

UWB パルスレーダによる高速立体形状推定法の実験的検討

阪本 卓也^{†a)} 木寺 正平^{†b)} 佐藤 亨^{†c)} 杉野 聡^{††}

An Experimental Study on a Fast 3-D Imaging Algorithm for UWB Pulse Radars

Takuya SAKAMOTO^{†a)}, Shouhei KIDERA^{†b)}, Toru SATO^{†c)}, and Satoshi SUGINO^{††}

あらまし 災害現場など人間が行動することの困難な場所での救助活動にはロボットの実現が大きな助けとなる。近年標準化が進められている超広帯域 (UWB) 信号を利用した UWB パルスレーダは空気中で利用可能であり、高い距離分解能を有するためにロボット用状況測定手段の有望な候補となりつつある。レーダ画像化は設定不適切逆問題の一種として知られており、多くの研究がなされてきたが、その多くは地下などの連続的に誘電率の変化する媒質を対象とするために長い計算時間を要する反復計算に基づいている。一方で空気中の物体の多くが明りょうな境界を有しているため、空気中の目標形状の推定は問題を単純化することができる。我々が現在までに開発してきたアルゴリズムである SEABED 法はこの特徴を利用することで、受信データと目標形状の間の可逆な変換関係に基づく高速な立体形状推定を実現している。これまで SEABED 法の特性評価は数値シミュレーションのみにより行われてきた。本論文では UWB パルスレーダを用いた実験を行い、SEABED 法の特性を実験的に検討する。更に、SEABED 法の雑音耐性を改善する安定化手法を提案し、実験データに含まれる雑音やタイミングジッタなどの不規則成分に対してロバストな立体形状推定が実現されることを示す。

キーワード UWB パルスレーダ実験, 立体形状推定, SEABED 法, 安定化

1. ま え が き

UWB (Ultra Wide Band) パルスレーダによる画像化は、災害救助ロボットの状況測定などの多くの応用が期待される重要な技術である。一般に、近傍の目標をレーダで画像化する問題は設定不適切逆問題の一種として知られており [1], 多くの手法が提案されてきた [2] ~ [9]。これら従来法の多くは地下探査を目的とする地下探査レーダや非破壊検査を目的とするトモグラフィ技術であり、誘電体が連続的に分布する媒質内の構造を推定する問題を解くものである。こうした一般性のある困難な逆問題を解くためには反復処理や再帰的処理を繰り返す必要がある。反復処理では精度や

安定性を優先するために計算時間を犠牲し、ロボットなどのリアルタイム処理への応用が困難であったため、高速なレーダ画像化手法が望まれていた。空気中の多くの物体は明りょうな境界を有するために、従来手法の扱うモデルは過度に冗長であり、用途を限定することで目標物体のモデルを単純化することができる。このようにモデルを単純化することにより、我々は高速形状推定法である SEABED 法を開発した [10] ~ [15]。SEABED 法は目標が明りょうな境界を有することを仮定することで、目標形状と受信データの間に成り立つ可逆な変換関係を利用して高速形状推定を実現する。これまで、数値計算によって SEABED 法が立体目標形状を高速に推定可能であることが明らかになっているものの、実験データに対して同手法を適用した場合の特性は報告されていない。本論文では SEABED 法を実験データに適用し、実環境下での立体形状推定の特性を調べる。また、適応的平滑化により雑音環境下での SEABED 法を安定化させる手法を提案し、同手法により実験データに対しても分解能を犠牲にせずにロバスト性を改善できることを示す。

[†] 京都大学大学院情報学研究所通信情報システム専攻, 京都市
Department of Communications and Computer Engineering,
Graduate School of Informatics, Kyoto University, Sakyo-ku,
Kyoto-shi, 606-8501 Japan

^{††} 松下電工株式会社新規商品創出技術開発部, 門真市
New Product Technologies Development Department,
Matsushita Electric Works, Ltd., 1048, Kadoma-shi, 571-
8686 Japan

a) E-mail: t-sakamo@aso.cce.i.kyoto-u.ac.jp

b) E-mail: kidera@aso.cce.i.kyoto-u.ac.jp

c) E-mail: tsato@kuee.kyoto-u.ac.jp

2. SEABED 法

本章では高速立体目標形状推定手法である SEABED 法 [10] を簡単に説明する．空気中の明りょうな境界に囲まれた目標物体の形状を推定する問題を扱う．UWB パルスの送信及び受信を単一の無指向性アンテナを用いて行うモノスタティックシステムを想定する．偏波は直線偏波とする．この送受信アンテナを平面走査しながら UWB パルスの送受信を行う．受信信号は A-D 変換され，メモリに記録される．

xyz 直交座標系の $x-y$ 平面 ($z = 0$) をアンテナ走査面とし，アンテナ位置 $(x, y, z) = (X, Y, 0)$ で受信された信号を $s_0(X, Y, Z)$ と定義する．ここで Z は受信時刻 t 及び中心周波数 f_0 を用いて $Z = f_0 t / 2$ と定める． x, y, z, X, Y, Z のいずれもパルスの中心波長で正規化する．ただし，簡単のため $z > 0$ とする．受信信号に整合フィルタを適用し， $s(X, Y, Z)$ を得る． $s(X, Y, Z)$ の等位相面を擬似波面と呼び，距離方向の偏微分 $\partial s(X, Y, Z) / \partial Z = 0$ となる (X, Y, Z) を順次接続することにより得られる．目標境界 (x, y, z) と擬似波面 (X, Y, Z) の間には次式の境界散乱変換 (BST: Boundary Scattering Transform) が成り立つ．

$$X = x + zz_x \quad (1)$$

$$Y = y + zz_y \quad (2)$$

$$Z = z\sqrt{1 + z_x^2 + z_y^2} \quad (3)$$

ただし $z_x = \partial z / \partial x$ とし，他も同様とする．この式は目標境界面上の点 (x, y, z) において強い散乱の起こるアンテナ位置 $(X, Y, 0)$ 及び散乱点までの距離 Z を表したものである．目標形状 (x, y, z) で表される空間を実空間と呼び，それに対して擬似波面上の点 (X, Y, Z) で表される空間をデータ空間と呼ぶ．境界散乱変換は実空間からデータ空間への変換にほかならない．

境界散乱変換の逆変換である逆境界散乱変換 (IBST: Inverse BST) は次式で表される．

$$x = X - ZZ_X \quad (4)$$

$$y = Y - ZZ_Y \quad (5)$$

$$z = Z\sqrt{1 - Z_X^2 - Z_Y^2} \quad (6)$$

ここで式 (6) の右辺が実数となるためにこう配に関する条件 $1 > Z_X^2 + Z_Y^2$ が必要となる．擬似波面は信号の時間方向の微分が 0 となる点を接続することにより得るが，実際にはこのこう配に関する条件を満たす必

要がある．こう配に関する条件を満たす点を順次接続していき，そのうちで広範囲に広がる曲面を有意な擬似波面として選択する．この方法は二次元 SEABED 法 [10] の擬似波面抽出法を三次元問題へ拡張したものであり，雑音に起因する不要応答を誤って抽出することを防ぐ．

この逆境界散乱変換を使用すると目標形状 (x, y, z) が直接得られるため，高速な形状推定が実現できる．しかし，逆境界散乱変換の右辺には擬似波面の微分が含まれているため，擬似波面に含まれる不規則成分が強調され，推定像が劣化する [14]．こうした像の劣化を避けるためには平滑化が必要となるが，平滑化処理は推定像の分解能を低下させる原因となる．SEABED 法の特徴である高分解能を保ちつつ不規則成分を低減させるためには擬似波面の有する性質を考慮した適切な平滑化が必要となる．擬似波面の性質と平滑化処理について次章で詳しく調べる．

3. 擬似波面の性質を利用した平滑化手法

3.1 擬似波面のヘッセ行列の上限

雑音などの不規則成分により SEABED 法の推定像が劣化する問題を解決するには平滑化が有効である．一般に，定常信号に対する平滑化は整合フィルタに対応する応答波形を畳み込む平滑化が最適である．しかし，目標形状は平面，曲面やエッジなどを含む強い非定常性を有し，平滑化は容易ではない．一方，本節で示すとおり，凸形状目標物体の擬似波面は目標形状に比べて滑らかさが保証されているため，実空間ではなくデータ空間の擬似波面の段階での平滑化が分解能と安定性を両立する上で適切である．しかしながら，擬似波面もまた非定常信号であるため，滑らかさに応じて平滑化に用いる関数を変化させることが有効である．以下では，滑らかさの指標としてヘッセ行列に着目し，凸物体に対応する擬似波面のヘッセ行列 H_Z の特徴を議論する．更に，擬似波面の性質に基づいた適切な平滑化手法を解析的に導出する．

まず，凸関数のヘッセ行列の有する性質を述べる．凸物体 $z(x, y)$ のヘッセ行列

$$H_z = \begin{bmatrix} z_{xx} & z_{xy} \\ z_{yx} & z_{yy} \end{bmatrix} \quad (7)$$

は正定値行列となるため，次の不等式が成り立つ．

$$\text{tr} H_z = z_{xx} + z_{yy} > 0 \quad (8)$$

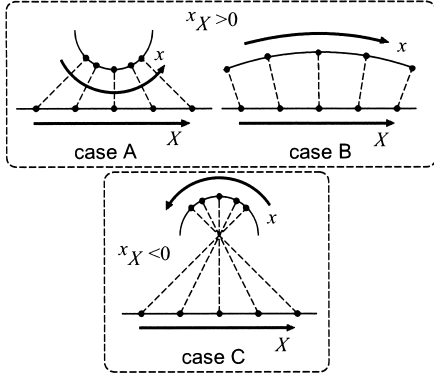


図 1 二次元の場合の目標形状と x_X の正負

Fig. 1 The relationship between the target shape and the sign of x_X for the 2-D case.

$$\det H_Z = z_{xx}z_{yy} - z_{xy}^2 > 0 \quad (9)$$

以上の条件のもとで、凸物体の散乱中心を特徴づける次の不等式が成り立つことが付録のとおり示される。

$$x_X > 0 \quad (10)$$

この不等式の意味は、アンテナが移動するときに受信されるエコーの散乱中心がほぼ同方向に移動するということである。この性質は擬似波面のヘッセ行列を調べる上で重要な性質である。目標形状と x_X の正負の関係について、簡単のために二次元の場合について図 1 に示す。同図において上段の A 及び B の場合にはアンテナ位置 X と散乱中心 x が同方向に移動していることが分かる。一方、C の場合にはそれらが逆方向に移動している。本論文で扱う凸物体は A の場合に相当する。ただし、三次元の場合には散乱中心位置が y 方向の形状にも依存するため、図 1 のように単純ではない。しかし、三次元の場合でも同様の性質が成り立つことが式 (10) において解析的に示されている。

点状目標やエッジに対しては式 (A-5) の分母の 4 項はいずれも $+\infty$ へ発散し、 $x_X = 0$ と等号が成り立つ。これは点状目標やエッジからのエコーは鏡面反射ではなく回折波に対応するため、同一散乱点からの散乱波がアンテナ位置に依存せず受信されることを意味する。一方、滑らかな面での鏡面反射に対しては常に $x_X > 0$ が成り立つ。以下で示す不等式は等号を含んでいないが、凸形状物体の定義を点やエッジにまで拡張すれば等号が成立し、等号成立条件は点目標や

エッジに対応する。ここで点やエッジを含めて議論しないのは目標のこう配やヘッセ行列が発散し、扱いにくいからである。

以上で示した式 (10) を利用し、凸物体の擬似波面のヘッセ行列 H_Z の固有値の上限について調べる。固有値の上限が分かると、受信データから求まる擬似波面の滑らかさを見積もることができ、平滑化の相関長を適切に選択することが可能となる。式 (4) を Z_X について解くことで次式を得る。

$$Z_X = (X - x)/Z \quad (11)$$

式 (11) の両辺を X で微分することで次式を得る。

$$Z_{XX} = \frac{(1 - x_X)Z - (X - x)Z_X}{Z^2} \quad (12)$$

式 (11) を式 (12) に代入することで次式を得る。

$$Z_{XX} = \frac{1 - Z_X^2 - x_X}{Z} \quad (13)$$

ここで、式 (10) のとおり $x_X > 0$ が成り立つため、次の不等式を得る。

$$Z_{XX} < \frac{1 - Z_X^2}{Z} \quad (14)$$

Z_{YY} についても同様に不等式 $Z_{YY} < (1 - Z_Y^2)/Z$ が成り立つ。これらの式は、擬似波面のヘッセ行列の対角項に上限が存在し、その上限が擬似波面とその偏微分により決まることを意味する。

曲面の滑らかさはヘッセ行列の固有値によって決まる。特に、平滑化によるひずみを抑えるには、最大固有値を知る必要がある。式 (14) はヘッセ行列の対角項の一つであり、 X が着目する点 (X, Y) でのヘッセ行列の最大固有値に対応する固有ベクトルと平行であれば、同式の右辺は最大固有値の上限となる。これは次の理由による。境界散乱変換を次式のとおりベクトル表現する。

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + z \text{grad} z \quad (15)$$

$$Z = z \sqrt{1 + |\text{grad} z|^2} \quad (16)$$

ここで $\text{grad} z$ は目標形状 z のこう配を表す。ここで角度 θ だけ回転させる行列 $R(\theta)$ により実空間の座標 (x, y) を回転させる。回転した座標 $R(\theta)[x, y]^T$ に対するこう配 $\text{grad}_\theta z$ は $\text{grad}_\theta z = R(\theta)\text{grad} z$ を満たすことは容易に確かめられる。したがって $[X, Y]^T$ もやは

り角度 θ だけ回転することが分かる．すなわち，実空間 (x, y, z) の (x, y) とデータ空間 (X, Y, Z) の (X, Y) は原点を中心とする座標回転をとる．また，実空間における座標 (x, y) の軸の方向 θ の決め方は任意であり，対称行列であるヘッセ行列の固有ベクトル同士は直交する．したがって，実空間の座標回転により，ある点 (X, Y) における擬似波面のヘッセ行列の固有ベクトル方向に x 軸及び y 軸を向けることができる．この場合，擬似波面のヘッセ行列は対角行列となり，やはり式 (14) の対角項の上限式が成り立つ．対角行列の対角項は固有値そのものであるため，固有値の上限を知ることができる．

ゆえに，ヘッセ行列 H_Z の最大固有値 e に対して次式が成り立つ．

$$e < \frac{1 - Z_V^2}{Z} \quad (17)$$

ただし， Z_V は最大固有値に対応する固有ベクトル方向の偏微分を表す．更に， $Z_V^2 \geq 0$ であるため，次式が成り立つ．

$$e < \frac{1}{Z} \quad (18)$$

この式は擬似波面の滑らかさの上限がエコーの受信時間のみに依存することを意味する．遠方の目標からの散乱信号に対しては，必ず滑らかな擬似波面が得られる．前述のとおり，式 (18) の不等号は目標が点やエッジの場合に等号となる． z 軸上に存在する点目標に対応する擬似波面は，走査面からの距離 Z_0 に対して回転双曲面 $Z = \sqrt{X^2 + Y^2 + Z_0^2}$ と表され，その X - Z 平面での断面は図 2 に示すとおりである．ただし，同図には Z_0 を変化した複数の場合に対応する断面が描かれており， Z_0 の値は Z 軸との切片と等しい．同図より距離 Z が大きくなるに従って曲率の上限が小さくなる式 (18) の関係が確認できる．特に，点目標が近くにある場合には $X = 0$ 付近で極めて大きな曲率を有しており，平滑化が困難である．

3.2 提案平滑化手法

本節では，前節の考察に基づいて非正常信号である擬似波面に対する適切な適応平滑化法を提案する．本論文では次式のガウス関数との畳込みによる平滑化を検討対象とする．

$$g(X, Y; \sigma) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{X^2 + Y^2}{2\sigma^2}\right) \quad (19)$$

ガウス関数のパラメータは相関長 σ のみを考慮し，擬

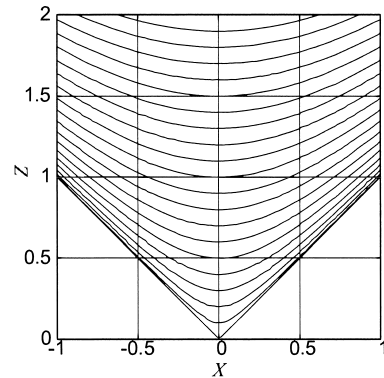


図 2 点目標に対応する擬似波面

Fig. 2 Quasi wavefronts of the echoes from point targets.

似波面の滑らかさに応じて σ を変化させる．例えば，擬似波面のヘッセ行列の固有値が小さい場合には，擬似波面は平面に近く，長い相関長を用いた平滑化が可能である．逆に，固有値が大きい場合には，推定像の分解能劣化を避けるために相関長を短くする必要がある．仮に擬似波面のヘッセ行列 H_Z が既知であれば，固有ベクトルによりガウス関数のパラメータを決めることができる．しかし，擬似波面のヘッセ行列を求めるには 2 階微分が必要であり，数値的に不安定となる．そこで，擬似波面のヘッセ行列を用いずに前節の式 (18) を代わりに用いる．式 (18) の右辺は擬似波面の曲率を大きく見積もっているため，同式を用いることで相関長は安全側に設定される．したがって，擬似波面のひずみ及び推定像の分解能低下を生じる危険がない．相関長の決め方は次のとおりである．ガウス関数を用いた平滑化により生じる擬似波面 $Z(X, Y)$ のひずみ δ を次式で定義する．

$$\delta = \left| \int \int_{-\infty}^{\infty} g(X, Y; \sigma) Z(X, Y) dX dY - Z(0, 0) \right| \quad (20)$$

擬似波面を点 $(X, Y) = (0, 0)$ において局所的に二次曲面 $Z(X, Y) = a(X^2 + Y^2)/2 + bX + cY + d$ で置き換える．このとき，点 $(X, Y) = (0, 0)$ におけるヘッセ行列の固有方程式は重解をもち，最大固有値は $e = a$ となる．一般的には擬似波面のヘッセ行列の固有方程式は重解をもたないものの，前節の方法により求められる最大固有値の上限を a に設定することで，この二次曲面によりひずみの最悪値を見積もることができる．ひずみ許容値 δ_{\max} に対する相関長 σ の最大値は，式

(20) より $\sigma \leq \sqrt{\delta_{\max}/\pi a}$ と定まる．式 (18) に基づく条件 $a = e < 1/Z$ を考慮し，

$$\sigma = \sqrt{\delta_{\max} Z / \pi} \quad (21)$$

を得る．本論文では式 (21) の右辺を相関長としたガウス関数により擬似波面の平滑化を行う．なお，核関数 $g(X, Y; \sigma)$ による平滑化ではこの核関数と擬似波面との畳込み演算を行うため，任意の点 (X, Y) でのひずみ量と相関長の関係は単なる平行移動により点 $(0, 0)$ の場合に帰着でき，式 (20) のとおり点 $(0, 0)$ で代表することで評価できる．

4. システムモデル及び実験システム

本研究では想定する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．UWB パルス発生器の出力信号をケーブルを通して送信アンテナに入力する．数値計算では送受信兼用の単一アンテナを想定するが，実験では送信アンテナと受信アンテナを近接させて近似的にモノスタティックシステムを構成する．両アンテナ間の距離は 6.5 cm であり，いずれも無指向性アンテナである．使用するアンテナは広帯域セラミックパッチアンテナである．送受信アンテナ対を X-Y ポジショナに取り付け，平面上を走査する．送受信アンテナを自由空間中に対向させて目標までの距離の 2 倍程度離れた場合の受信波形を参照波形とし，以下簡単のため送信波形と呼ぶ．送信波形はあらかじめ測定しておき，この波形に整合するフィルタを受信信号に適用する．受信アンテナで受信される信号はオシロスコープでデジタルデータに変換され，保存される．ただし，信号対雑音比を向上させるためにパルスの送受信を 1024 回繰り返し，コヒーレント積分処理を行う．その際，送信アンテナから直接受信アンテナに到達する直達波を基準として各パルス間のタイミングジッタの補正を行う．また，目標を置かない場合の受信波形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．

送信信号は中心周波数 3.3 GHz (中心波長 $\lambda = 9.1$ cm)，10 dB 帯域幅 2.0 GHz である．これは比帯域 61% に相当し，FCC による UWB 信号の帯域に関する条件 (10 dB 帯域幅 500 MHz 以上または比帯域 20% 以上) を満たす．図 4 に送信信号の周波数スペクトルを，図 5 に送信信号波形を示す．アンテナ間送受信特性の偏波は長軸対短軸比 17 dB の楕円偏波で表現

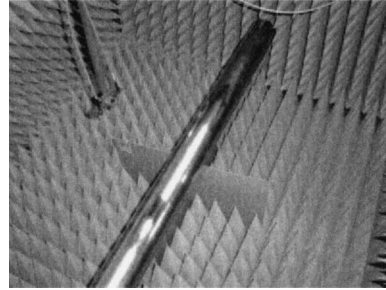


図 3 UWB パルスレーダ実験システム
Fig. 3 Experiment site for a UWB pulse radar.

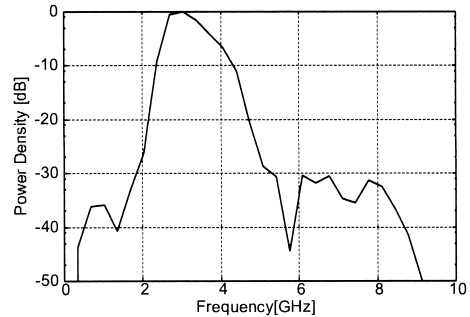


図 4 送信信号の周波数スペクトル
Fig. 4 Power spectrum of the transmitted signal.

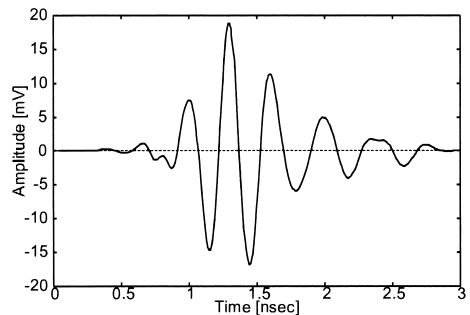


図 5 送信信号波形
Fig. 5 Waveform of the transmitted signal.

できた．また，パルス繰返し周期 (IPP) は 10 ns である．X-Y ポジショナについては 40 cm × 40 cm の正方形の範囲を 0.125λ (1.1 cm) 間隔で 41×41 点 (1681 点) にわたりアンテナの走査を行う．アンテナ走査間隔は狭帯域信号の場合には半波長間隔よりも小さく設定しなければ空間的なエリアジグが生じ，ビームにグレーティングローブが生じる．超広帯域信号の場合にも同様に，最高周波数に対応する波長の半分よりも小さなアンテナ走査間隔とする必要がある．本システムの場合は 10 dB 帯域が 2.3 GHz から 4.3 GHz まで

であるため、4.3 GHz (波長 7.0 cm) に対応した半波長 3.5 cm よりも小さな間隔でのデータ取得が必要である。本論文では走査間隔 1.1 cm とし、この条件を満たしている。

5. 実験による提案手法の性能評価

本章では、実験により得られたデータに対して SEABED 法を適用し、形状推定性能を調べる。その際に平滑化を使用しない場合、実空間での平滑化を行う場合、及びデータ空間での提案平滑化を行う場合の 3 通りについて推定形状の精度や安定性について検討を行う。

本章で形状推定の対象とする目標物体は図 6 に示す円錐形の導体物体とする。ただし、送信パルスの中心波長 9.1 cm に対し、底面の半径を 1.64λ (14.9 cm)、高さを 1.1λ (9.8 cm)、走査面から頂点までの距離は 0.93λ (8.5 cm) とし、底面とアンテナ走査面は平行とする。適用例として円錐形状を採用するのは、円錐は滑らかな面とエッジ点の両方が存在し、平滑化による推定像の安定化が困難であるためである。アンテナ走査は円錐物体の頂点位置を中心とする範囲とする。

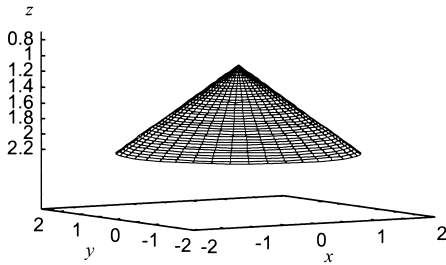


図 6 実験で仮定する真の目標形状
Fig. 6 True target shape.

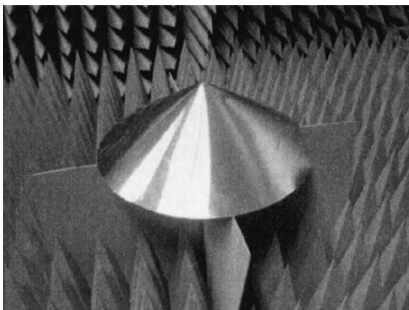


図 7 実験で使用する円錐形状目標
Fig. 7 Conical metallic object used for the experiment.

数値計算では目標物体は完全導体とし、実験では厚さ 0.1 mm のアルミニウム製の中空の円錐形状物体を使用する。実験で使用する目標物体を図 7 に示す。

図 8 はアンテナ走査面と目標物体の位置関係の垂直断面図である。同図のアンテナ位置 A 及び B における受信信号波形を図 9 に示す。位置 A から円錐面へ下ろした垂線は斜面のほぼ中点となっている。これらの受信信号は、受信信号からあらかじめ測定しておいた送受信アンテナ間の直接波を差し引いたものであるため、目標物体からの散乱波のみが示されている。位置 A では主に面からの反射波、位置 B では先端部エッジからの回折波が受信されている。回折波に対応する位置 B での受信信号は位置 A よりも目標までの距離が短いにもかかわらず受信電力が小さく、信号対雑音比で約 11 dB の違いがあることが確認できる。この電力差はそれぞれの信号から推定される遅延時間誤差、すなわち擬似波面の不規則成分に大きさに影響する。

まず、真の擬似波面に対して SEABED 法を適用する場合の特性を調べる。実験で使用する目標形状に対応する擬似波面を図 10 に示す。この擬似波面はアンテナ位置と目標物体上の散乱中心位置を幾何光学的に

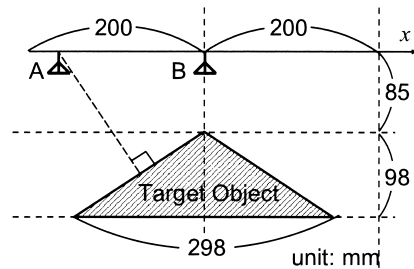


図 8 アンテナ走査面と目標物体の位置関係垂直断面図
Fig. 8 Vertical section of scanning plane for the antenna and the target location.

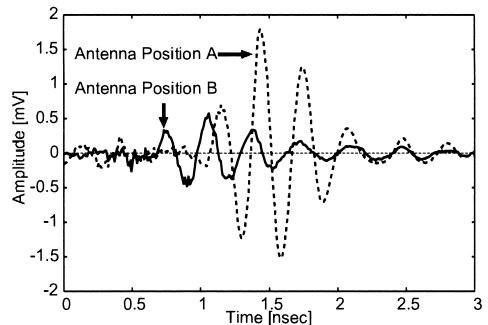


図 9 受信信号例
Fig. 9 Two examples of the received signals.

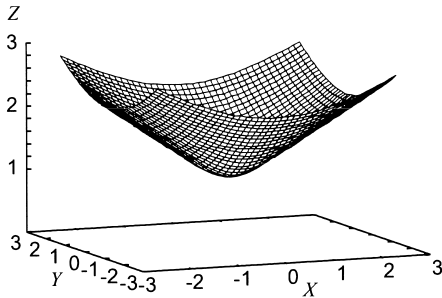


図 10 真の擬似波面
Fig.10 True quasi wavefront.

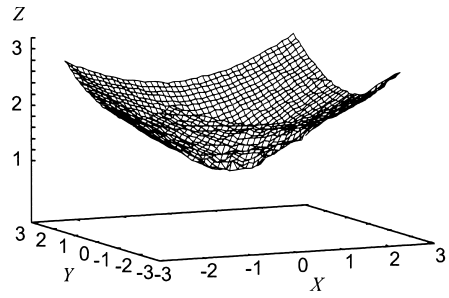


図 12 実験データより抽出される擬似波面
Fig.12 Quasi wavefront extracted from the experimental data.

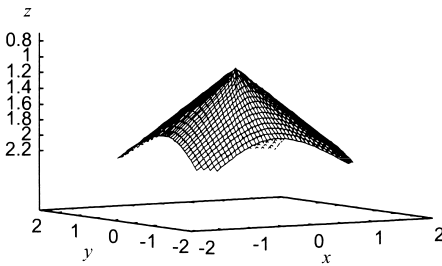


図 11 真の擬似波面を用いた SEABED 法による推定目標形状 (雑音なし)
Fig.11 Estimated target shape of SEABED algorithm with the true quasi wavefront.

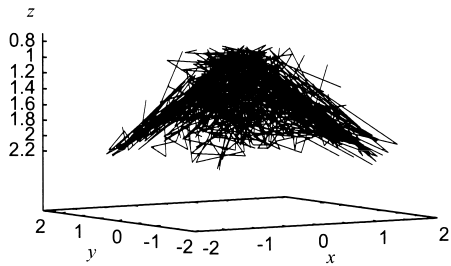


図 13 実験データを用いた SEABED 法による推定像 (平滑化なし)
Fig.13 Estimated target shape of SEABED algorithm without smoothing.

決定し、それらの距離を求めることで得た理想的なものである。実験においてはアンテナ位置が中央部分にある場合にはエッジ回折波が、周辺部では鏡面反射波がそれぞれ受信される。同図の擬似波面の形状はこれらに対応し、中央部では回転双曲面の一部、周辺部では円錐の一部となっており、これらが滑らかに接続されている。SEABED 法では図 10 の擬似波面に対して逆境界散乱変換を適用することで目標形状を推定する。図 11 に数値計算データを用いた SEABED 法による推定形状を示す。同図では雑音のない信号を仮定しているため、円錐先端部のエッジも含めて真の形状が正しく推定されているのが確認できる。このように SEABED 法は雑音のない場合には極めて高精度な形状推定を実現することが可能である。

次に SEABED 法の実験データに対する特性を調べる。送信パルスやアンテナ走査方法はシステムモデルに記述したとおりである。また、送受信アンテナの主偏波方向及び送受信アンテナのベースラインはいずれも y 方向に設定する。実験データから推定される擬似波面を図 12 に示す。同図より、擬似波面の周辺部に対して中央部では大きな不規則成分が確認できる。

これは、周辺部では鏡面反射による強い散乱波が、中央部ではエッジ回折波による弱い散乱波がそれぞれ受信されているため、中央部よりも周辺部の方が S/N が大きくなっているためである。同図の擬似波面に対し逆境界散乱変換を適用することで推定される目標形状を図 13 に示す。ただし、送受信アンテナ間の距離を補正する修正法 [16] を使用している。一般に実験データから得られる擬似波面は雑音やタイミングジッタの残留成分の影響により不規則な成分を有する。逆境界散乱変換は擬似波面の微係数を必要とするため、SEABED 法を直接適用する場合には不規則成分の影響により像が劣化する。図 13 の推定像をガウス関数で平滑化することで得られる推定形状を図 14 に示す。ただし、平滑化の相関長は 0.1λ としている。同図では円錐形状の側面に対応する部分に不規則成分の影響による凹凸が見られる。一方で先端部のエッジはひずんで滑らかになっており、分解能と雑音耐性のいずれも十分なものではない。

不規則成分による推定形状劣化の理由は次の二つである。一つ目は、物体形状には制約条件がなく曲率の局所性が大きいために、一定の相関長による平滑化で

は推定像を安定化させつつ分解能を保つことが難しいということである．二つ目は，逆境界散乱変換の微分操作は不規則成分を強調する効果があるため，変換前に平滑化する必要があるということである．当然ながら逆境界散乱変換は非線型変換であるため，平滑化と変換の順序は推定像に影響を与える．

式 (21) で定まる相関長 σ を用いる擬似波面平滑化による提案法を実験データに適用する．提案手法により得られる推定形状を図 15 に示す．ただし，ひずみ許容値は経験的に $\delta_{\max} = 0.12\lambda$ とした．この値は本論文で想定する目標物体形状に対して有効な値であるが，この程度に小さなひずみ許容値であれば一般の場合でも像のひずみは問題とならない．特に本論文で想定する目標物体はアンテナ走査面の近くにエッジをもつため，ひずみ許容値を大きくすると平滑化によるひずみの影響が無視できない．側面では不規則成分が抑圧され，滑らかな形状が推定されており，先端のエッジ部分もほとんどひずみなく正しく推定されている．提案手法により，雑音耐性と高分解能が両立される安定した形状推定が実現されることが確認される．提案する適応的擬似波面平滑化に要する時間は Xeon2.8 GHz

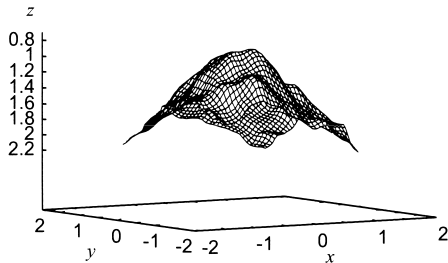


図 14 実験データを用いた実空間平滑化による推定像
Fig. 14 Estimated target shape of SEABED algorithm with a smoothing in the real space.

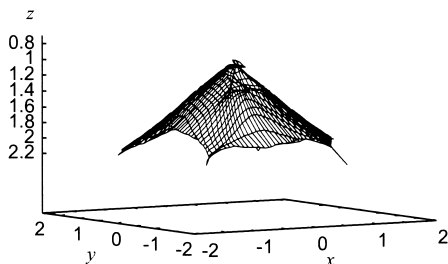


図 15 実験データを用いた提案平滑化手法による推定像
Fig. 15 Estimated target shape of SEABED algorithm with the proposed smoothing in the data space.

プロセッサを用いて約 17 m 秒，逆変換処理に要する時間は約 1 m 秒，提案手法の処理全体に要する計算時間は約 18 m 秒と非常に高速である．これらの処理は単一の Xeon2.8 GHz プロセッサを搭載したパーソナルコンピュータにて行った．

6. 近傍界における波形ひずみ

本論文でレーダ画像化に使用してきた SEABED 法は，アンテナと散乱中心の間の距離を受信信号から正確に推定できることを前提としている．しかし，UWB 信号は広い帯域幅を有しており，散乱の周波数依存性の影響を強く受ける．このため，アンテナと目標物体の距離や目標物体の大きさなどにより波形が変化し，測距精度に大きく影響する．そこで本節では目標物体の大きさ・距離と波形ひずみの関係について実験的に調べる．図 16 に波形ひずみの測定のための実験配置を示す．両アンテナの主偏波方向は紙面に垂直とし，紙面水平方向に 6.5 cm の間隔を空けて配置する．ベースラインと平行に金属平板を設置し，目標物体とする．目標物体は紙面方向に 90 cm の長さを有し，幅については 9 cm，18 cm，60 cm の 3 通りについて調べる．このうち 9 cm のものは送信信号の中心波長とほぼ同程度であり，60 cm のものは波長に対して十分大きい目標物体である．図 17 に波形ひずみと目標物体幅・距離の関係について示す．ただし，受信波形 $w(t)$ の波形ひずみ D は，幅 60 cm の目標物体を距離 35 cm に配置した場合の基準波形 $w_0(t)$ との差を次式のとおり正規化したものと定義する．

$$D = 1 - \frac{\left| \int w(t + \tau) w_0(t) dt \right|}{\sqrt{\int w(t)^2 dt \int w_0(t)^2 dt}} \quad (22)$$

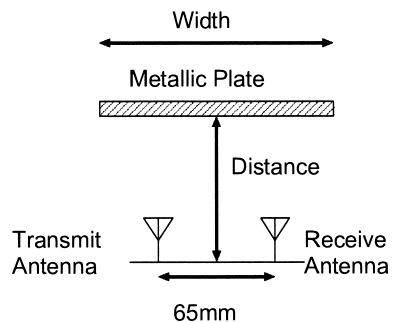


図 16 波形ひずみの測定のための実験配置
Fig. 16 Layout for the experiment of the waveform distortion.

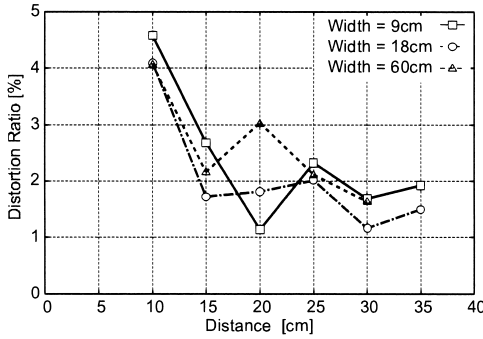


図 17 波形ひずみと目標物体幅・距離の関係

Fig. 17 Relationship between the waveform distortion and the width and distance of the target object.

ただし、 τ は波形ひずみ D を最小にする値であり、最適化処理により求める。同図より、波形ひずみは目標物体の幅には大きく依存せずに、25 cm (約 3λ) 以上の距離に対しては 2% 程度の小さな値となっていることが分かる。これは、アンテナと目標物体の距離が中心波長の 3 倍程度となると受信信号への近傍界の影響が小さくなり、放射界が支配的となるためである。本論文で検討した円錐形状の頂点部分とアンテナ走査面の最短距離は 1λ 程度であり、波形ひずみの影響は同図の中では比較的大きい。しかし、それでも波形ひずみはたかだか 5% 程度であり、レーダ画像化に関して実用上大きな問題ではない。ただし、波長に対して極めて高精度な形状推定を行う必要のある応用に対しては、形状推定と波形推定を交互に行う反復改良法 [17] を SEABED 法と併用することで波形ひずみの影響を低減できる。

次に、整合フィルタを構成するために使用する参照波形のひずみについて検討する。前述のとおり SEABED 法では遅延時間測定のための整合フィルタを構成するためにアンテナを対向させて参照波形を測定する。この送信波形を測定する際のアンテナ間距離と波形ひずみについて測定を行う。ここで波形ひずみはアンテナ間距離を 30 cm とする場合の波形 $w_0(t)$ に対して式 (22) で決まる値 D を使用する。図 18 にアンテナ間距離と波形ひずみの関係の測定結果を示す。アンテナ間距離が中心波長よりも短い場合には波形ひずみが特に大きい。一方、アンテナ間距離が波長よりも長い場合には波形ひずみの影響はたかだか 2% 程度である。アンテナ間距離が 30 cm よりも大きい場合に波形ひずみが大きくなっているのは信号対雑音比の低下によ

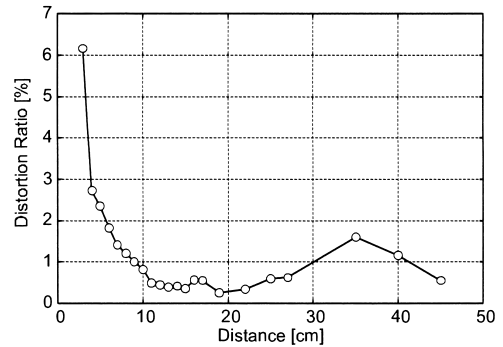


図 18 整合フィルタを構成する参照波形のひずみ測定値
Fig. 18 Observed waveform distortion of the reference waveform for the matched filter.

る。したがって、実用上では波形ひずみと信号対雑音比のトレードオフを考慮して参照波形の測定を行う必要がある。本論文で参照波形の測定に用いたアンテナ間距離の 17 cm (約 2λ) においては波形ひずみは約 0.7% と小さく、問題とならないことが分かる。

7. む す び

本論文では UWB パルスレーダを用いた空気中での目標形状推定手法を扱った。UWB パルスレーダによる高精度な立体形状推定を実現するために我々が開発してきた SEABED 法を実験データに適用し、その特性を明らかにした。SEABED 法は目標物体が明りょうな境界を有するという条件下で目標境界と受信データの間に変換関係が成り立つことを利用して高速な形状推定を実現することを現在までに数値シミュレーションにより確認してきた。実験データより抽出された擬似波面には雑音やタイミングジッタに基づく不規則信号が含まれており、SEABED 法を直接に適用すると推定像が不安定になることを確認した。目標物体が凸物体であれば擬似波面の 2 階導関数には上限があり、滑らかさが保証されるために平滑化が有効であることを示した。この 2 階導関数の上限を 2 階導関数の代わりに使用する適応平滑化により像の安定化が達成されることを示した。

謝辞 本研究を行うにあたり貴重な御助言を賜りました産業技術総合研究所黒川悟博士に心より感謝致します。

文 献

- [1] 佐藤 亨, 阪本卓也, “UWB パルスレーダによる物体像再構成アルゴリズム” 信学論 (B), vol. J88-B, no. 12, pp. 2311–2325, Dec. 2005.

- [2] E.J. Bond, X. Li, S.C. Hagness, and B.D. van Veen, "Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.8, pp.1690-1705, 2003.
- [3] R.M. Narayanan, X. Xu, and J.A. Henning, "Radar penetration imaging using ultra-wideband (UWB) random noise waveforms," *IEE Proc.-Radar Sonar Navig.*, vol.151, no.3, pp.143-148, 2004.
- [4] J. van der Kruk, C.P.A. Wapenaar, J.T. Fokkema, and P.M. van den Berg, "Three-dimensional imaging of multicomponent ground-penetrating radar data," *Geophysics*, vol.68, no.4, pp.1241-1254, 2003.
- [5] C.J. Leuschen and R.G. Plumb, "A matched-filter-based reverse-time migration algorithm for ground-penetrating radar data," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol.39, no.5, pp.929-936, May 2001.
- [6] T.J. Cui, Y. Qin, G.L. Wang, and W.C. Chew, "High-order inversion formulas for low-frequency imaging of 2D buried targets," *Proc. 2004 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.1, pp.189-192, 2004.
- [7] W.C. Chew and Y.M. Wang, "Reconstruction of two dimensional permittivity distribution using the distorted Born iterative method," *IEEE Trans. Med. Imaging*, vol.9, no.2, pp.218-225, 1990.
- [8] P. Lobel, C. Pichot, L. Blanc-Feraud, and M. Barlaud, "Microwave imaging: Reconstructions from experimental data using conjugate gradient and enhancement by edge-preserving regularization," *Int. J. Imaging Systems and Technology*, vol.8, no.4, pp.337-342, Dec. 1998.
- [9] T. Sato, T. Wakayama, and K. Takemura, "An imaging algorithm of objects embedded in a lossy dispersive medium for subsurface radar data processing," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol.38, no.1, pp.296-303, 2000.
- [10] T. Sakamoto and T. Sato, "A target shape estimation algorithm for pulse radar systems based on boundary scattering transform," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E87-B, no.5, pp.1357-1365, May 2004.
- [11] T. Sakamoto and T. Sato, "Fast imaging of a target in inhomogeneous media for pulse radar systems," *Proc. 2004 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol.3, pp.2070-2073, Sept. 2004.
- [12] T. Sakamoto and T. Sato, "A phase compensation algorithm for high-resolution pulse radar systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E87-B, no.11, pp.3314-3321, Nov. 2004.
- [13] T. Sakamoto and T. Sato, "A phase compensation algorithm for high-resolution pulse radar systems," *Proc. 2004 International Symposium on Antennas and Propagation*, pp.585-588, Aug. 2004.
- [14] T. Sakamoto and T. Sato, "A fast algorithm of 3-dimensional imaging for pulse radar systems," *Proc. 2004 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, vol.2, pp.2099-2102, June 2004.
- [15] T. Sakamoto, S. Kidera, T. Sato, T. Mitani, and S. Sugino, "An experimental study on a fast imaging algorithm for UWB pulse radar systems," *Proc. 2005 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, July 2005.
- [16] S. Kidera, T. Sakamoto, and T. Sato, "A high-resolution 3-D imaging algorithm with linear array antennas for UWB pulse radar systems," *IEEE AP-S International Symposium, USNC/URSI National Radio Science Meeting, AMEREM Meeting*, July 2006.
- [17] S. Kidera, T. Sakamoto, S. Sugino, and T. Sato, "An accurate imaging algorithm with scattered waveform estimation for UWB pulse radars," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89-B, no.9, pp.2588-2595, Sept. 2006.

付 録

1. 不等式 (10) の証明

式 (4) を x について解くことで次式を得る .

$$x = X - zz_x \quad (\text{A-1})$$

Y を固定して両辺を X で偏微分することで次式を得る .

$$x_X = 1 - (z_x^2 + zz_{xx})x_X - (z_x z_y + zz_{xy})y_X \quad (\text{A-2})$$

x_X について解くことで次式を得る .

$$x_X = \frac{1 - (z_x z_y + zz_{xy})y_X}{1 + z_x^2 + zz_{xx}} \quad (\text{A-3})$$

同様にして y_X も次式のとおり求められる .

$$y_X = -\frac{(z_x z_y + zz_{xy})x_X}{1 + z_y^2 + zz_{yy}} \quad (\text{A-4})$$

式 (A-3) 及び (A-4) から x_X は次式で表される .

$$x_X = \frac{1}{d_1 + d_2 + d_3 + d_4} \quad (\text{A-5})$$

$$d_1 = 1 + z_x^2 + z_y^2 \quad (\text{A-6})$$

$$d_2 = z(z_{xx} + z_{yy}) = z \operatorname{tr} H_z \quad (\text{A-7})$$

$$d_3 = z^2(z_{xx}z_{yy} - z_{xy}^2) = z^2 \det H_z \quad (\text{A-8})$$

$$d_4 = z(z_x^2 z_{yy} + z_y^2 z_{xx} - 2z_x z_y z_{xy}) \quad (\text{A-9})$$

ここで $z > 0$ 及び式 (8), (9) により, $d_1 > 0$, $d_2 > 0$ 及び $d_3 > 0$ が成り立つ . d_4 については次のとおりで

ある． $d_4 = 0$ を z_x の二次方程式と考える場合の判別式は $D = -4z^2 z_y^2 \text{tr} H_z \leq 0$ であり， z_x^2 の係数について $z^2 z_y^2 > 0$ が成り立つ．したがって， d_4 は変数軸とたかだか一つの交点を有する下に凸の放物線であるため $d_4 \geq 0$ が成り立つ．以上の d_1, d_2, d_3 及び d_4 についての条件を考慮すると，式 (A.5) より

$$x_X > 0 \quad (\text{A.10})$$

が成り立つことが分かる．

(平成 18 年 4 月 24 日受付，8 月 15 日再受付)



阪本 卓也 (正員)

平 12 京大・工・電気電子卒．平 17 同大学院情報学研究所通信情報システム専攻博士課程了．同大学院にて日本学術振興会特別研究員 PD を経て，平 18 より同大学院情報学研究所通信情報システム専攻助手．UWB パルスレーダによる画像化アルゴリズムの研究に従事．アンテナ伝播国際シンポジウム論文賞 (平 16) 受賞．電気学会，IEEE 各会員．京都大学博士 (情報学)．



木寺 正平 (学生員)

平 15 京大・工・電気電子卒．平 17 同大学院情報学研究所通信情報システム専攻修士課程了．現在，同大学院情報学研究所通信情報システム専攻博士課程在学中．IEEE 会員．



佐藤 亨 (正員)

昭 51 京大・工・電気第二卒．昭 56 同大学院博士課程了．同超高層電波研究センター助手，工学部講師，同助教授を経て，平 10 より同大学院情報学研究所通信情報システム専攻教授．レーダによる降雨，中層・超高層大気，軌道運動物体のリモートセンシング並びに地下探査等のレーダ信号処理の研究に従事．日本航空宇宙学会，地球電磁気・地球惑星圏学会，文化財探査学会，IEEE，米国気象学会各会員．工博．



杉野 聡 (正員)

1984 京都大学大学院工学研究科修士課程了，同年松下電工 (株) に入社．現在，主として高周波 IC，高周波デバイスの開発に従事．第一級陸上無線技術士．