

# 波形情報最適化による複数目標物体 UWB レーダイメージング

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 レーダは高い分解能を有し、SEABED 法などの高速画像化手法を用いた各種の応用が期待される。当手法は受信信号からアンテナ位置と伝搬距離に関する等位相面（擬似波面と呼ぶ）を抽出し、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は信号が干渉するため、正確な擬似波面抽出を行うには従来よりも高度な信号処理手法が要求される。我々はすでに擬似波面抽出を、波形情報を評価関数に用いた最適化問題に帰着させることにより、複雑形状物体に対しても正確な画像化を行うことを可能とした。しかし先行研究では散乱波形が常に既知かつ不変であるという簡略なモデルを用いるため、実環境下における信号処理手法としては十分でない。そこで本研究では、従来考慮されていなかったアンテナ指向性の周波数特性に依存する波形情報を、最適化の評価関数に盛り込むことを試みる。これにより散乱波形が未知かつ一意でない実環境下においても対応が可能となる。この手法を実際の複数目標物の受信信号に適用し、高精度な画像化を行う。

キーワード UWB, レーダイメージング, アンテナ指向性, SEABED 法, 複数目標物体, 擬似波面, 最適化

## UWB radar imaging algorithm for multiple objects with optimization of the waveform information

Hiroshi MATSUMOTO, Takuya SAKAMOTO, and Toru SATO

Dept. of Communications and Computer Eng., Kyoto University

**Abstract** UWB radar systems, which possess the high range resolution, are expected to be applied to a variety of areas with fast imaging algorithms, such as SEABED method. This method makes it possible to image 3-D unknown targets by using a reversible transform after extracting the curved surface, called quasi-wavefront, which is constructed from antenna position and distance to the target. However, in case of observing complex-shaped targets, a more advanced algorithm is required in order to extract them correctly, because the received signals interfere each other with the echos from multiple reflected points. We have already made it possible to obtain the accurate image of complex objects by treating the problem as an optimization with an evaluation function regarding the waveforms. The conventional study, which assumed the simple model that scattering waveforms are known and constant, is not enough as the real-environmental signal processing algorithm. In order to adapt to the real environment, we propose to consider the waveforms into the evaluation function, which depends on the antenna pattern and its frequency property. We obtain the accurate image by applying the real observed data of multiple objects.

**Key words** UWB, radar imaging, antenna pattern, SEABED method, multiple objects, quasi-wavefront, optimization

### 1. ま え が き

UWB (Ultra Wide-Band; 超広帯域) レーダは高い距離分解能を有することから、一般的な光学カメラと異なり目標物までの正確な距離や立体形状を定量的に推定することが可能である。UWB レーダを用いた画像化手法として SEABED (Shape Estimation Algorithm based on BST and Extraction of Directly scattered waves) 法 [1] が知られている。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、この擬似波面が受信信号から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]。従って災害救助ロボットの環境認識機能や犯罪防止のための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．しかし目標物体の形状が複雑もしくは複数存在する場合、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擬似波面の正確な抽出が困難なため、所望の推定画像を得るのが困難であった [1], [4]．

この問題点に関し、文献 [5] では擬似波面抽出を最適化問題として扱うことにより、複数目標の受信信号に対し、干渉部分も含めた擬似波面抽出を可能としたことが報告されている．ただしこれは、散乱波形の変化や自由空間損失を無視するという簡略なモデルを想定して作成した受信信号に対しての結果であり、実環境下に対応する手法としては不十分である．

本稿では実環境下において複数の目標物を SEABED 法によりイメージングを行うために、実際の受信信号に対し [5] と同様に最適化によって正確な擬似波面抽出を行うことを目的とする．その際実際に用いるアンテナの指向性が周波数によって変化するという送受信機系の情報を利用することで、より高精度な最適化を行う手法を提案する．

## 2. SEABED 法の原理と擬似波面抽出法

### 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  $(x, y, z) = (X, Y, 0)$  に無指向性モノスタティックアンテナを配置して走査する．また目標物体は等方的かつ明瞭な境界を有する凸形状物体とし、その境界面が  $z > 0$  となるような位置に配置する．このとき目標境界面上の点において接平面とアンテナ方向が直交する場合に強い散乱波が受信される．その時の受信時刻を  $t$  とし、伝搬速度を  $c$  とすると（伝搬媒質も均一な誘電率を持つとする）、散乱点とアンテナとの距離  $Z$  は、 $Z = ct/2$  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  $\Delta d_x$ ,  $\Delta d_y$  で  $L$  点ずつ、計  $L^2$  点で送受信を行う．

送信波形  $p(Z)$ （以下、波形はすべて距離  $Z$  の関数として扱う）として中心周波数  $f$ （中心波長  $\lambda$ ）のパルス波形を想定する．また目標物体からの受信信号を  $s(X, Y, Z)$  とし、各アンテナ位置  $(X_i, Y_j)$  で送信波形  $p(Z)$  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  $s_0(X, Y, Z)$  とする．

### 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  $(x_c, y_c, z_c)$  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  $(x_c, y_c, z_c)$  への変換を逆境界散乱変換 (Inverse BST; IBST) と呼ぶ．SEABED 法は、受信信号から擬似波面を抽出し、次式で表される IBST の変換式により目標物体形状を推定する手法である．

$$\begin{cases} x_c = X - Z\partial Z/\partial X \\ y_c = Y - Z\partial Z/\partial Y \\ z_c = Z\sqrt{1 - (\partial Z/\partial X)^2 - (\partial Z/\partial Y)^2} \end{cases} \quad (1)$$

目標物体が単純な形状の場合、次節で述べる方法により受信

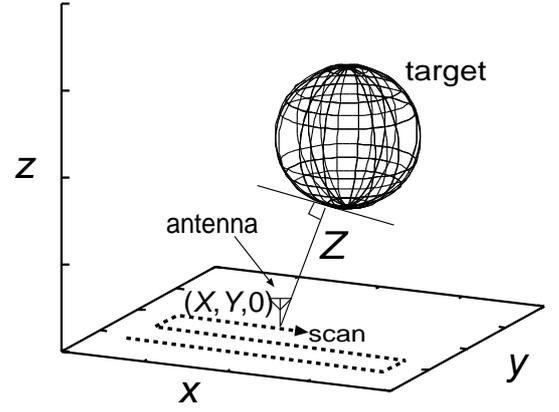


図 1 システムモデル

信号から擬似波面を明確に抽出することができ、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]．

#### 2.2.2 単純形状物体に対する擬似波面抽出法

本稿で仮定する単純形状物体とは、擬似波面が単一もしくは複数の交錯せずに存在する場合の物体とする．[1] では  $s_0(X_i, Y_j, Z)$  の瞬時包絡線  $s_e(X_i, Y_j, Z)$  について、 $\partial s_e(X_i, Y_j, Z)/\partial Z = 0$  となる  $Z$  を各  $(X_i, Y_j)$  について接続していくことで抽出を行った．しかしこの手法では干渉した信号に対する到来距離の推定値に大きな誤差が生じる．

また Hantscher *et al.* [4] は、擬似波面数  $N_Q$  の場合に対し、観測点  $(X_i, Y_j, 0)$  における信号  $s_0(Z)$  が、次式で示す通り参照波形  $r(Z)$  を到来距離  $q_k$  シフトし、受信強度  $A_k$  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．ただし  $k$  は擬似波面番号である．

$$s_0(Z) \cong \sum_{k=1}^{N_Q} A_k r(Z - q_k) \quad (2)$$

$s_0$  に対し  $r(Z)$  の整合フィルタ出力が最大となる距離を  $q_1$ 、 $s_0$  の最大値を  $A_1$  とし、 $s_0 - A_1 r(Z - q_1)$  を改めて  $s_0$  と置く．以下同様にして  $|s_0|^2$  が閾値以下になるまでの反復回数を  $N_Q$  とし、 $q_2, \dots, q_{N_Q}$  を求める．この手法では  $1/4\lambda$  程度以上の到来距離差で干渉した信号に対しては除去が可能であるが、多干渉環境下においては多くの測定点で真の到来距離の正確な推定が困難となる．また擬似波面が交錯する場合に対しては誤接続する可能性もあるため推定画像に大きな誤差を生ずる．

#### 2.2.3 複数目標物体に対する擬似波面抽出法

単純形状物体に対し、複数の擬似波面が交錯して存在する場合を本稿では複数目標物体と呼ぶ．複数目標物体では多くの観測点で複数の擬似波面が近接するため、受信信号が干渉する．このため局所的に擬似波面候補点を求めてから正確に接続していくことは困難であり、推定精度が著しく劣化する．

この問題点に対し [5] では擬似波面抽出を最適化問題として扱うことにより、 $N_Q = 2$  の場合について正確な擬似波面抽出を行い、高精度な推定画像を得ることに成功した．これは実際の受信信号  $s_0(X, Y, Z)$  と、擬似波面の接続情報を含む生成信号  $s_{\text{gen}}(X, Y, Z)$  との二乗残差  $e$  を最小化することで適切な擬

似波面を得るという手法である．また各観測点における生成信号の作成法は [4] のモデルに準拠する．ただし [5] の結果は数値計算で作成した受信信号に対してのものであり，その際自由空間損失を無視し，ボルン近似を仮定している．また理想的な無指向性アンテナを使用することを想定しているため，その指向性による周波数特性も考慮しないとしている．従ってこれらの仮定に基づいて作成した生成信号を，実際のデータに適用してイメージングを行うのは困難である．

### 3. 送受信系の特性を利用した最適化手法

#### 3.1 目的関数の定義

本稿では [5] と同様，複数目標に対する実際の受信信号と生成信号の二乗残差を最小化することにより擬似波面を抽出する．まず従来の仮定による生成信号は次式の通りである．

$$s_{\text{gen}}(X, Y, Z) = \sum_{k=1}^{N_Q} A r(Z - q_k(X, Y)) \quad (3)$$

$r(Z)$  は振幅を 1 と正規化した参照波形， $A$  はその振幅， $q_k(X, Y)$  は観測点  $(X, Y, 0)$  における第  $k$  目標からの到来距離（すなわち擬似波面）である．つまり各観測点における生成信号は，参照波形を各目標からの到来距離だけ距離シフトさせたものの重ね合わせである．上式の通り  $A$ ， $r(Z)$  は  $(k, X, Y)$  に依存せず，かつ既知とするモデルを用いていた．

しかし実際の UWB アンテナを使用する場合，その指向性が周波数特性を持つことで，観測位置により受信波形の振幅や周波数特性が変化する．従って提案法で用いる生成信号は次式で表すこととする．

$$s_{\text{gen}}(X, Y, Z) = \sum_{k=1}^{N_Q} A_k(X, Y) r_k(X, Y, Z - q_k(X, Y)) \quad (4)$$

本稿ではアンテナの周波数特性が到来方向にのみ依存するとし，伝搬距離による変化は無視する．つまり参照波形の周波数特性や振幅は，散乱点からの到来方向に依存して変化するというモデルを用いる．ここで，ある目標の擬似波面が  $q(X, Y)$  のとき， $(X, Y, 0)$  から見た目標散乱点からの到来方向を擬似波面の勾配

$$\mathbf{g} = \left( \frac{\partial q(X, Y)}{\partial X}, \frac{\partial q(X, Y)}{\partial Y} \right) \quad (5)$$

によって表す．上式において  $\mathbf{g} = \mathbf{g}_0 = \mathbf{0}$  のとき，到来方向が  $z$  軸方向となる．従来 [4], [5] の参照波形（つまり (3) 式の  $r(Z)$ ）として，到来方向が常に  $\mathbf{g} = \mathbf{0}$  である無限大平面からのエコーを用いており，そのスペクトルを  $F_0(\omega)$  とする．一方，提案法で用いる到来方向  $\mathbf{g}$  における参照波  $r(X, Y, Z)$  のスペクトルを  $F(\omega; \mathbf{g})$ ，アンテナ指向性の周波数特性を  $F_{\text{ref}}(\omega; \mathbf{g})$  し， $F(\omega; \mathbf{g})$  を次式で定義する．

$$F(\omega; \mathbf{g}) = F_0(\omega) \cdot \frac{F_{\text{ref}}(\omega; \mathbf{g})}{F_{\text{ref}}(\omega; \mathbf{g}_0)} \quad (6)$$

つまり従来の参照波形  $F_0(\omega)$  に対し，提案法の参照波形は，到来方向  $\mathbf{g}_0$  に対する方向  $\mathbf{g}$  のアンテナ周波数特性の比をかける

ことにより得る．以下これを参照波補正法と呼ぶ．また参照波の振幅  $A(X, Y)$  については，アンテナの指向性に加え，自由空間損失にも依存する．ここで到来方向  $\mathbf{g}$  におけるアンテナの受信信号振幅に関する指向性を  $A_{\text{ref}}(\mathbf{g})$  とする．また自由空間損失は到来経路長  $2q(X, Y)$  の 2 乗に反比例することから，遠方界において  $A(X, Y)$  は次式で表すことができる．

$$A(X, Y) = \frac{A_{\text{ref}}(\mathbf{g})}{\{2q(X, Y)\}^2} \quad (7)$$

以下上式を用いた補正を振幅補正法と呼ぶ． $F_{\text{ref}}$  及び  $A_{\text{ref}}$  は送受信系に依存するが，提案法による (6) (7) 式は 2.1 節で想定する範囲の任意の物体に対して適用可能である．

以上のことを踏まえ，最適化における目的関数を定義する．本稿では大域探索と局所探索によって目的関数を使い分ける．まず局所的評価関数  $e_{\text{local}}$  は，ある観測点  $(X, Y, 0)$  における受信信号と生成信号の二乗残差であり，次式で定義する．

$$e_{\text{local}} = \int |s_0(X, Y, Z) - s_{\text{gen}}(X, Y, Z)|^2 dZ \quad (8)$$

大域的評価関数  $e_{\text{global}}$  は (8) 式においてすべてのアンテナ座標を考慮したものとし，次式で表される．

$$e_{\text{global}} = \int |s_0(X, Y, Z) - s_{\text{gen}}(X, Y, Z)|^2 dXdYdZ \quad (9)$$

#### 3.2 決定変数の定義

前節から，擬似波面が定めれば (5) (6) (7) 式及び (4) 式を用いて目的関数を一意に決定することができる．ここで擬似波面を生成するための決定変数  $\mathbf{V}$  を次式で表す．

$$\mathbf{V} = (\mathbf{v}_k) = \begin{pmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{N_Q} \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$= (v_{kl}) = \begin{pmatrix} v_{11} & \cdots & v_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{N_Q 1} & \cdots & v_{N_Q M} \end{pmatrix} \quad (11)$$

つまり  $M$  個の要素からなるベクトル  $\mathbf{v}_k$  によって個々の擬似波面  $q_k(X, Y)$  を生成する．従って本最適化問題の次元数は  $N_Q M$  である．本稿では  $L^2$  箇所の測定点から 1 つの擬似波面が構成されるため，次元数を抑えるために  $N_Q M$  の値を  $N_Q L^2$  よりなるべく小さくすることが必要である．

#### 3.3 最適化手順

図 2 に最適化手順を示す．本最適化問題は局所探索，局所探索のステップを経る．まず大域探索において， $\mathbf{V}$  の要素  $v_{kl}$  の値を変更し，評価値  $e_{\text{global}}(\mathbf{V})$  を計算する．このとき評価値が改善すればそのときの  $\mathbf{V}$  を  $\mathbf{V}^*$  とし， $\mathbf{V}^*$ ， $e(\mathbf{V}^*)$  を保存する．上記処理を評価値が収束するまで反復する．

局所探索においては各  $(X, Y)$  に対し，大域探索で推定した  $\mathbf{V}^*$  から求まる  $F(\omega, \mathbf{g}_k)$  を用いて (8) 式の  $e_{\text{local}}$  の最適化を行う．その際決定変数は  $q_k(X, Y)$  と  $A_k(X, Y)$  とし， $A_k(X, Y)$  については (7) 式を用いず， $q_k(X, Y)$  と独立した変数として

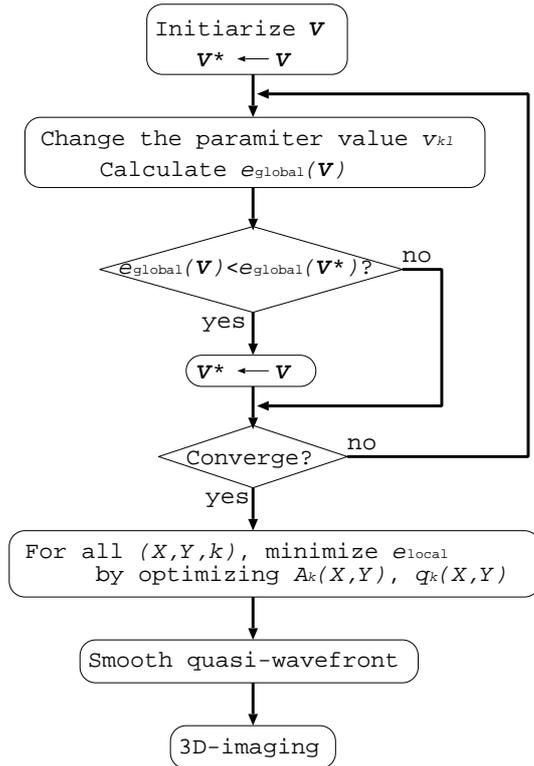


図 2 最適化手順

扱う．またそれぞれの初期値として  $q_k(X, Y; \mathbf{v}_k)$  (7) 式から定まる  $A_k(X, Y)$  を与える．したがって大域探索の次元数は前節の通り  $N_Q M$  であるが，局所探索の次元数は  $2N_Q$  である．

局所探索により求めた  $q_k(X, Y)$  について， $X, Y$  に関する微分の不安定性を抑えるために平滑化を行う必要がある．文献 [6] において，擬似波面をガウス関数で畳み込むことにより平滑化を行う手法を提案している．この手法により得られた擬似波面を  $\bar{q}_k(X, Y)$  とし，最終的な推定擬似波面とする．これを用いて (1) 式により画像化を行う．

## 4. 実験システムとデータ測定

### 4.1 実験システム

本研究では 2.1 節で想定したシステムモデルに基づいて実験システムを構成した．使用する UWB パルスレーダの実験サイトを図 3 に示す．実験では送信アンテナと受信アンテナを自由空間中に 10cm 離して並置し，近似的にモノスタティックシステムを構成する．使用するアンテナは無指向性の広帯域セラミックパッチアンテナであり，送受信アンテナ対を XY ポジションに取り付け，2.1 節で述べた範囲の平面上を走査する．UWB パルス発生器の出力をケーブルを通して送信アンテナに入力し，受信アンテナからケーブルを通して，デジタルデータ化された受信信号がオシロスコープに送られ，保存される．この際，SN 比を向上させるためにパルスの送受信を 64 回行い，コヒーレント積分処理を行う．また目標を置かない場合の受信信号を同様に測定しておき，その波形を観測波形から差し引くことで直達波を除去する．

送信波形  $p(Z)$  として金属板からのエコーを用いる．なお，こ

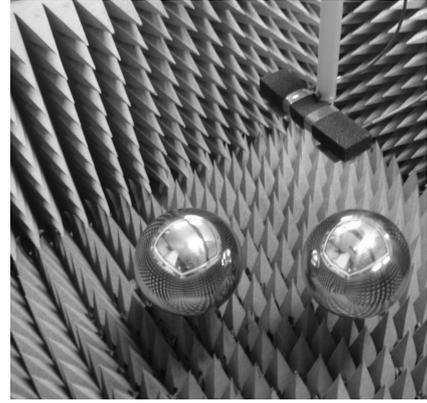


図 3 実験サイト

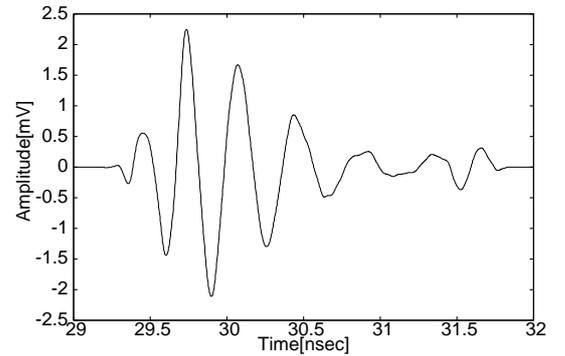


図 4 送信信号波形

こで用いる金属板は縦 90cm，横 60cm であり，アンテナ対から  $D = 36.5\text{cm}$  離して測定した．図 4 に送信信号波形を，図 5 にそのパワースペクトルを示す．図 4 において横軸の時間の値は，ケーブル内の伝搬時間も含めた値となっている．また図 5 から 10dB 帯域幅は 3.01GHz で，その中心周波数は  $f = 3.42\text{GHz}$  ( $\lambda = 8.78\text{cm}$ ) である．従って使用した金属板はフレネル半径  $\sqrt{\lambda D} \cong 17.9 < 30[\text{cm}]$  を満足し，無限大平面からの反射波として扱うことができる．また (3) 式の  $r(Z)$  として， $p(Z)$  の自己相関関数を用いる．

### 4.2 送受信機系に依存した参照データの測定

提案法に用いる参照信号  $F_{\text{ref}}(\omega, \mathbf{g})$ ,  $A_{\text{ref}}(\mathbf{g})$  の測定において，観測点から見た各到来方向の波形を均一に測定可能である金属球を用いて測定を行った．金属球の半径は 10cm であり，中心が  $(0, 0, 40)$  となるように配置した．アンテナの走査範囲は (??) 式において  $\Delta d_x = \Delta d_y = 7$ ,  $L = 9$ ,  $X_{\min} = Y_{\min} = -35$  (つまり  $X_{\max} = Y_{\max} = 21$ ) とし，計 81 点で送受信を行う．

このときの測定信号を  $s_{\text{ref}}(X, Y, Z)$  とすると，次式で表すことができる．

$$s_{\text{ref}}(X, Y, Z) = \frac{A_{\text{ref}}(X, Y)}{\{2q_{\text{ref}}(X, Y)\}^2} \cdot r(X, Y, Z - q_{\text{ref}}(X, Y)) \quad (12)$$

この信号から [1] の方法により  $q_{\text{ref}}(X, Y)$  を抽出可能である．それにより求まる  $r(X, Y, Z)$  のスペクトルを  $F_{\text{ref}}(\omega; X, Y)$  とすると，例として  $F_{\text{ref}}(\omega; -7, Y)$  を図 6 に示す．各スペクトルは下から順に  $Y = -35, -28, \dots, 21$  となっている．同図から，

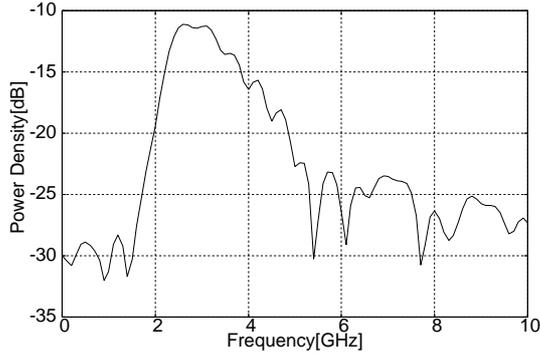


図 5 送信信号のパワースペクトル

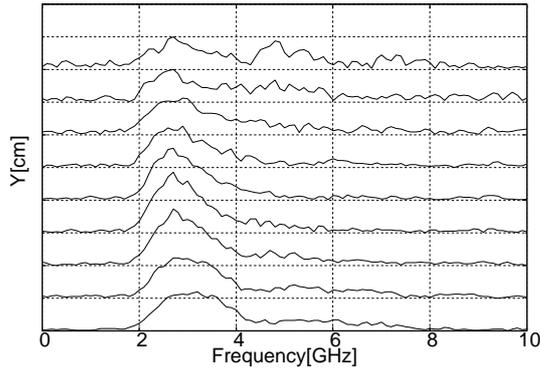


図 6  $X = -7$  における各  $Y$  に対応した受信信号のパワースペクトル

各位置におけるスペクトル形状が図 5 と異なっていることがわかる．また同様に各  $(X, Y)$  における受信振幅  $A_{\text{ref}}(X, Y)$  を図 7 に示す (5) 式を用いて  $q_{\text{ref}}(X, Y)$  から  $g$  を求め、測定した  $F_{\text{ref}}(\omega; X, Y)$ ,  $A_{\text{ref}}(X, Y)$  から  $F_{\text{ref}}(\omega; g)$  及び  $A_{\text{ref}}(g)$  を得る．

#### 4.3 未知目標物からの受信信号の測定

未知目標の受信信号  $s_0$  として、同様の金属球を  $C_1(12, 9, 40)$ ,  $C_2(-12, -9, 40)$  に配置したときの信号を用いる．ここで金属球を個別に配置したときの信号をそれぞれ  $s_{C_1}$ ,  $s_{C_2}$  とし、それらのデータも取得した． $X = -7$  における受信信号  $s_0$  と、個別に配置したときの信号の和  $s_{C_1} + s_{C_2}$  を図 8 に示す．実線で表す信号が前者、破線で表す信号が後者である．実線と破線がほぼ一致していることから、 $s_0$  は個々の目標物の単散乱波の重ね合わせで表現可能である．従って  $N_Q = 2$  であり、本稿ではこの数を既知とする．ここで (9) 式において  $s_{\text{gen}}$  を  $s_{C_1} + s_{C_2}$  に置き換えた時、 $e_{\text{global}} = 0.084$  であり、これが  $e_{\text{global}}$  の取り得る最小値と考えられる (9) 式の最適化を行った場合、ほぼこの程度の値に収束すると予想される．また同図の鎖線は、 $s_{C_1}$  と  $s_{C_2}$  からそれぞれ求められる擬似波面を表している．2 つの擬似波面が交錯しており、[5] で扱った複雑形状物体と見なすことができる．

### 5. 最適化アルゴリズムと画像化

#### 5.1 従来と提案法の評価関数精度の比較

擬似波面抽出を行う前に、提案する評価関数の有効性について検証を行う．まず  $s_{C_1}$ ,  $s_{C_2}$  から求めた擬似波面  $q_k(X, Y)$ ,  $A_k(X, Y)$  を真値とし、それらを既知とした場合において従来

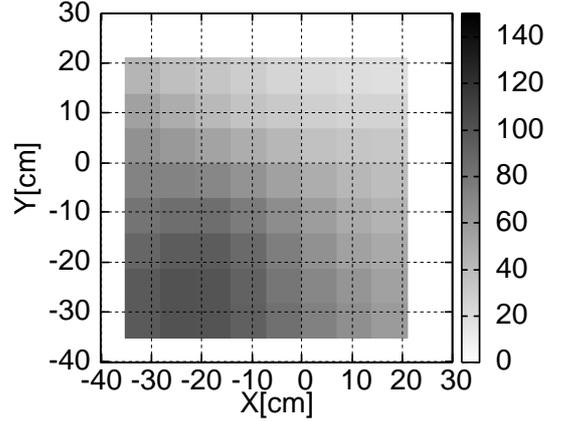


図 7 アンテナ指向性に依存する受信振幅

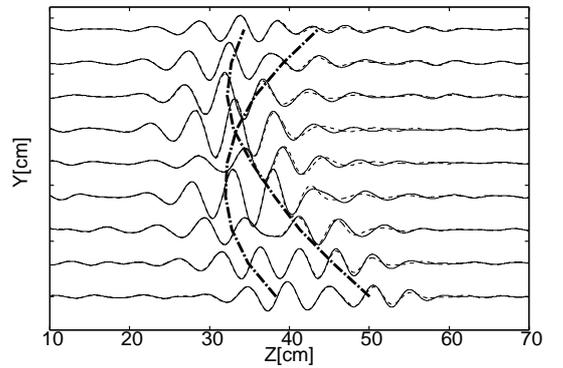


図 8  $s_0$  (実線) と  $s_{C_1} + s_{C_2}$  (破線) と擬似波面 (鎖線)

の参照波  $r(Z)$  を用いた場合 (9) 式の値は 1.45 となった．一方  $q_k(X, Y)$  を既知とし、 $r_k(X, Y, Z)$ ,  $A_k(X, Y)$  を (6) 式による参照波補正法と (7) 式による振幅補正法を適用した場合、(9) 式の値は 0.270 となり、従来よりも約 5.4 倍の精度改善が得られることがわかった．

#### 5.2 擬似波面の作成方法

擬似波面の形状は目標物の形状により異なるが、目標境界面が近似的に球面であると仮定した場合、擬似波面は回転双曲面で与えられる．本稿ではこのようなモデルを仮定することで次元数を低く抑える．従って  $q_k(X, Y)$  を次式で表す．

$$q_k(X, Y; \mathbf{v}_k) = \sqrt{(X - v_{k1})^2 + (Y - v_{k2})^2 + v_{k3}^2} - v_{k4} \quad (13)$$

この式から  $M = 4$  である．ここで  $(v_{k1}, v_{k2}, v_{k3}, v_{k4})$  はそれぞれ、目標物が球であるとした場合の中心の  $x$  座標、 $y$  座標、 $z$  座標、半径を表す．

#### 5.3 大域探索

本稿では大域探索においてランダム探索を行う．各  $(k, l)$  に対し  $v_{kl}$  の値を定められた範囲内の一様乱数で置き換えて探索を行う．本稿で使用した Core2Duo1.86GHz プロセッサでは  $e_{\text{global}}$  の計算 1 回あたりに約 0.23 秒の時間を要し、大域探索においてこの計算時間が支配的である．図 9 に乱数の種を 5 通り変化させて探索を行ったときの評価値の推移を示す．同図から  $e_{\text{global}}$  が収束するために要する反復回数は 1000 回程度であ

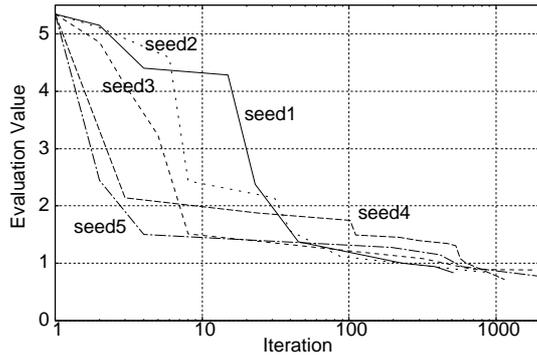


図 9 各乱数の種に対する，探索による評価値の推移

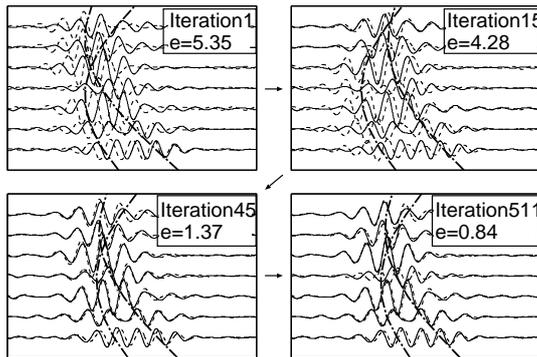


図 10 各イタレーションにおける生成信号の推移

り，本稿で行う大域探索には約 230 秒の時間を必要とする．また同図の seed1 の場合のイタレーション 1, 15, 45, 511 における  $X = -7$  での生成信号を図 10 に示す．同図において実線が受信信号，破線が生成信号，鎖線が生成擬似波面を表す．計算ステップが進むにつれて生成信号と受信信号の残差が 0 に近づいていくことが確認される．

#### 5.4 局所探索，擬似波面平滑化

局所的最適化にはマルカート法を用いる．マルカート法の探索回数を 8 回としたとき， $L^2 = 81$  箇所すべての観測位置について局所探索に要する計算時間は 27 秒程度である．また各  $(X, Y)$  における  $e_{local}$  の値をすべて足し合わせた値は 0.064 となり，4 節の残差値と同程度の値となっている．さらに 3.3 節で述べた平滑化により  $\bar{q}_k(X, Y)$  を得る．これを図 11 に示す．ただしガウス関数の相関長は文献 [6] と同様の値を定めた．

#### 5.5 推定画像の精度

各  $k$  に対する  $\bar{q}_k(X, Y)$  を (1) 式に適用し，得られた推定画像を  $xz$  平面に投影したものを図 12 に示す．同図において点群が個々の推定点である．ここで推定点数を  $N$ ， $i$  番目の推定点と真の目標境界面からの最小距離を  $\delta_i$  とすると，推定画像の RMS 誤差  $\varepsilon$  を

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\delta_i|^2} \quad (14)$$

と定義する．このとき図 12 における  $\varepsilon$  の値は 0.62cm (0.071 $\lambda$ ) であり，高精度な画像化を実現した．

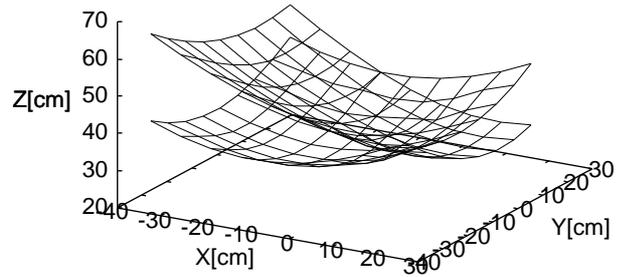


図 11 平滑化を行った擬似波面

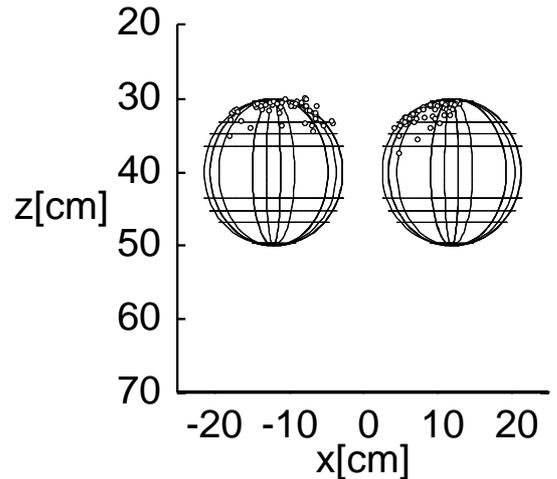


図 12 擬似波面平滑化後の推定画像

## 6. まとめ

まず UWB レーダによるイメージング手法として SEABED 法を挙げ，それを用いて複雑形状物体のイメージングを行うには，擬似波面抽出を波形情報に関する最適化問題として扱うのが有効であると述べた．本稿では実環境に対応した最適化を行うために，実際に使用するアンテナが，目標物の散乱点からの到来方向によって指向性の周波数特性が変化することに着目した．そこで使用するアンテナの指向性に関する参照データを測定し，それを最適化問題の評価関数に盛り込むことを提案した．これにより従来よりも約 5.4 倍精度が改善することがわかった．さらにこの評価関数に対し，擬似波面抽出アルゴリズムの一例も示し，未知の目標物の実データに対しても最適化が有効に機能することを確認した．

### 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] T. Sakamoto *et al.* Workshop for Space, Aeronautical and Navigational Electronics, 2008.
- [6] 阪本卓也, 他, 信学論, vol. J90-B, No. 1, pp.66-73, 2007.