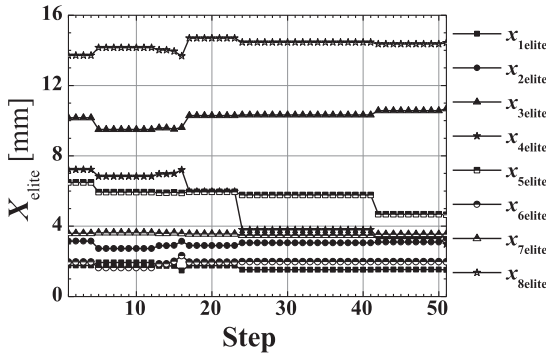


図 13 エリート粒子による設計変数値
Fig. 13 Design variable's values decided by elite particle.

$G(X_{elite})$ が初期値の -62 から始まり、第 51 ステップで最小値の -82 に到達する。 $G(X_{elite})$ の収束に伴い、各ステップのエリート粒子の位置 $X_{elite} = (x_{1elite}, x_{2elite}, x_{3elite}, x_{4elite}, x_{5elite}, x_{6elite}, x_{7elite}, x_{8elite})$ は図 13 に示すように収束する。第 51 ステップで得られた X_{elite} が最適解 X_{opt} となり、最適解の各成分がそれぞれ $x_{1opt} = 1.5$ mm, $x_{2opt} = 3.3$ mm, $x_{3opt} = 10.7$ mm, $x_{4opt} = 3$ mm, $x_{5opt} = 4.7$ mm, $x_{6opt} = 2$ mm, $x_{7opt} = 3.5$ mm, $x_{8opt} = 14.4$ mm である。PSO によりわずか 51 ステップの探索だけで最適解が導き出され、ここでも連続設計変数の最適化問題において収束の素早さという PSO の利点が証明された。

4.2 最適化結果の考察

最適解 X_{opt} により決定されたアンテナ素子の最適形

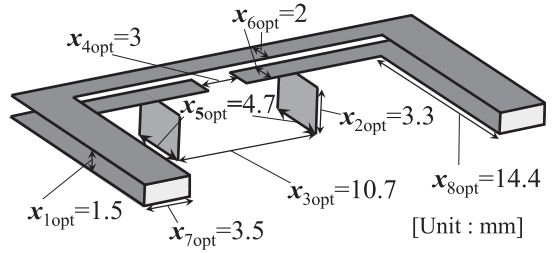


図 14 アンテナ素子の最適形状
Fig. 14 Optimal shape of antenna element.

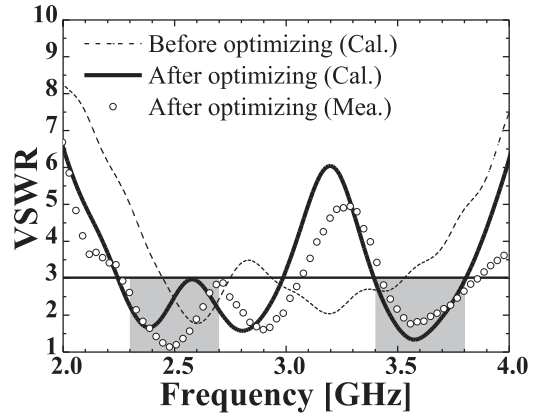


図 15 アンテナ素子の最適化前後の VSWR 特性
Fig. 15 VSWR characteristics before and after optimizing antenna element.

状を図 14 に示す。最適形状は、図 2 の基本モデルと比べ、幅 x_6 と x_7 が細くなったため、アンテナの占有体積が基本モデルの約 71.6% ($= 781.44/1092 \times 100\%$) まで小さくなっていることが分かる。

また、アンテナ素子最適化前後の VSWR 特性を図 15 に示す。最適形状では、WiMAX 使用周波数帯の全域で $VSWR \leq 3$ を満たすことができています。このとき、計算値では、 $VSWR \leq 3$ となる帯域は、2.24～2.99 GHz と 3.39～3.81 GHz である。これに対して、実験値では、2.26～3.07 GHz と 3.41～3.87 GHz となり、計算値と同様の傾向を示している。

最適化前後で、アンテナ素子の一番大きく変わったパラメータは、給電ストリップと短絡ストリップの間隔 x_3 である。図 16 にアンテナ素子の最適形状からストリップ同士の間隔 x_3 を変化させたときの VSWR 特性を示す。図 16 より、 x_3 が増えるにつれ、アンテナ素子から導体板までの電流経路長が短くなるため、三つの共振周波数が全て高周波側へ移動することが観測できる。また、 x_3 が大きいほど、第二と第三

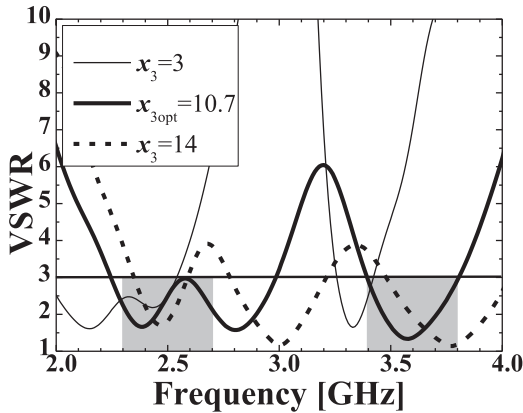


図 16 x_3 を変化させたときの VSWR 特性 (計算結果)
Fig. 16 Calculated VSWR characteristics vs. x_3 .

共振周波数の間の帯域では、VSWR 値が改善できるが、第一と第二共振周波数の間の帯域では、VSWR 値が徐々に劣化してしまう。一方で、 $x_3 = 14$ mm と $x_{3opt} = 10.7$ mm のそれぞれの場合に対し、式 (7) にある関数 $F(X)$ の値を計算すると、 $F(x_3 = 14) = 1.71$ 、 $F(x_{3opt} = 10.7) = 2.74$ という結果が得られる。ここで、 $F(x_3 = 14) < F(x_{3opt} = 10.7)$ が成り立つため、本検討での目的関数を $F(X)$ と設定する場合、PSO は $x_{3opt} = 10.7$ mm より $x_3 = 14$ mm の方が最適と判断し、図 14 に示すアンテナ素子の最適形状が導出されないことになる。このことから、式 (7) の目的関数の定式化は本検討の最適化問題に適しないことが分かる。最適化目的を正確に表す式 (14) の目的関数 $G(X) = -N_f$ を設定することで、最適化目的を達成できる最適解が PSO により導出され、式 (14) の目的関数の新たな定式化方法の有効性が実証された。

図 17 に、最適化後の $f_1 = 2.5$ GHz, $f_2 = 3.05$ GHz, $f_3 = 3.6$ GHz における xz 面内の放射パターンを示す。図 17 より、実験値と計算値の同様の傾向が観測できる。これらの放射パターンを図 10 に示す基本モデルの放射パターンと比較すると、 $f_2 = 3.05$ GHz において、放射パターンの変化が比較的小さい。また、 $f_1 = 2.5$ GHz において、主偏波 E_θ が若干小さくなるが、交差偏波 E_Φ が大きくなり、特に z 軸上で主偏波と同等なレベルまで達している。これに対して、 $f_3 = 3.6$ GHz では、主偏波 E_θ がより大きくなり、交差偏波 E_Φ がより小さくなる箇所が現れている。これらの放射の変化は、給電ストリップと短絡ストリップの間隔 x_3 が広がったことで、導体板上

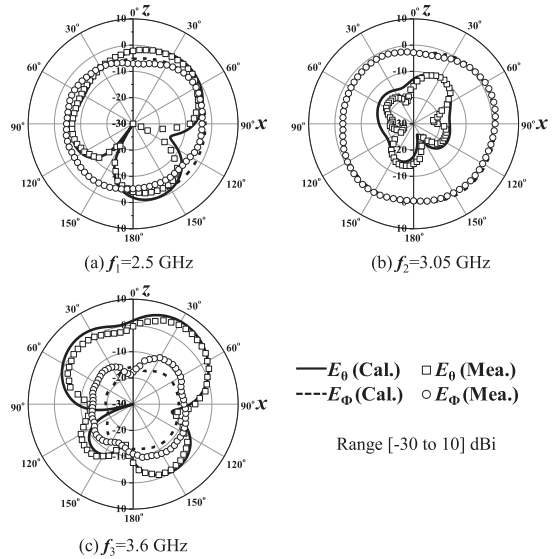


図 17 UFDA 素子の最適形状による xz 面の放射パターン
Fig. 17 Radiation patterns by optimal shape of UFDA element in xz plane.

の電流経路が変わったためと考えられる。これらの結果から、本検討での PSO による最適結果では、所望帯域においてインピーダンス整合を大幅に改善し、広帯域手法を実現できているが、放射パターンにはある程度変化を与えていることが分かる。

5. む す び

本論文では、粒子群最適化手法 PSO を用い、導体板上の WiMAX 用 U 字型折返しダイポールアンテナの広帯域特性を考慮した新しい寸法形状最適化の方法を提案した。導体板削除問題とアンテナ素子形状設計問題のそれぞれにおいて、広帯域特性を得るための目的関数の定式化を行い、PSO を適用する方法を示した。その結果、導体板削除問題では、VSWR 値と削除面積を総合的に評価する目的関数を PSO に導入し、導体板削除寸法を最適化することで、削除面積を導体板全体のわずか 1% まで低減できるとともに WiMAX 使用周波数帯を含む比帯域約 64% ($VSWR \leq 3$ で 2.25~4.38 GHz) の広帯域特性を確保することが可能となった。次に、アンテナ素子形状設計問題では、 $VSWR \leq 3$ となる周波数の個数を評価する目的関数を PSO に適用し、アンテナ素子の寸法パラメータを最適化することで、WiMAX 使用周波数帯をカバーするとともに、元の形状より 29.4% 体積が小さいアンテナ

ナ形状が得られた。それぞれ得られた最適結果に対して、考察を行い、最適化後の結果の有効性を示し、また実験により計算結果の妥当性を確認した。本論文では、連続変数の寸法最適化問題に適用しやすいという PSO の利点を実証され、アンテナ最適設計に有用であることを示した。今後は、PSO を他種のアンテナへの適用も試みるとともに、VSWR 値の改善だけでなく、アンテナ間相互結合抑制や放射特性向上などを評価できる目的関数の定式化についても検討していく。

文 献

- [1] 新井宏之, “小形アンテナ: 小形化手法とその評価,” 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1140–1148, Sept. 2004.
- [2] W.S. Chen and K.Y. Ku, “Band-rejected design of the printed open slot antenna for WLAN/WiMAX operation,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.56, no.4, pp.1163–1169, April 2008.
- [3] S. Seo, S. Hyeon, Y. Yun, and S. Choi, “Implementation of smart antenna WiBro/WiMAX radio access station,” IEICE Technical Report, SR2007-33, July 2007.
- [4] 梶谷篤史, 金ヨンホ, 森下 久, 小柳芳雄, “給電部を考慮した携帯端末用 U 字型折返しダイポールアンテナの特性,” 信学論 (B), vol.J92-B, no.3, pp.567–575, March 2009.
- [5] ゲン トウワン ハン, 渡邊総平, 森下 久, “導体板を考慮した WiMAX 用 U 字型折返しダイポールアンテナの広帯域特性,” 信学論 (B), vol.J95-B, no.2, pp.371–374, Feb. 2012.
- [6] G. Venter and J.S. Sobieski, “Particle swarm optimization,” AIAA Journal, vol.41, no.8, pp.1583–1589, Aug. 2003.
- [7] 泉井一浩, 西脇眞二, 吉村允孝, 中村真彦, J.E. Renaud, “Particle Swarm Optimization と SLP のハイブリッド化による機械システムの多目的最適化,” 日本機械学会論文誌 (C), vol.75, no.752, pp.1161–1170, April 2009.
- [8] N.T. Hung, H. Morishita, Y. Koyanagi, K. Izui, and S. Nishiwaki, “Dimension optimization of U-shaped folded dipole antenna for WiMAX using PSO,” Proc. ISAP 2012, FrB4-2, p.89, Oct. 2011.
- [9] CST Microwave Studio, Ver.2010, Computer Simulation Technology, 2010.
- [10] Matlab, Ver.7.11.0, Mathworks, 2010.
- [11] ゲン トウワン ハン, 森下 久, 小柳芳雄, 泉井一浩, 西脇眞二, “PSO による導体板形状を考慮した WiMAX 用 U 字型折返しダイポールアンテナの広帯域特性,” 信学技報, A-P2011-60, Aug. 2011.

(平成 24 年 1 月 6 日受付, 4 月 23 日再受付)



ゲン トウワン ハン (学生員)

平 22 防衛大・理工・電気電子卒。平 24 同大学理工学研究科博士前期課程了。現在、同大学電気電子工学科研究科博士後期課程在学中。小形アンテナの最適化の研究に従事。



森下 久 (正員)

昭 55 防衛大・電気卒。平 2 筑波大学院工学研究科博士課程了。航空自衛隊航空開発実験集団を経て、平 4 防衛大へ移る。以来、移動通信用アンテナ及び小形アンテナの研究開発に従事。現在、防衛大電気電子工学科教授。工博。IEEE Senior

Member.



小柳 芳雄 (正員)

平元電通大・電気通信・応用電子卒。同年松下通信工業(株)入社。以来、デジタル携帯電話を中心とした移動無線通信機用小形アンテナ、端末用 MIMO アンテナ、人体と電磁波の相互影響の研究に従事。平 15 千葉大学院博士後期課程了。現在、パナソニックモバイルコミュニケーションズ(株)技術開発センター参事。工博。IEEE 会員。



泉井 一浩

平 10 京都大学大学院精密工学専攻修士課程了。平 11 同精密工学専攻助手。同航空宇宙工学助教、機械理工学専攻助教を経て、平 23 同機械理工学専攻准教授、現在に至る。平 17 京都大学博士(工学)取得。主に、機械システムの構想設計法、最適設計法の研究に従事。日本機械学会、精密工学会、米国機械学会各会員。



西脇 眞二

昭 63 京都大学大学院工学研究科精密工学専攻修士課程了。同年(株)豊田中央研究所入社。平 14 退社。同年京都大学大学院工学研究科助教授、平 21 教授、現在に至る。平 10 ミシガン大学工学部機械・応用力学科博士課程了。Ph.D. 主に、最適設計及び構造最適化の研究に従事。日本機械学会、精密工学会、計算工学会、日本時計学会、自動車技術会各会員。