社団法人　電子情報通信学会
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS,
INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

信学技報
TECHNICAL REPORT OF IEICE.

UWBパルスレーダシステムのための ノンパラメトリックな目標形状推定法

阪本　卓也†　　佐藤　　亨†

† 京都大学情報学研究科通信情報システム専攻
〒 606–8501 京都市左京区吉田本町

あらまし　室内ロボット等の立体状況測定手段の候補として UWB パルスレーダの利用が有望である。無指向性アンテナを走査しながらパルスの送受信を行なうことで得られるデータから実際のターゲット形状を推定する問題は不良設定 (ill-posed) 逆問題の一つとして知られている。モデルフィッティング等のパラメトリックな手法は形状推定に有効ではあるものの計算時間や安定性等の問題を有する。本稿ではノンパラメトリックな手法により目標形状を高精度に推定するアルゴリズムを提案し、その特性を明らかにする。

キーワード　UWB, パルスレーダー, ノンパラメトリック推定, 形状推定, 逆問題, ill-posed

A Nonparametric Target Shape Estimation Algorithm for UWB Pulse Radar Systems

Takuya SAKAMOTO† and Toru SATO†

† Department of Communications and Computer Engineering,
Kyoto University, Sakyo-ku,Kyoto,606-8501,Japan

Abstract　Environment measurement is an important issue for various applications including household robots. Radars utilizing ultra-wide-band (UWB) pulses are promising candidates in a near future. Estimating target shapes using waveform data, which we obtain by scanning an omni-directional antenna, is known as one of ill-posed inverse problems. Parametric methods such as Model-fitting method have problems concerning calculation time and stability. We propose a non-parametric algorithm for high-resolution estimation of target shapes in order to solve the problems of parametric algorithms.

Key words　UWB, pulse radar, nonparametric estimation, shape estimation, inverse problem, ill-posed

1. は じ め に

室内ロボット等への応用が期待される立体状況測定手段のための技術は非常に重要である。また、近距離の無線利用に適する UWB(Ultra Wide Band) の基準が米国で定められ、UWB パルスの利用が注目を集めており、立体状況測定手段の候補として UWB パルスレーダの利用が有望である。

無指向性アンテナをスキャンしながらパルスの送受信を行なうことで得られるデータから実際のターゲット形状を推定する問題は不良設定 (ill-posed) 逆問題の一つとして知られている。この逆問題に対するアルゴリズムとして有効なもののひとつに、モデルフィッティング法 [1], [2] がある。モデルフィッティング法では、物体の幾何学的な形状をパラメータを用いて表現し、仮定したモデルからの散乱波と実際の受信信号が近づく方向へモデルを逐次改善する。モデルフィッティング等のパラメトリックな手法は形状推定に有効ではあるものの計算時間や安定性等の問題を有することが既に明らかになっている [3], [4]。それらの問題を解決するためのノンパラメトリックな手法も提案されている [5]。しかしながら形状推定に十分な特性を有するものは知られていない。

本研究では、ノンパラメトリックな手法により目標形状を高精度に推定するアルゴリズムを提案する。最初に、受信された波形画像から抽出された直接散乱波の遅延時間変化から目標形状への一意な変換が存在することを明らかにする。この変換を逆境界散乱変換と呼ぶ。次に、逆境界散乱変換を用いた目標形状推定アルゴリズムを実際のデータへ適用する上での問題点を明らかにする。更に、多重散乱により生じる虚像の除去法やエッジ点抽出法などの信号処理法を提案し、その問題点を解決する。最後に、提案する逆境界散乱変換及び他の信号処理法による目標形状推定法の具体的な適用例を示し、その特性を明らかにする。

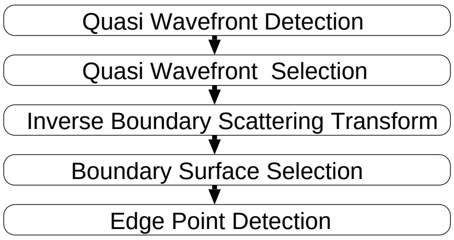

図 1　提案アルゴリズムの概略図

2.　システムモデルとアルゴリズム

本稿ではモノスタティックレーダシステムを扱う。無指向性アンテナを走査しながらモノサイクルパルスの送受信を繰り返すことで得られる受信波を A/D 変換し、メモリ内に保存する。得られるデータから信号処理により目標の形状を推定する。

本稿では 2 次元問題を扱い、電波の伝播は TE 波とする。目標及びアンテナは平面内に存在すると仮定する。目標及びアンテナが存在する空間を r-空間、r-空間で集合を表現するとき、その表現を r-領域での表現と呼ぶ。r-空間の点を (x, y) で表現する。ここで x 及び y はいずれも真空中での送信パルスの中心波長 λ により正規化する。但し $y > 0$ とする。アンテナの走査は r-空間の x 軸上とする。アンテナの位置 $(x, y) = (X, 0)$ での受信電界を $s'(X, Y)$ と定義する。但し、Y は送信からの時間 t 及び真空中の光速 c を用いて $Y = ct/(2\lambda)$ と定義する。$y > 0$ であるため、$Y > 0$ が成り立つ。但し、アンテナの位置における電界の瞬時包絡線が最大となる時刻を $t = 0$ とする。雑音除去を目的として $s'(X, Y)$ の Y 方向に送信波形を用いた整合フィルタを適用することで得られる受信波形を新たに $s(X, Y)$ と呼び、処理に用いる。(X, Y) で表現される空間を d-空間と呼び、d-空間で集合を表現するとき、その表現を d-領域での表現と呼ぶ。ここで X 及び Y はそれぞれ送信パルスの中心波長及び送信パルスの中心周期で正規化されている。

本稿では $s(X, Y)$ を用いて目標形状を高精度に推定するアルゴリズムを提案する。最初に、受信された波形画像から直接散乱波の遅延時間変化を複数の疑似波面として抽出する。次に、次章で説明する逆境界散乱変換を用いて大まかな目標形状を推定する。更に、推定ターゲットの位置や形状に基づく疑似波面の評価値を定め、虚像の除去を行なう。最後にエッジ点の場所を抽出し、目標形状を明らかにする。提案アルゴリズムの概略を図 1 に示す。

3.　境界散乱変換と逆変換

3.1　境界散乱変換

本章では抽出した疑似波面から目標形状に変換する手法について説明する。まず、目標形状を表わす曲線と疑似波面の間に可逆な変換関係が存在することを示す。この変換を用いることで疑似波面から目標形状を得ることが可能となる。ここでは 2 次元問題に関して検討を行なうが容易に 3 次元問題へも拡張可能である。また、アンテナの走査は直線とするがこれも任意の曲線に沿った走査に対応する変換も同様に導くことが可能である。

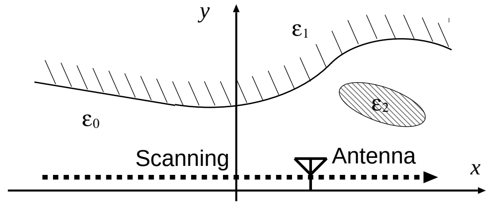

図 2　素子の配置と座標および目標形状の例

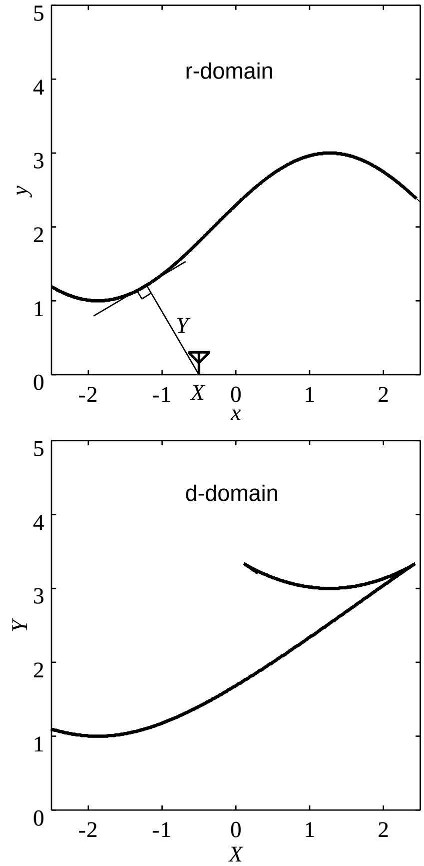

図 3　境界散乱変換の例

本稿では目標の複素誘電率の変化が複数の区分的に微分可能な曲面の集合で表わされる場合を想定する。即ち、目標の複素誘電率 $\varepsilon(x, y)$ が次式で表わされると仮定する。

$$|\nabla\varepsilon(x, y)|^2 = \sum_{\mathrm{q}\in\mathrm{H}} a_{\mathrm{q}}\delta(y - g_{\mathrm{q}}(x)) \qquad (1)$$

ここで $g_{\mathrm{q}}(x)$ は微分可能な 1 価関数であり、$\mathrm{q} = \{(x, y)|y = g_{\mathrm{q}}(x), x \in \mathrm{J_q}\} \in \mathrm{H}$ とする。但し、関数 $g_{\mathrm{q}}(x)$ の定義域を $\mathrm{J_q}$ とする。また、a_{q} は $\mathrm{q} \in \mathrm{H}$ に依存する正の定数であり、H は q 全体の集合である。H の要素を目標境界面と呼ぶ。前章で述べた通り $y > 0$ とする。r-空間の座標の取り方及び複素誘電率の分布の例を図 2 に示す。式 (1) は図のような複素誘電率が有限個の任意の領域に分割される場合を含む一般的な条件である。

d-空間の部分集合 P を次式で定義する。

$$\mathrm{P} = \{(X, Y)\,|\partial s(X, Y)/\partial Y = 0\} \qquad (2)$$

連結な閉集合 $\mathrm{p} \subset \mathrm{P}$ を考える。領域 $\mathrm{I_p}$ を $\mathrm{I_p} =$

$[\min_{(X,Y)\in p} X, \max_{(X,Y)\in p} X]$ で定義する。任意の $X \in \mathrm{I_p}$ に対し $(X,Y)\in p$ を満たす Y が唯一つ存在するとき p に対し定義域 $\mathrm{I_p}$ を有し、$Y = f_\mathrm{p}(X)$ を満たす 1 価関数 $f_\mathrm{p}(X)$ が存在する。$f_\mathrm{p}(X)$ が微分可能かつ $|\partial f_\mathrm{p}(X)/\partial X| \leqq 1$ を満たす p の集合を G と定義する。本稿では G の要素を疑似波面 (Quasi Wavefront) と呼ぶ。

式 (1) が満たされる場合、境界からの直接散乱波は目標境界面の情報を保持している。以下では簡単のため、直接波の伝播経路は全て真空であるとするが、一般の媒質でも伝播速度が一定で既知であれば以下の議論が成り立つ。p が q からの直接散乱波に対応すると仮定する。アンテナから q の表わす曲線へ下ろした垂線の長さとアンテナ位置の関係を用いることで p 上の点 (X,Y) は次式で表現される。

$$\left\{\begin{array}{lcl} X &=& x + y\mathrm{d}y/\mathrm{d}x \\ Y &=& y\sqrt{1+(\mathrm{d}y/\mathrm{d}x)^2} \end{array}\right. \tag{3}$$

但し、$y>0$ 及び $Y>0$ を仮定する。この変換を境界散乱変換 (Boundary Scattering Transform; BST) と呼ぶ。但し、(x,y) は q 上に存在する点である。境界散乱変換の例を図 3 に示す。上図が r-領域における複素誘電率の変化であり、下図が対応する d-領域の疑似波面である。図より単一の目標境界面から複数の疑似波面が生成される場合のあることが確認できる。

3.2 逆境界散乱変換

境界散乱変換の逆変換を得ることが可能であれば受信波形からターゲットの形状推定が可能となる。次式で曲線群 $\mathrm{C}(x_\mathrm{c}, y_\mathrm{c}; X, Y)$ を定義する。

$$\begin{aligned} &\mathrm{C}(x_\mathrm{c}, y_\mathrm{c}; X, Y) \\ &\quad = \{(x_\mathrm{c}, y_\mathrm{c})\,|y_\mathrm{c} > 0, F_\mathrm{C}(x_\mathrm{c}, y_\mathrm{c}; X, Y) = 0\} \end{aligned} \tag{4}$$

但し、$F_\mathrm{C}(x_\mathrm{c}, y_\mathrm{c}; X, Y)$ は次式で表わされる。

$$F_\mathrm{C}(x_\mathrm{c}, y_\mathrm{c}; X, Y) = (x_\mathrm{c} - X)^2 + {y^2}_\mathrm{c} - Y^2 \tag{5}$$

曲線群 $\mathrm{C}(x_\mathrm{c}, y_\mathrm{c}; X, Y)$ の包絡線 $\mathrm{E_C}$ は次式を満たす。

$$\begin{aligned} &\mathrm{E_C}(x_\mathrm{e}, y_\mathrm{e}; X, Y) \\ &\quad = \{(x_\mathrm{e}, y_\mathrm{e})\,|y_\mathrm{e} > 0, F_\mathrm{C}(x_\mathrm{e}, y_\mathrm{e}; X, Y) = 0, \\ &\qquad\qquad \partial, F_\mathrm{C}(x_\mathrm{e}, y_\mathrm{e}; X, Y)/\partial X = 0\} \end{aligned} \tag{6}$$

$\mathrm{E_C}$ を表わす方程式は次式で表わされる。

$$\left\{\begin{array}{lcl} x_\mathrm{e} &=& X - Y\mathrm{d}Y/\mathrm{d}X \\ y_\mathrm{e} &=& Y\sqrt{1-(\mathrm{d}Y/\mathrm{d}X)^2} \end{array}\right. \tag{7}$$

式 (3) を式 (7) に代入し、次式を得る。

$$y_\mathrm{e}^2 - y^2 + (x_\mathrm{e} - x)^2 - 2(x_\mathrm{e} - x)y\mathrm{d}y/\mathrm{d}x = 0 \tag{8}$$

式 (8) は任意の関数 $g_\mathrm{q}(x)$ 及び任意の x に対し成り立つことから $x = x_\mathrm{e}, y = y_\mathrm{e}$ となる。即ち境界散乱変換の逆変換は次式で与えられる。

$$\left\{\begin{array}{lcl} x &=& X - Y\mathrm{d}Y/\mathrm{d}X \\ y &=& Y\sqrt{1-(\mathrm{d}Y/\mathrm{d}X)^2} \end{array}\right. \tag{9}$$

この変換を逆境界散乱変換 (Inverse BST; IBST) と呼ぶ。逆境界散乱変換が存在するための条件は疑似波面が区分的に微分可能であること及び $|\mathrm{d}Y/\mathrm{d}X| \leqq 1$ が成り立つことである。前節で述べた通り、一般に単一の目標境界面は境界散乱変換により複数の疑似波面へ移される。しかしながら、全ての疑似波面を見つけることが可能であれば逆境界散乱変換により目標境界面が再構成可能である。このため、複数の疑似波面への分割は実用上問題とならない。

3.3 エッジ回折波と境界散乱変換

前節でターゲットの複素誘電率の変化が複数の区分的に微分可能な曲面の集合で表わされる場合にターゲット形状と受信波形の遅延時間の関係が境界散乱変換及び逆境界散乱変換で与えられることを示した。本節ではエッジ回折波と境界散乱変換及び逆境界散乱変換の関係について検討する。

ターゲットのエッジが点 (α, β) にある場合、受信波形の遅延時間変化は双曲線 $Y = \sqrt{(X-\alpha)^2 + \beta^2}$ で表わされる。この双曲線の逆境界散乱変換は $[x,y]^\mathrm{T} = [\alpha,\beta]^\mathrm{T}$ となる。但し T は転置を表わす。即ち、境界散乱変換が定義されない微分不可能な点からのエッジ回折波についても逆境界散乱変換によりターゲット形状の推定が可能であることがわかる。次に双曲線の式を境界散乱変換の式 (3) へ代入すると次の微分方程式が得られる。

$$\mathrm{d}y/\mathrm{d}x = y^2 - x^2 - \beta^2/2xy \tag{10}$$

但し α は単に x 方向への平行移動を意味するためここでは $\alpha = 0$ としている。式 (10) の微分方程式の解がエッジ点以外の曲線を描くならば、逆境界散乱変換によりエッジ回折波と同じ遅延時間変化をする目標境界面が存在することとなり、逆問題を解く上で不都合である。そこで式 (10) の微分方程式について調べる必要がある。式 (10) は Bernoulii-Riccati 微分方程式の一種であり、その一般解は $y \geqq 0$ を考慮して次式で与えられる。

$$y = \sqrt{\beta^2 - x^2 - Cx} \tag{11}$$

ここで C は積分定数である。式 (11) の境界散乱変換は次式で与えられる。

$$[X,Y]^\mathrm{T} = \left[-C/2, \sqrt{C^2/4 + \beta^2}\right]^\mathrm{T} \tag{12}$$

式 (11) は半径 β、中心 $(C/2, 0)$ の円を表わしている。式 (12) は境界散乱変換により定義域が積分定数に依存する 1 点となっており、仮定した双曲線上の一点へと縮退していることが分かる。これは位置 $x = X = C/2$ にアンテナが存在する場合にのみ遅延時間 β の直接散乱波が受信されることを意味する。式 (12) は微分が定義されず、逆境界散乱変換が定義されないため、計算上の不都合は生じない。従って、エッジ回折波と同じ遅延時間変化を持つ目標境界面は存在しないことが分かる。以上より、境界散乱変換が定義されないエッジ回折波についても逆境界散乱変換によりターゲット形状が一意に推定可能であることがわかる。

4. 受信信号からの疑似波面抽出法

4.1 疑似波面の評価及び疑似波面の分割

前章で説明した通り $\mathrm{p} \in \mathrm{G}$ はターゲットからの直接散乱波に対応する疑似波面を表現する曲線群を表わしている。本章では疑似波面の抽出法について検討を行なう。抽出された疑似波面の中には雑音により生じたもの、振動的な部分を抽出したもの、及び多重散乱により生じたものが含まれており、これらの不要な疑似波面を取り除く処理が必要である。本節ではこの処理について説明する。

$\mathrm{p} \in \mathrm{G}$ に対し評価値 w_{p} を次式で定義する。

$$w_{\mathrm{p}} = \left| \int_{X \in \mathrm{I_p}} s(X, f_{\mathrm{p}}(X)) \mathrm{d}X \right|^2 \tag{13}$$

この評価値は疑似波面上における受信信号の振幅が大きく、しかも $f_{\mathrm{p}}(X)$ の定義域が広い範囲に渡るものについて大きな値をとる。評価値 w_{p} を用いることにより疑似波面の抽出結果の中から雑音により生じる有意でない疑似波面を除去することが可能となる。しかしながら、雑音に起因する疑似波面が有意な疑似波面の近くにある場合にその評価値が大きくなり、上に述べた単純な評価値による選択のみでは不十分な場合がある。この問題を解決するため以下の通り評価値を用いた疑似波面の分割を行なう。$\mathrm{p}_1, \mathrm{p}_2 \in \mathrm{G}$, $\mathrm{p}_1 \neq \mathrm{p}_2$, $w_{\mathrm{p}_1} \leqq w_{\mathrm{p}_2}$ に対し $(x, y) \in \mathrm{p}_1$ かつ $(x, y) \in \mathrm{p}_2$ が成り立つ場合には $\mathrm{p}_1 \rightarrow \mathrm{p}_1', \mathrm{p}_1''$ の通り評価値の小さい疑似波面を分割する。但し $\mathrm{p}_1' \cup \mathrm{p}_1'' = p_1$ かつ $\mathrm{p}_1' \cap \mathrm{p}_1'' = \mathrm{p}_1 \cap \mathrm{p}_2$ とする。この手順により評価値の小さい p_1 が更に小さい領域に分割され、除去可能となる。多重散乱に起因する不要な疑似波面の除去については第 5 章で述べる。次節で本手法による疑似波面抽出の適用例を示す。

4.2 提案疑似波面抽出法の適用例

本節では前節までに述べた提案疑似波面抽出法の適用結果の例を示す。図 4 に本章で適用例として用いる信号の生成に用いる目標形状を示す。図の境界面上側は完全導体であり、境界面下側は空気中であるとしている。また、下方にあるマークはデータを取得するアンテナの位置を表わしている。図 4 の目標境界面の境界散乱変換を図 5 に示す。但し、エッジ点からの散乱波の遅延時間は境界散乱変換では導けないため、エッジ点については双曲線を別に計算する必要がある。同図より、複数の疑似波面が生じていることが確認できる。これらの真の疑似波面を抽出することができれば逆境界散乱変換により目標形状面が推定可能である。

図 6 に受信信号の例を示す。この信号は図 4 からの散乱波を表わしており、FDTD (Finite Difference Time Domain) 法を用いて計算された目標からの応答である。アンテナの位置は 0.0125λ 間隔の 40 点とし、それぞれの位置から送信した信号の散乱波を示している。また、雑音のない理想的な条件を仮定している。多重散乱や振動的な波形による複数の波面状の波形が確認できる。図 5 に示した真の疑似波面以外に多重散乱波の干渉により生じる波形が確認できる。

図 7 に受信信号から抽出される集合 P を示す。同図は時系列

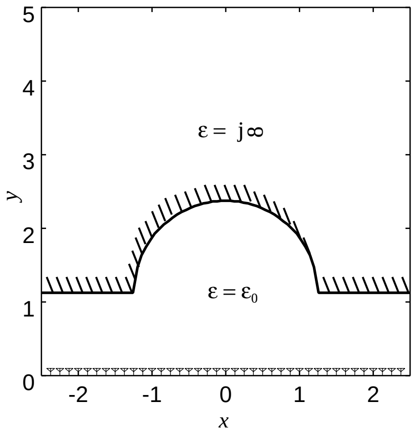

図 4 適用例に用いる目標形状

の中から導関数の符号が反転するものを選択し、プロットしたものである。ここで、振幅の小さなものはランキング処理により除去する。集合 P には波形自体の振動性から不要な点が多く見られる。加法的雑音を含む例では雑音に起因する不要な点が選択される問題も生じる。受信信号から抽出される疑似波面 p の全体である ∪p を図 8 に示す。前章で述べた通り、疑似波面 p は集合 P の内、逆境界散乱変換が存在するための導関数の大きさに関する条件 $|\mathrm{d}Y/\mathrm{d}X| \leqq 1$ を満たす集合である。同図より受信信号の遅延変化のおおまかな変化が抽出されていることが確認される。図 5 に示した真の疑似波面の内、エッジ回折波に由来する疑似波面については一部のみが推定されていることが分かる。これは P の抽出において、振幅の小さなものをランキング処理により除去したことが理由である。また、不要な応答や複数のパスが生じている部分も存在する。受信信号から抽出される疑似波面 $\mathrm{p} \in \mathrm{G}$ に対し前節で説明した評価値による疑似波面の分割を行ない、その後再度計算された評価値に基づき、最大の評価値から-10dB 以上の疑似波面のみを図 9 に示す。4 個程度の疑似波面のみが得られていることが分かる。これらは図 5 の真の疑似波面とほぼ一致していることが分かる。また、エッジ回折波に関する疑似波面はその一部のみが抽出されているが、エッジ点の抽出にはこれで十分である。

5. 多重散乱の虚像除去及びエッジ点推定法

5.1 逆境界散乱変換の適用例

本節では、逆境界散乱変換の適用例を示す。第 4 章で得られた疑似波面に逆境界散乱変換を適用する。但し、各疑似波面の導関数は B-スプラインによる平滑化によって計算する。図 10 に逆境界散乱変換を適用した例を示す。図の実線は実際の目標形状を表わしており、破線は推定形状を表わす。同図より逆境界散乱変換により大まかな目標形状の推定が実現されていることが分かる。しかしながら、実際の目標境界面の上方に虚像が確認できる。これは凹面境界での多重散乱に起因するものであり、波形の疑似波面抽出の処理での除去は不可能である。この虚像の除去法については次節で述べる。

5.2 多重散乱に起因する虚像の除去法

前節で述べた通り図 10 において実際の目標境界面の上方に

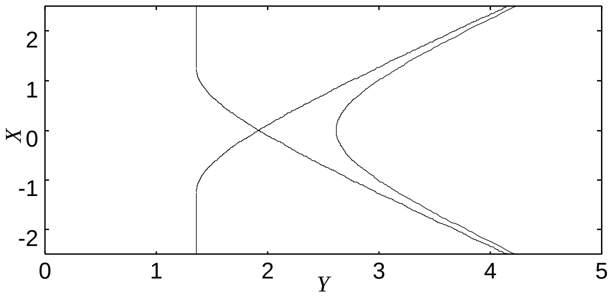

図 5　目標形状の境界散乱変換により得られる真の疑似波面

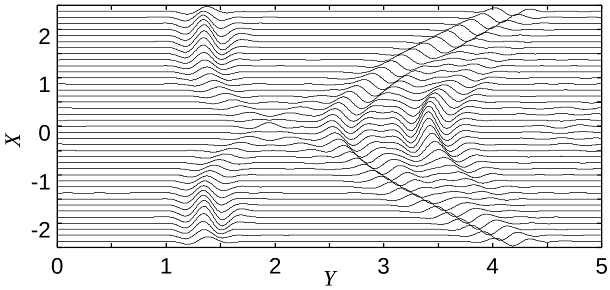

図 6　受信信号 $s(x, y)$ の例

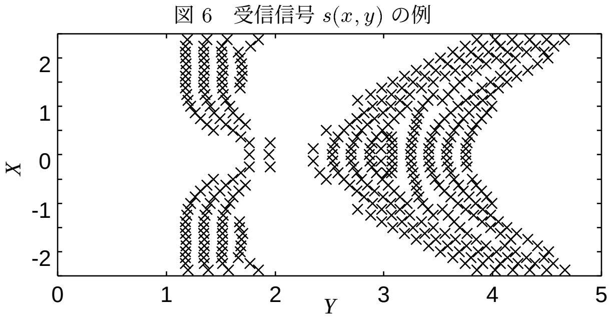

図 7　受信信号 $s(x, y)$ からの集合 P の抽出

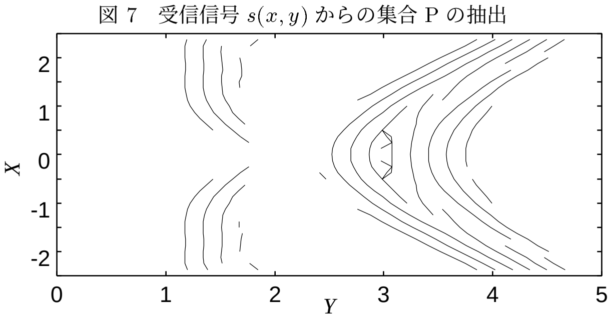

図 8　受信信号 $s(x, y)$ からの疑似波面 $\mathrm{p} \in \mathrm{G}$ の抽出

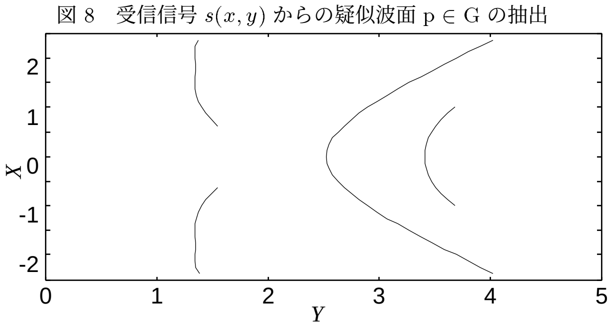

図 9　評価値を用いた疑似波面の選択

虚像が確認できる。これは凹面境界面での多重散乱に起因するものである。本節では多重散乱に起因する不要な疑似波面を除去する処理について説明する。

$\mathrm{F_p}$ を $(X, Y) \in p$ を満たす X 及び $(x, y) \in \mathcal{B}[p]$ を満たす x, y を用いて次式の領域として定義する。

$$\mathrm{F_p} = \left\{ (x_0, y_0) \,\middle|\, \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2} + \sqrt{(X-x_0)^2 + y_0^2} - \sqrt{(x-X)^2 + y^2} < 1/2 \right\} \quad (14)$$

上式は第一フレネルゾーンとして知られている。$\mathrm{F_p}$ を用いて次式の通り疑似波面 $\mathrm{p} \in \mathrm{G}$ の評価値 w_p を新たな評価値 W_p へと更新する。

$$W_\mathrm{p} = w_\mathrm{p} - \sum_{\mathrm{q} \neq \mathrm{p} \in \mathrm{G}} w_\mathrm{q} \frac{\int_{(x,y) \in \mathcal{B}[\mathrm{q}], \mathrm{F_p}} \xi(x) \mathrm{d}x}{\int_{x \in \mathrm{I_q}} \xi(x) \mathrm{d}x} \quad (15)$$

評価値 W_p は、ある疑似波面のフレネルゾーン内に評価値の大きい別の目標境界面が存在する場合に評価値が低下するように働く。また、$\xi(x)$ は重み関数であり、簡単のため $\xi(x) = 1$ とする。評価値 W_p を用いた場合の目標形状推定結果を図 11 に示す。実線は真の目標形状を表わし、破線が推定形状を表わす。但し、第 4 章と同様に目標境界面の中で最大の評価値に対し-10dB 以上の評価値を有する疑似波面のみを選択する。同図より実際の目標境界面の奥に生じた虚像が除去されており、目標形状を高い精度で推定していることが確認できる。平面部と比較して凹面部において推定精度が劣化しているのは、整合フィルタの参照波形と観測波形の違いに起因する。

5.3　エッジ点の推定法

d-領域で X 方向に等間隔にサンプルされた疑似波面に逆境界散乱変換を適用した場合に目標境界面を不等間隔にサンプルした点列が得られる。不等間隔にサンプルした目標境界面を図 12 に示す。破線が真の目標境界面であり、プロットが不等間隔にサンプルされた目標境界面である。第 3 章で説明した通り、エッジ点からの散乱波は逆境界散乱変換により 1 点へ移されることが同図より確認される。逆境界散乱変換の推定形状のプロットが集中している部分にエッジ点が存在することを利用してエッジ点の推定が可能である。エッジ点の推定アルゴリズムを次式で示す。

$$\mathrm{maximize}_{\mathbf{X}_0} \int_{|\mathbf{x} - \mathbf{x}_0| \leq \delta, \mathbf{X} \in \mathrm{p}} \zeta(X) \mathrm{d}X \quad (16)$$

$$\text{subject to}$$

$$\mathbf{X}_0 \in \mathrm{p}, |\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{\mathrm{edge,p}}| > \delta \quad \text{for} \quad \forall \mathbf{x}_{\mathrm{edge,p}} \in \mathrm{F_p}$$

但し $\mathbf{x} = [x, y], \mathbf{x}_0 = [x_0, y_0], \mathbf{X} = [X, Y]$ とする。また、$\mathcal{B}$ で境界散乱変換を表現するとき、$\mathbf{X} = \mathcal{B}[\mathbf{x}]$, $\mathbf{X}_0 = \mathcal{B}[\mathbf{x}_0]$ とする。$\mathrm{F_p}$ は抽出されたエッジ点の集合であり、$\mathrm{F_p}$ の初期値は空集合とする。式 (17) の最適化問題の解 $\mathbf{X}_0 = \mathbf{X}_\mathrm{max}$ に対して $\mathbf{x}_\mathrm{max} = \mathcal{B}[\mathbf{X}_\mathrm{max}]$ を抽出されたエッジ点とし、$\mathrm{F_p} \cup \{\mathbf{x}_\mathrm{max}\} \to \mathrm{F_p}$ と $\mathrm{F_p}$ を更新する。$\forall \mathrm{p} \in \mathrm{G}$ に対し式 (17) の最適化を複数回繰り返し行ない、推定されるエッジ点の中から、式 (17) の評価関数の値が最大となるエッジ点から $-n$dB までのエッジ点を有

意であるとして抽出する。式 (17) における重み関数 $\zeta(X)$ は簡単のため $\zeta(X)=1$ とする。以上の処理を用いてエッジ点の抽出を行なう。但し、$\delta=0.2\lambda, n=10$ とする。図 12 に推定されるエッジ点を円印で示す。2 個所のエッジ点のいずれも十分高い精度で推定できていることが確認される。

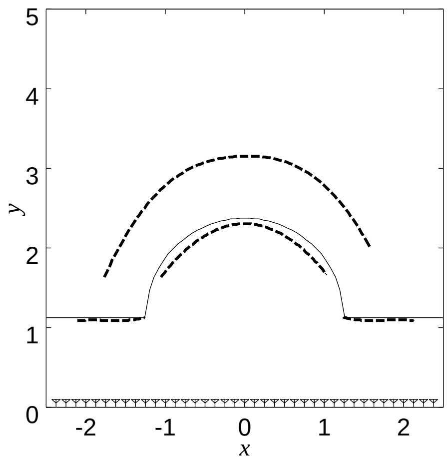

図 10　逆境界散乱変換による目標形状推定

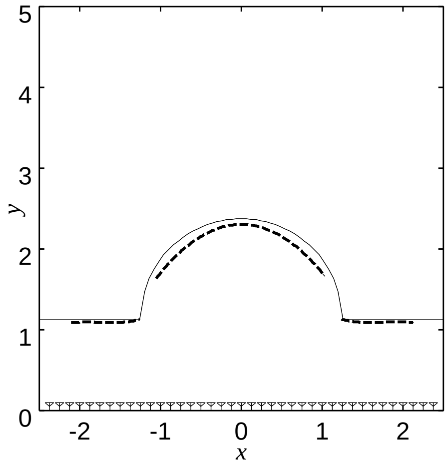

図 11　虚像除去手法を適用した逆境界散乱変換による目標形状推定

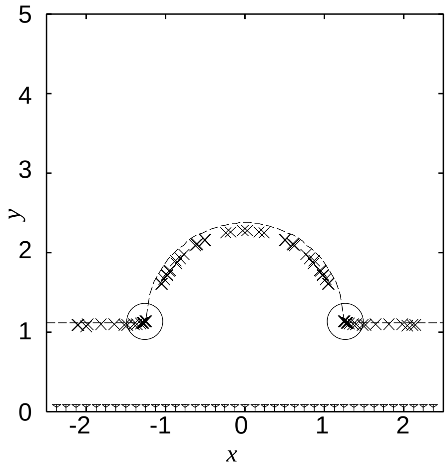

図 12　逆境界散乱変換によるエッジ位置推定

6. ま と め

本研究では UWB パルスレーダのためのノンパラメトリックな目標形状推定法を提案した。モノスタティックレーダを走査することで目標形状を推定する問題は不良設定逆問題の 1 つとして知られている。この問題に対する従来法である離散モデルフィッティング法などのパラメトリックな手法には安定性や計算時間に関する問題があった。一方、ノンパラメトリックな手法はこれらの問題を有さず、有望である。しかし、現在までに十分な特性を有する目標形状アルゴリズムは提案されていない。本稿では受信信号から疑似波面と呼ぶ遅延時間変化の集合を複数個抽出し、それらと目標境界面とが可逆な変換関係にあることを示した。この提案する変換関係を用いたアルゴリズムを用いることで目標形状を安定かつ高精度に推定することが可能となることを明らかにした。

提案手法では、最初に受信信号のうち目標境界面やエッジからの直接波を複数の疑似波面に分解した。その際、用いた疑似波面の分割や評価値による選択を用いることで不要な応答を除去することが可能であることを明らかにした。次に、疑似波面と目標形状の一部は可逆な変換関係にあることを示し、逆変換を用いて目標形状を推定した。また、多重散乱波などの直接波以外の波形により生じる虚像を除去するための評価値を提案した。この評価値を用いることで虚像が完全に取り除かれることが明らかとなった。更に、逆境界散乱変換の特徴を用いることでエッジ位置を推定することも可能であることを明らかにし、その適用例を示した。その際、推定精度は最大でも 0.1 波長程度に抑えられており、十分に良い特性が得られることを明らかにした。以上の通り、提案手法により UWB パルスレーダを用いて高速、安定に目標形状推定を可能にするアルゴリズムを提案し、その推定精度が十分に高いことを示した。今後は雑音に対する耐性等を検討する必要がある。

謝 辞

本研究の一部は 21 世紀 COE プログラムによる。

文 献

[1] J. V. Candy, and C. Pichot, Active Microwave Imaging : A Model-Based Approach, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 39, No.3, pp. 285–290, 1991.

[2] P. Chaturvedi, adn R. G. Plumb, Electromagnetic Imaging of Underground Targets Using Constrained Optimization, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, Vol. 33, No. 3, pp.551–561, 1995.

[3] T. Sato, K. Takeda, T. Nagamatsu, T. Wakayama, I. Kimura, and T. Shinbo, Automatic signal processing of front monitor radar for tunnelling machines, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, Vol. 35, No. 2, pp. 354–359, 1997.

[4] 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.

[5] 堀田誠司, 佐藤亨, 電子情報通信学会技術研究報告, AP2000-183,SANE2000-164(2001-01).