

大域的最適化による複雑形状物体 UWB レーダイメージング技術

松本 浩志 阪本 卓也 佐藤 亨

京都大学大学院情報学研究科通信情報システム専攻 〒606-8501 京都府京都市左京区吉田本町

あらまし UWB パルスレーダを用いた高速画像化手法である SEABED 法は、受信信号からアンテナ位置と遅延時間に関する等位相面（擬似波面と呼ぶ）を抽出し、そこから変換式に基づいて画像化を行う手法である。しかし、目標物が複雑な形状の場合、複数の散乱点からの受信信号が干渉し、従来の手法では干渉部分の距離推定精度が不十分であるため、正確な画像化が行えない。本研究ではこのような目標物体を仮定し、擬似波面の抽出を最適化問題に帰着させる。その評価関数としてすべてのアンテナ座標を一度に考慮した波形情報を用い、また波面の接続において効果的な探索法も提案する。これにより干渉部の正確な距離推定と波面の正確な接続を同時に行い、実時間処理での高精度な画像化を行う。

キーワード レーダイメージング, SEABED 法, 複雑形状物体, 擬似波面, 最適化

A UWB radar imaging algorithm of complex-shaped objects based on global optimization

Hiroshi MATSUMOTO, Takuya SAKAMOTO, and Toru SATO

Dept. of Communications and Computer Eng., Kyoto University

Abstract The SEABED method, which is an fast imaging algorithm with UWB pulse radar systems, makes it possible to image 3-D unknown targets by using a reversible transform between target shape and antenna position besides distance to the target. The antenna position and distance constitutes a curved surface called "quasi-wavefront". We can directly estimate the target shape with this transform if we can extract the quasi-wavefront from observed data. However, in case of observing complex-shaped targets, it is difficult to image them correctly because the received signals interfere each other with the echos from plural reflected points. Conventional studies, which extracted the quasi-wavefront at each antenna position, have a serious fault that the determined values at the interfered region are not accurate. In order to overcome this problem, we propose to estimate all quasi-wavefronts simultaneously from the received signal waveform at all antenna positions by treating the problem as an optimization of a cost function.

Key words radar imaging, SEABED method, complex object, quasi-wavefront, optimization

1. ま え が き

UWB パルスレーダを用いた高速画像化手法である SEABED 法 [1] は、災害救助ロボットの環境認識機能や室内警備システムなど、主にリアルタイム用途を想定した至近距離観測アプリケーションへの応用が期待される。この手法は目標物体と、アンテナ座標と電波の伝搬距離の間に可逆な変換関係が成り立つことを利用する。各アンテナ位置における受信信号の等位相面を擬似波面と呼び、受信信号から擬似波面が明確に抽出可能である場合に対しては、従来の地下探査などに用いられるパルスレーダや、地形情報推定などに用いられる合成開口レーダよりも高速で高精度な画像化を実現する [2], [3]。しかし目標物体の

形状が複雑である場合、受信信号は複数の散乱点からのエコー同士が干渉することにより、複数の擬似波面から構成される。このような場合には距離推定と、複数の擬似波面の正確な分離が困難なため、所望の推定画像を得るのが困難であった [1], [4]。

SEABED 法に対し、同様の UWB パルスレーダを用いた画像化手法として角度ファジィ推定法が提案されている [5]。この手法は信号の遅延時間のみを用いる SEABED 法と異なり、信号強度の情報をも用いるため、画像化に要する計算負荷が大きい反面、擬似波面分離の問題を回避する手法である。しかしこの手法にも SEABED 法と同様、干渉部分の距離推定誤差による画像化の劣化が本質的な問題として存在する。

本稿では物体形状のイメージングに SEABED 法を用い、そ

の際擬似波面抽出を最適化問題に帰着させる．最適化問題の評価関数として，従来の SEABED 法では有効利用されていなかった波形情報を用いることにより干渉部分の推定誤差を抑える．さらにすべてのアンテナ座標を一度に考慮することにより複数の擬似波面の正確な分離も併せて行い，複雑形状物体に対しても正確な画像化を行う手法を開発することを目的とする．

2. UWB レーダによるイメージング手法

2.1 システムモデル

図 1 にシステムモデルを示す． xy 平面上の $(X, Y, 0)$ にアンテナを配置して走査する．ここで用いるアンテナは無指向性で，単一素子で送受信を行うモノスタティックシステムを想定する．また目標物体を $z > 0$ の位置に配置し，本研究で扱う目標物体及び伝搬媒質は均一な誘電率を持ち，かつ明瞭な境界を有するものとする．このとき目標物体の散乱点を通る接平面の法線上にアンテナが存在するとき，強い散乱波が受信され，その経路長を $2Z$ とする．つまりこの散乱点とアンテナとの距離が Z である．アンテナの走査範囲は $X_{\min} \leq X \leq X_{\max}$ ， $Y_{\min} \leq Y \leq Y_{\max}$ とし，それぞれ等間隔 Δd_x ， Δd_y で A 点ずつ，計 A^2 点で送受信を行う．つまり送受信点位置 (X_i, Y_j) は次式で表される．

$$\begin{pmatrix} X_i \\ Y_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{\min} + i\Delta d_x \\ Y_{\min} + j\Delta d_y \end{pmatrix} \quad (i, j = 1, 2, \dots, A) \quad (1)$$

送信波形 $p_0(t)$ として中心周波数 f (中心波長 λ)，パルス幅 λ のモノサイクルパルスを用いる．このとき伝搬速度を c ，遅延時間を t とすると $Z = ct/2$ である．以下，波形はすべて距離 Z の関数として扱う．また目標物体からの受信信号を $s_0(X, Y, Z)$ とし，各アンテナ位置 (X_i, Y_j) で送信波形 $p_0(Z)$ と整合したフィルタを適用して得られる波形を改めて受信信号 $s(X_i, Y_j, Z)$ とする．さらに $p_0(Z)$ の自己相関関数 (すなわち整合フィルタ出力) を参照波形 $p(Z)$ として用いる．

2.2 SEABED 法

2.2.1 SEABED 法の原理

Sakamoto and Sato [1] は図 1 において目標物体の散乱点の座標 (x, y, z) と，アンテナ位置と伝搬距離に関するパラメータ (X, Y, Z) の間に可逆な変換関係が成り立つことを示した．このうち (X, Y, Z) から (x, y, z) への変換を逆境界散乱変換 (Inverse BST; IBST) と呼ぶ．SEABED 法は，受信信号 $s(X, Y, Z)$ から擬似波面 (X, Y, Z) を抽出し，次式で表される IBST の変換式により目標物体形状 (x, y, z) を推定する手法である．

$$\begin{cases} x = X - Z\partial Z/\partial X \\ y = Y - Z\partial Z/\partial Y \\ z = Z\sqrt{1 - (\partial Z/\partial X)^2 - (\partial Z/\partial Y)^2} \end{cases} \quad (2)$$

目標物体が単純な形状の場合，受信信号から擬似波面が明確に抽出することができ，この手法により従来の合成開口処理より高速で高精度な画像化が実現される [1]．しかし複雑形状物体

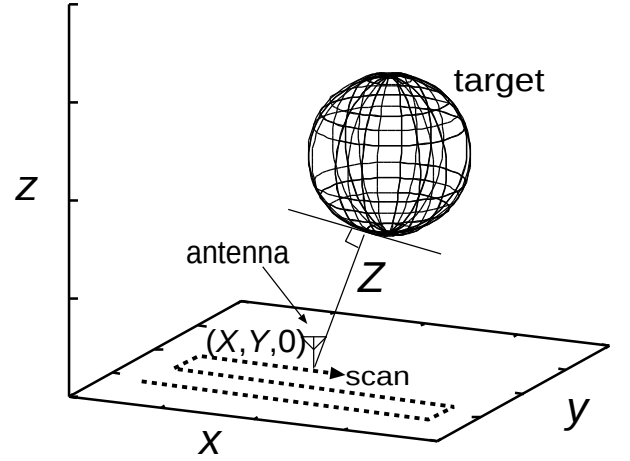


図 1 システムモデル

の場合，受信信号として複数の散乱点からのエコーが干渉したものが得られる．このような受信信号からの擬似波面抽出は容易でなく，従来の研究では十分な推定精度が得られない．

2.2.2 従来の擬似波面抽出法

[1] では，各アンテナ位置 (X_i, Y_j) における受信信号 $s(X_i, Y_j, Z)$ に対し参照波形 $p(Z)$ と整合したフィルタを適用し，その出力 $R_{i,j}(Z)$ の極値をすべての (i, j) に対して接続する手法を提案した．以下この手法を極値接続法と呼ぶ．これによって得られた擬似波面は，複数の散乱点からのエコーが干渉するアンテナ位置での $R_{i,j}(Z)$ の極値が実際の信号位置と一致せず，推定画像に大きな誤差を生ずる．

これに対し，Hantscher *et al.* [4] は，擬似波面数 W が既知である場合に対し， $s(X_i, Y_j, Z)$ が参照波形 $p(Z)$ を距離シフトし，受信強度 G_{ijk} をかけたものの重ね合わせで近似的に表現されるというモデルを使用した． k は擬似波面番号であり， $G_{ij1} > G_{ij2} > \dots > G_{ijW}$ である．ここで [1] と同様，整合フィルタの出力が最大となる距離を ζ_{ij1} とし， $s(X_i, Y_j, Z) - G_{ij1}p(Z - \zeta_{ij1})$ を改めて $s(X_i, Y_j, Z)$ と置く．以下同様にして順次 $\zeta_{ij2}, \dots, \zeta_{ijW}$ を求めることにより干渉を除去する．以下この手法を順次消去法と呼ぶ．しかしこの手法においても干渉部分の真の信号位置を正確に抽出できないため，多干渉環境下では推定に大きな誤差を生ずる．

2.3 角度ファジィ推定法

SEABED 法を用いた [1], [4] の手法に対し，Kidera *et al.* [5] は各 (X_i, Y_j) において受信電界波形にウィナーフィルタを使用し，その出力 $h_{ij}(Z)$ において設定閾値を超える極大値をとる際の Z を推定距離とした．さらに [5] では (X_i, Y_j, Z) で定まる球面 C_{ij} 上に目標物体の散乱点 (x, y, z) が存在することに着目し，その到来角度を推定する手法 (角度ファジィ推定法) を提案した．この手法は球面 C_{ij} と他のアンテナ位置における (X, Y, Z) で定まる球面の交点を順次求めると真の到来角度に収束することを利用する．まず次式の条件を満たすメンバシップ関数 $f(\theta, X_i, Y_j, Z)$ を作成する．

$$\theta_{ij} = \arg \max_{\theta} f(\theta, X_i, Y_j, Z) \quad (3)$$

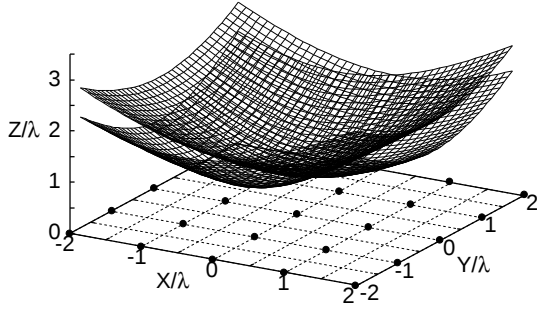


図 2 所望擬似波面

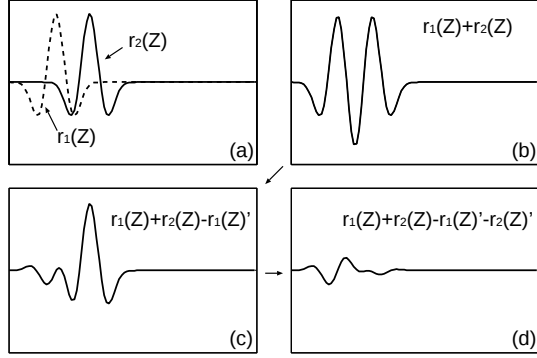


図 3 順次消去法による干渉除去

ここで θ_{ij} は球面 C_{ij} と他のアンテナ位置での球面との交点に対する到来角度であり、 $f(\theta, X_i, Y_j, Z)$ はその到来角度において重みを持たせた関数である。さらに (4) 式の通り各アンテナ位置におけるメンバシップ関数とフィルタの出力の重み付き重ね合わせが最大となる到来角度を真の到来角度 θ_{opt} として推定する。

$$\theta_{opt} = \arg \max_{\theta} \left\{ \sum_{i,j} h_{ij}(Z) f(\theta, X_i, Y_j, Z) \right\} \quad (4)$$

この手法は擬似波面上の点群から直接画像化を行えるため SEABED 法で必要とされた波面の接続処理が不要であり、その問題に起因する推定画像の不安定性を本質的に解決する。しかし SEABED 法による IBST に比べ、この手法は (3) (4) 式の計算負荷が大きく、画像化の計算に時間がかかることと、SN 比の影響による推定画像の劣化が欠点として挙げられる。

3. 大域的最適化による擬似波面抽出

3.1 目標物体の配置と擬似波面

本稿では複雑形状物体のイメージングに SEABED 法を用い、従来法 [1], [4], [5] よりも高精度な擬似波面抽出法を提案する。ここで述べる複雑形状物体とは、多くの受信点で複数の散乱点からのエコー同士が干渉し、近接した擬似波面が交差する場合である。これは複数の独立な目標物体が波長程度以下の近接した位置に配置されているモデルと等価であり、本稿ではその数 W は既知とする。今回はモデルとして 2 つの球を考える。つまり $W = 2$ であり、次の目標物体を配置する。

- (1) 中心 $(0.3\lambda, 0, 1.4\lambda)$ 、半径 0.4λ の球
- (2) 中心 $(-0.5\lambda, 0, 0.7\lambda)$ 、半径 0.2λ の球

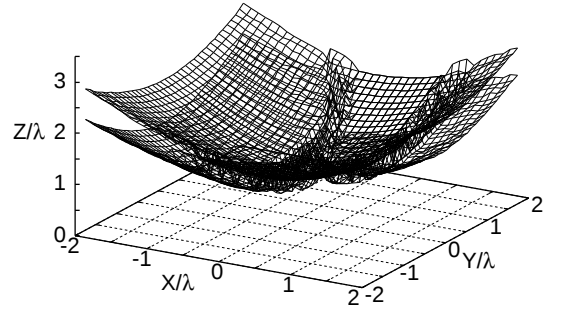


図 4 順次消去法による推定擬似波面

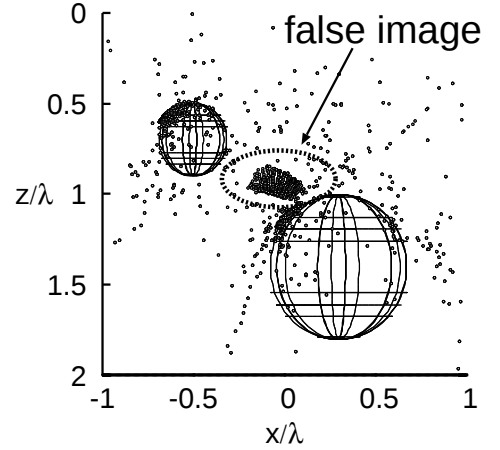


図 5 順次消去法による推定画像 (雑音なし)

また使用する電波は $f = 3\text{GHz}$ ($\lambda = 10\text{cm}$)、 $c = 3.0 \times 10^8$ m/s とする。アンテナ走査において $A = 39$ 、 $X_{\min} = Y_{\min} = -2\lambda$ 、 $X_{\max} = Y_{\max} = 2\lambda$ 、 $\Delta d_x = \Delta d_y = 0.1\lambda$ とし、計 1521 点で送受信を行う。このときに得られる所望擬似波面を図 2 に示す。目標物体が球であるときは、擬似波面は回転双曲面となり、上記の配置においては 2 つの双曲面が交差する。また電波の伝搬においては、距離による減衰と物体境界面以外からのエコーを無視し、目標物体による入射波の変化を無視するボルン近似が成り立つものと仮定する。ここで図 2 において 2 つの波面が近接しているアンテナ位置では受信信号が干渉する。例として $(X_{11}, Y_{12}) = (-0.9, -0.8)$ における各散乱点からの受信信号波形を図 3(a) に示す。ただし横軸は距離、縦軸は受信電界を表す。破線が第一到来波 $r_1(Z)$ 、実線が第二到来波 $r_2(Z)$ である。さらにそれらが干渉した波形 $r_1(Z) + r_2(Z)$ を同図 (b) に示す。ただしここでは雑音は与えていない。

3.2 従来法の特長

図 3(b) の受信信号に対し順次消去法を適用し、推定した第一到来波 $r_1(Z)'$ を差し引くと図 3(c) に示す波形が残差として得られ、同図 (a) の波形 $r_2(Z)$ と比べると残差波形が歪んでいることがわかる。さらに同じ処理を繰り返して推定した第二到来波 $r_2(Z)'$ を差し引くと同図 (d) に示す波形が残差として得られる。ここで (c) の波形が $r_2(Z)$ と異なるため、両者の相互相関により決定される遅延時間に誤差が生じ、その結果、距離推定に誤差が生じる。また画像化の際推定点間の接続処理が必要であるが、擬似波面が交差しているモデルの場合、その付近

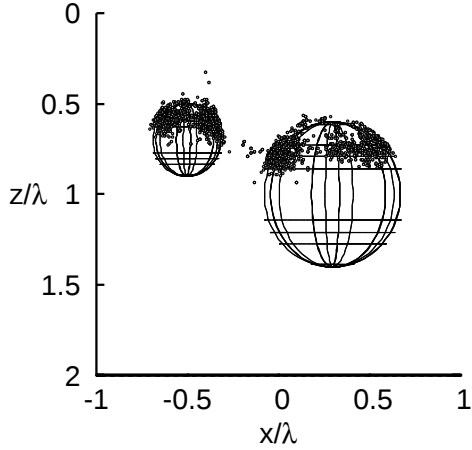


図 6 角度ファジィ推定法による推定画像（雑音なし）

のアンテナ位置において推定点間を正しく接続することは困難である．[4] ではこのようなモデルでのイメージングを想定していないため，ここでは [1] と同様最も近くに存在する推定点を選択して接続していく手法をとるが，この接続法で正しく波面を分離できるわけではない．この結果得られる擬似波面を図 4 に示す．また同図から得られる推定画像を xz 平面に投影したものを図 5 に示す．同図の点群が個々の推定点であり，点線で囲われた部分に虚像が生じていることがわかる．これは距離推定誤差と波面の誤接続が原因である．ここで推定点数を D ， i 番目の推定点と真の目標物体位置からの最小距離を Δr_i とすると推定画像の誤差の RMS 値 ε を

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{D} \sum_{i=1}^D |\Delta r_i|^2} \quad (5)$$

と定義する．このとき，図 5 の推定画像の誤差の RMS 値は $\varepsilon = 0.217\lambda$ である．また SN 比 30dB の白色雑音環境下（以下雑音を仮定する場合はすべて白色雑音とする）では $\varepsilon = 0.204\lambda$ であり，どちらの場合も波面が誤接続されるため SN 比にかかわらず大きな値をとる．従って極値接続法や順次消去法は，波面を正しく接続するのが困難な場合は有効に機能しない．

一方，角度ファジィ推定法による推定画像を図 6，図 7 に示す．図 6 は雑音を与えない場合，図 7 は SN 比 30dB の雑音を与えた場合であり，それぞれの推定画像の誤差の RMS 値は $\varepsilon = 0.0213\lambda$ ， 0.0846λ である．雑音を仮定しない場合はウィナーフィルタが逆フィルタとして動作し，正確な距離推定が行えるため高精度な画像化を実現する．しかし雑音環境下では推定距離誤差が大きくなり，雑音がないときに比べ推定画像誤差の RMS 値に関して約 4.0 倍の劣化が生ずる．

3.3 最適化問題へのモデル化

[1], [4] では局所的に距離推定を行っていたため複雑形状物体の場合は波面の接続が困難であったのに対し，本稿ではすべてのアンテナ座標を考慮して大域的に距離推定を行い，接続情報まで含めた複数の擬似波面を同時に抽出することを試みる．また距離推定において従来有効利用されていなかった波形情報を用いることにより，雑音環境下においても距離推定誤差を抑

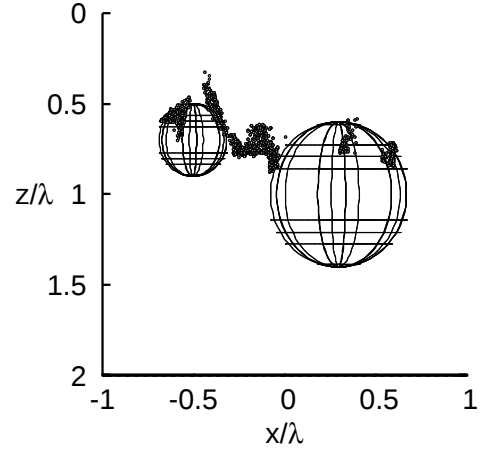


図 7 角度ファジィ推定法による推定画像（SN 比 30dB）

える．以上のことから，予め W 個の擬似波面をパラメータ行列 V によって表現し，生成された擬似波面 $q(X, Y, V)$ からなる信号 $s_{\text{gen}}(X, Y, V)$ を作成する．この $s_{\text{gen}}(X, Y, V)$ を受信信号 $s(X, Y, Z)$ にフィッティングさせることにより V を決定する．従って決定変数が V ，目的関数が生成信号と受信信号の二乗残差とする最適化問題に帰着させることができ，これを次式で表す．

$$V^* = \arg \min_V e(V) \quad (6)$$

$$e(V) = |s_0 - s_{\text{gen}}(V)|^2 \quad (7)$$

目標物体が凸形状の場合，擬似波面がなめらかな曲面になる性質を持つことから，空間に配置された複数の点をなめらかに補間することにより近似的に擬似波面を表現できる．従ってまず次式で示す通り， X 方向， Y 方向にそれぞれ M 点ずつサンプル点を等間隔 $(X_{\text{max}} - X_{\text{min}})/(M - 1)$ ， $(Y_{\text{max}} - Y_{\text{min}})/(M - 1)$ で配置する．ここで X 方向， Y 方向におけるサンプル点番号を (p_i, p_j) ，サンプル点位置を (X_{p_i}, Y_{p_j}) とすると， (p_i, p_j) は 1 から M までの値をとる．例として図 2 において $M = 5$ としたときのサンプル点の配置を黒丸で示す．このサンプル点位置における Z の値の個数は擬似波面数 W であり，そのうち k 番目の値を v_{ijk} ($k = 1, 2, \dots, W$) とすると， V は次式で表すことができる．

$$V = \begin{pmatrix} v_{11} & \cdots & v_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{M1} & \cdots & v_{MM} \end{pmatrix} = (v_{ij}) \quad (8)$$

$$v_{ij} = (v_{ij1}, \dots, v_{ijW}) = (v_{ijk}) \quad (9)$$

各 $(X_{p_i}, Y_{p_j}, v_{ij})$ を次数 3 の B スプラインで補間することにより $q(X, Y, V)$ を生成する．ここで，あるアンテナ位置 (X_i, Y_j) における B スプラインの出力の Z 座標を $\widetilde{v}_{ij} = (\widetilde{v}_{ijk})$ で表すと，その位置における生成信号 $s_{\text{gen}}(\widetilde{v}_{ij})$ は参照波形 $p(Z)$ を用いて次式で表すことができる．ただしここでは簡単のため波形の減衰を無視したモデルを用いるため，受信強度 $G_{ijk} = 1$ とする．

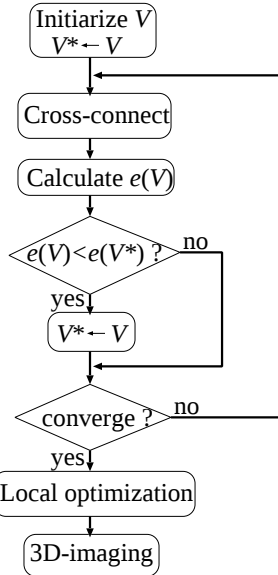


図 8 擬似波面抽出のアルゴリズム

$$s_{\text{gen}}(\widetilde{v}_{ij}) = \sum_{k=1}^W p(Z - \widetilde{v}_{ijk}) \quad (10)$$

つまり s_{gen} は $p(Z)$ を $\widetilde{v}_{ijk}$ だけ距離シフトさせた波形の重ね合わせである．よってあるアンテナ座標 (X_i, Y_j) における受信信号と生成信号との二乗残差 $e(\widetilde{v}_{ij})$ は次式の通りになる．

$$e(\widetilde{v}_{ij}) = \int \left| s_0(X_i, Y_j, Z) - \sum_{k=1}^W p(Z - \widetilde{v}_{ijk}) \right|^2 dZ \quad (11)$$

よってすべてのアンテナ座標を考慮した大域的な受信信号と生成信号の二乗残差 $e(V)$ は (11) 式において (i, j) に関する和をとって

$$e(V) = \sum_{i,j=1}^A e(\widetilde{v}_{ij}) \quad (12)$$

$$= \sum_{i,j=1}^A \int \left| s_0(X_i, Y_j, Z) - \sum_{k=1}^W p(Z - \widetilde{v}_{ijk}) \right|^2 dZ \quad (13)$$

と表すことができ、以下これを評価値と呼ぶ．本研究ではこの大域的な評価関数 $e(V)$ を最小とする V を探索によって求める．

4. 擬似波面抽出アルゴリズムと画像化

提案法による擬似波面抽出から画像化までの手順の流れを図 8 に示す．この擬似波面抽出のアルゴリズムは初期値決定、大域探索、局所的最適化の 3 段階に分けられる．また本研究における最適化問題の次元数は M^2W である．今回は $W = 2$ であり、次元数を低く抑えるため $M = 5$ とした 50 次元最適化問題を扱う．

4.1 初期値決定

まず V の各要素 v_{ijk} を順次消去法 [4] によって求め、 M^2 箇所の各サンプル点位置に対して (11) 式を W 次元マルカート法を用いて最適化することにより、干渉部分の距離推定誤差を補正する．ここで得られたパラメータからの波面の所望接続法

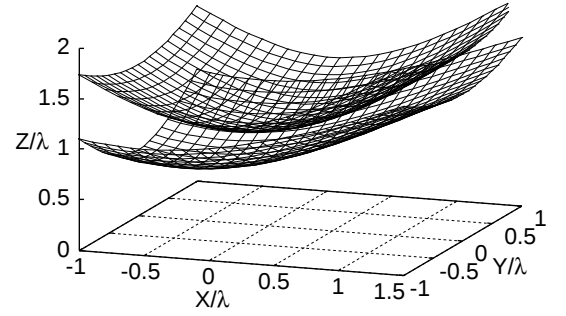


図 9 初期値として与えられる擬似波面

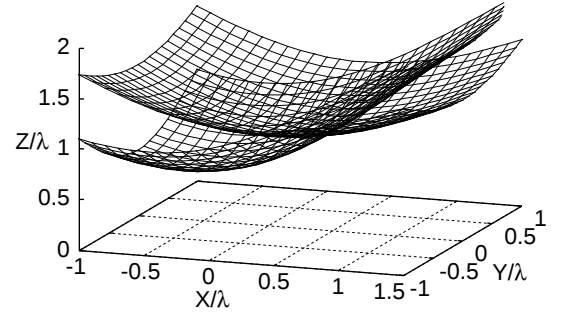


図 10 交叉により求めた正しい接続法

はこの時点では未知であるので、まず各 (X_{pi}, Y_{pj}) について

$$v_{ij1} \leq v_{ij2} \leq \dots \leq v_{ijW} \quad (14)$$

を満たすように並び替え、これを初期値 V_0 とする．このとき $-\lambda \leq x \leq 1.5\lambda$, $-\lambda \leq y \leq \lambda$ の範囲における擬似波面を図 9 に示す．図 2 と異なり、交差するべき波面が交差していないことがわかる．

4.2 大域探索

大域探索では V の要素を操作することにより波面をつなぎ替える．図 8 に示す通り、波面をつなぎ替えて評価値 $e(V)$ を計算し、改善すればそのときの V を保存するという処理を繰り返す．本稿で使用した Core2Duo1.86Ghz プロセッサでは 1 回の $e(V)$ の計算に約 150ms の時間を要し、大域探索においてこの計算時間が支配的である．従って大域探索の計算時間は波面をつなぎ替える反復回数に依存する．ここでパラメータの要素数は M^2W であり、それらの接続総数は $(W!)^{M^2-1}$ 通り存在する．例えば $M = 5$, $W = 2$ の場合の接続総数は 2^{24} 通りにもなり、この回数だけ $e(V)$ を計算する手法（全探索法と呼ぶ）では約 700 時間を要し、現実的でない．

そこで本稿では波面をつなぎ替える手法としてまず XY 平面に垂直なある平面を仮定し、その平面により XYZ 空間を分割する．そして片方の空間において異なる擬似波面番号 (k_1, k_2) を選択し、各サンプル点位置に対して v_{ijk_1} と v_{ijk_2} の値を入れ替えることにより波面をつなぎ替える手法をとる．以下この操作を交叉と呼び、上述の平面を交叉境界平面と呼ぶこととする．交叉境界平面は、異なる 2 つのサンプル点 (X_{i_1}, Y_{j_1}) , (X_{i_2}, Y_{j_2}) を反復のたびにランダムに選択し、次式に示す 2 点を通る Z 軸に垂直な平面とする．

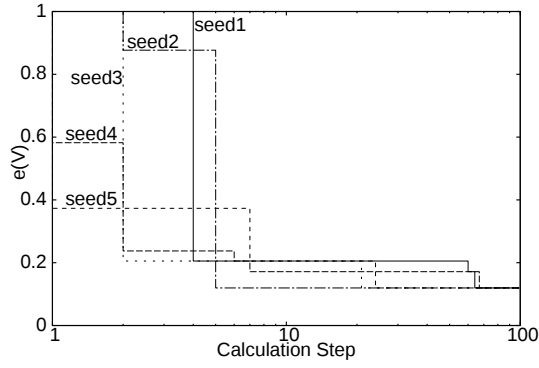


図 11 反復回数と評価値の推移

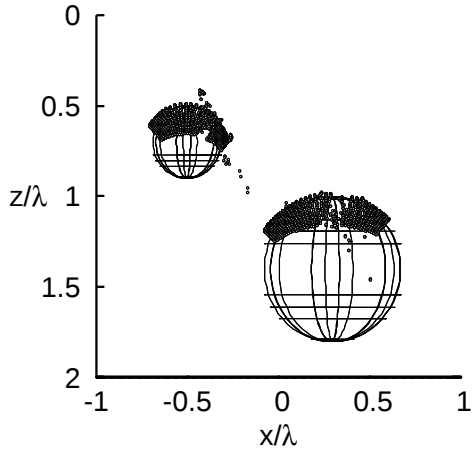


図 12 最適化した擬似波面からの推定画像（雑音なし）

$$Y = \frac{X_{i1} - Y_{j2}}{X_{i1} - X_{i2}} X + \frac{X_{i1}Y_{j2} - X_{i2}Y_{j1}}{X_{i1} - X_{i2}} \quad (X_{i1} \neq X_{i2}) \quad (15)$$

$$X = X_0 \quad (X_{i1} = X_{i2} = X_0) \quad (16)$$

この処理において適切な平面が選択されると、図 10 に示す擬似波面の通り、正しい波面の接続法が得られる。ここで図 11 に乱数の種を 5 通り変えて探索したときの、反復回数と評価値の推移を示す。ただし $e(V_0) = 1$ と正規化している。同図からこの手法において必要な反復回数は 100 回程度であり、全探索法よりはるかに高速である。

4.3 局所的最適化

大域探索後のパラメータを V^* とし、そのときのあるアンテナ位置 (X_i, Y_j) における補間の出力の Z 座標を $\widetilde{v}_{ij}^* = (\widetilde{v}_{ijk}^*)$ とする。このとき、各アンテナ座標に対して $\widetilde{v}_{ij}^*$ を初期値とした W 次元マルカート法により (11) 式の最適化を行い、最終的な推定擬似波面とする。マルカート法の反復回数を 8 回としたとき、 $A^2 = 1521$ 点のアンテナ座標について局所探索にかかる合計時間はおよそ 40 秒程度である。

4.4 推定画像の精度と計算時間

雑音を与えない場合と、SN 比を 30dB の雑音を与えた場合について、提案法による推定画像をそれぞれ図 12, 13 に示す。また推定画像の誤差の RMS 値 ε を表 1 に示す。角度ファジィ推定法では雑音を与えない場合に比べ ε が約 4.0 倍に劣化したが、提案法での劣化は約 1.1 倍であり、雑音の影響による推定画像の劣化を抑えることに成功した。また SN 比 30dB の雑音

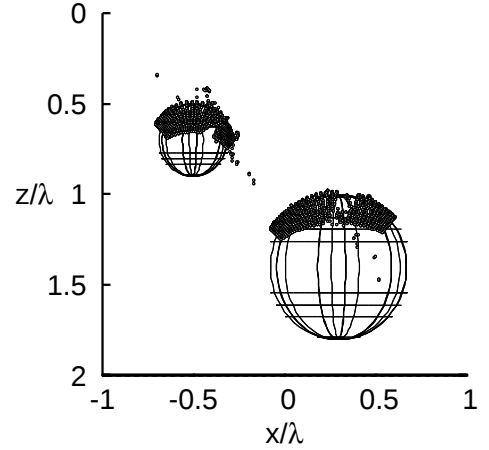


図 13 最適化した擬似波面からの推定画像（SN 比 30dB）

表 1 各手法における推定画像誤差の RMS 値 ε

イメージング手法	ε (雑音なし)	ε (SN 比 30dB)
順次消去法	0.217 λ	0.204 λ
角度ファジィ推定法	0.021 λ	0.085 λ
提案法	0.028 λ	0.031 λ

環境下では、提案法の方が誤差の RMS 値に関して約 2.8 倍高精度である。

また角度ファジィ推定法では推定画像を得るために 50 秒程度の計算時間を必要とする。一方提案法の計算時間は大域探索に 15 秒程度、局所的最適化に 40 秒程度と合計 55 秒程度であり、現時点では角度ファジィ推定法の方がやや高速である。今後は提案法による高速化を図ることが必要である。

5. ま と め

まず UWB パルスレーダによるイメージング手法として SEABED 法、角度ファジィ推定法を挙げ、本稿では SEABED 法による高精度な画像化手法を試みた。まず受信信号からの擬似波面抽出について、すべてのアンテナ座標を考慮した波形情報に関する目的関数を最適化する問題に帰着させ、複数の擬似波面を一度に決定する手法を提案した。この際大域探索法として交叉の手法を用いることにより、単純な全探索法よりも高速化を実現した。提案法と角度ファジィ推定法では、SN 比が無限大であるときには角度ファジィ推定法の方が高精度であるが、SN 比 30dB の雑音環境下では提案法の方が高精度になることを明らかにした。

文 献

- [1] T. Sakamoto and T. Sato, IEICE Commun., vol E87-B, no. 5, pp.1357–1365, May, 2004.
- [2] J.P. Fitch, Synthetic Aperture Radar, Springer-Verlag, New York, 1998.
- [3] D. L. Mensa, High Resolution Radar Cross-Section Imaging, Fourth ed., Artech House, 1991.
- [4] S. Hantscher *et al.* Proc. 2007 IEEE Intl. Conf. Ultra-Wideband, W04, 2007.
- [5] S. Kidera *et al.*, Proc. XXIX URSI General Assem., (accepted), 2008.