

UWB パルスレーダーのための高精度物体形状推定法の開発

木寺 正平[†] 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

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

あらまし 室内ロボットの空間測定技術として UWB パルスレーダーを用いた方法が注目されている。我々はすでに境界散乱変換に基づく高速物体形状推定法として、SEABED 法を提案している。この手法は可逆変換を用いて、送受信アンテナを走査して得られる信号から物体形状を推定する高速な方法である。SEABED 法では受信波形と送信波形を同一と仮定している。しかし一般に物体からの散乱波形は、物体境界面の電流分布に依存して送信波形とは異なり、特に広帯域信号の場合にはこの相違が形状推定の誤差原因となる。本稿では角柱物体からの散乱波形推定を用いた高精度物体形状推定法を提案し、その特性を評価する。

キーワード パルスレーダー, 散乱波推定, エッジ回折波, 鏡面反射波, 形状推定

A high-resolution algorithm of target shape estimation for UWB pulse radar systems

Shouhei KIDERA[†], Takuya SAKAMOTO[†], and Toru SATO[†]

[†] Department of Communications and Computer Engineering, Kyoto University

Sakyou-ku, Kyoto, 606-8501, Japan

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

Abstract Target estimation methods with UWB pulse signals are promising as imaging techniques for interior robots. We have already proposed an efficient algorithm of shape estimation named SEABED (Shape Estimation Algorithm based on BST and Extraction of Directly scattered waves), which is based on a reversible transform BST (Boundary Scattering Transform) between the time delay and the target shape. In this method, we take a quasi wave front from a received signal with the matched filter of transmitted waveform in order to estimate a target shape. However, a scattered waveform is in general different from the transmitted waveform depending on the shape of the target surface. This difference causes estimation errors in SEABED method. In this report, we propose a high-resolution algorithm of polygonal-target shape estimation based on the scattered waveform estimation, and evaluate the method by numerical simulations.

Key words UWB pulse radar, scattered wave estimation, edge diffraction, specular reflection, shape estimation

1. はじめに

ロボット工学の発展により、室内などの環境計測においてより性能の高い機能を持つロボットの開発が必要とされている。現在までのロボットの空間測定システムとしては、光学的な手法を用いたものが数多く提案されている。しかし光学的な手法は距離分解能が低く、立体物を推定する際には、ステレオ視などを用いた複雑な画像処理が必要となる。一方、レーダーは距離分解能が高く、また火災現場などでの光学的な推定が困難な場合でも物体形状推定が可能である。更にレーダーは、光学

カメラではプライバシー保護の観点から問題となる家庭内での人物動作監視システムなどへの応用も考えられる。現在までにレーダーシステムを用いた様々な形状推定法が提案されている [1] ~ [3]。しかしどれもパラメトリックな手法を用いており、計算時間が掛かるという問題がある。これに対し、我々は SEABED 法と呼ばれる手法を提案し、アンテナをスキャンすることにより高速物体形状推定が可能であることを示した [4]。しかしこの手法では受信波形と送信波形が同じであると仮定することによる誤差を有す。本稿ではこの問題を解決するため、2 次元問題での角柱物体からの散乱波推定法を提案し、波形推

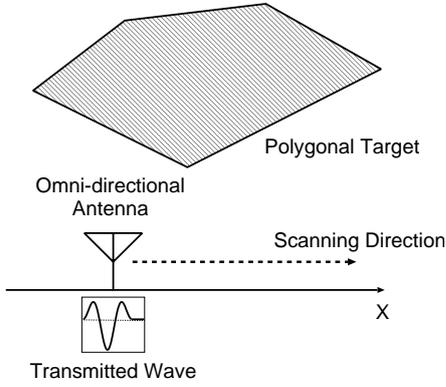


図 1 システムモデル

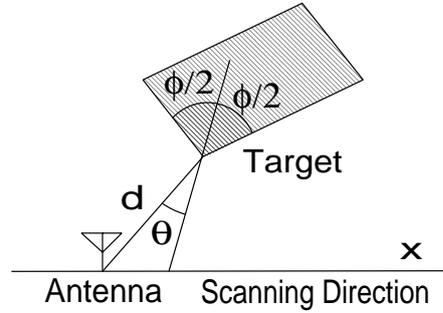


図 4 目標とアンテナの位置

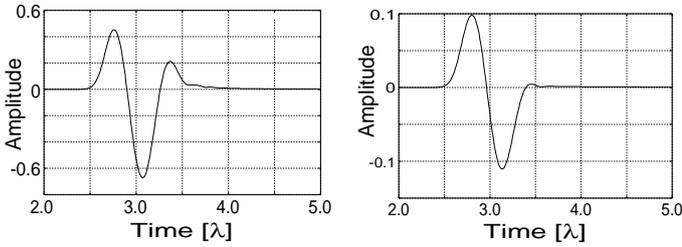


図 2 左：鏡面反射波 右：エッジ回折波

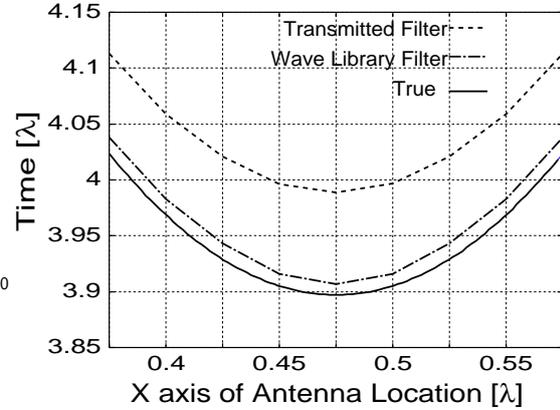


図 5 各素子における推定到来時間

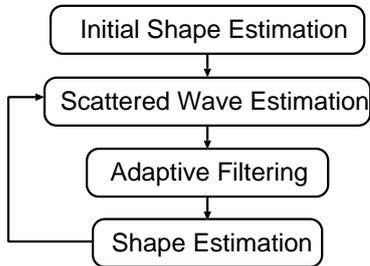


図 3 散乱波形推定を用いた形状推定法の概要

定を用いた高精度物体形状推定法の特性を評価する。

2. システムモデル

図 1 にシステムモデルを示す。本稿では TE 波、2 次元問題及び角柱物体を仮定し、送受信アンテナを直線走査するモノスタティックレーダシステムを用いるものとする。空間及び時間スケールは送信電流の中心波長及びその周期で正規化する。各素子での受信波形は FDTD 法を用いて作成する。また伝搬空間は非分散等方性媒質を仮定し、ターゲットは完全導体とする。到来時間推定には整合フィルタを用いる。一般に、図 2 に示す通り散乱境界が完全鏡面である時の反射波は送信波の逆相波形となる。また散乱境界が点となる平板端 (以後リッジと呼ぶ) からの散乱波は送信波形の積分波形となる。推定対象とする角柱物体からの散乱波はこの 2 つの波形が互いに干渉したものとなる。この散乱波の相違を識別することにより、目標形状推定において波形に応じた適切なフィルタリングが可能となる。散乱波形推定及び形状推定を再帰的に繰り返すことにより高精度な形状推定が可能となる。図 3 にその概要を示す。

3. エッジ回折波推定法

本章では、物体のエッジ回折波推定法について述べる。まず波形辞書を用いた方法について述べ、その特性評価を行う。次に波形辞書に近似伝搬モデルを導入したエッジ回折波推定法について述べ、その特性評価を行う。更に波形推定を用いたエッジ位置推定精度を評価する。

3.1 波形辞書による推定法

3.1.1 提案法

波形辞書作成のために図 4 に示す通りエッジとの距離 d 、角度 θ 及び ϕ の 3 つのパラメータを定める。各位置における受信波形 $R(\omega)$ は、完全鏡面反射波とリッジ回折波との中間的な波形となる。これを

$$R(\omega) = \beta(\phi, \theta, d) S_S(\omega, d_0) e^{-j2k(d-d_0)} + \{1 - \beta(\phi, \theta, d)\} S_E(\omega, d_0) e^{-j2k(d-d_0)} \quad (1)$$

と表し、 $\beta(\phi, \theta, d)$ を最小 2 乗法を用いて求める。但し $R(\omega)$ を推定波形、 d_0 を基準距離とし、 $S_S(\omega, d_0)$ 、 $S_E(\omega, d_0)$ はそれぞれ距離 d_0 にある完全鏡面及びリッジからの散乱波形である。以上で作成した β を様々な (θ, ϕ, θ) の組について辞書として用意する。この辞書を用いて初期物体形状から推定される各素子での受信波形を合成する。この合成波形を用いて適応的に整合フィルタを変化させることで高精度な遅延時間推定が可能となる。

3.1.2 特性評価

図 5 に四角形状物体のエッジ付近からの散乱波の到来時間推

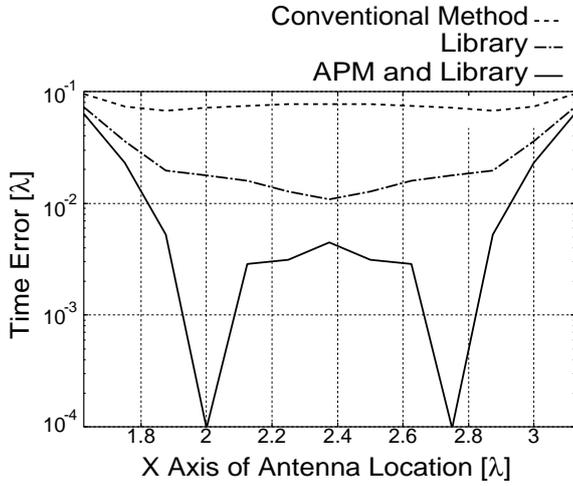


図 6 各手法における到来時間推定精度

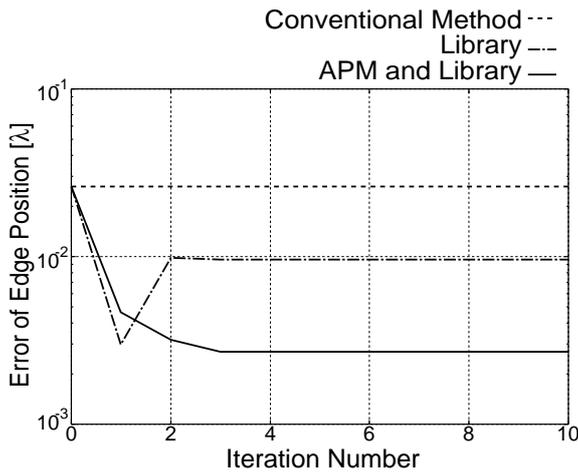


図 7 各手法におけるエッジ位置推定精度

定特性を示す。横軸はアンテナ位置の x 座標を、縦軸は推定到来時間を表す。図 5 では、送信波に対応した整合フィルタを用いた場合の推定遅延時間を破線で、適応整合フィルタを用いた時の遅延時間を一点鎖線で表している。実線は真値である。送信波形を整合フィルタとして用いた時は遅延時間で 0.08λ の誤差があるが、適応整合フィルタを用いた特性は 0.01λ と、およそ 8 倍の特性改善が見られる。

3.2 近似伝搬モデルと波形辞書を併用する推定法

3.2.1 提案法

一般にパラメータ数を増やすと辞書から生成される波形の精度は高くなるがその反面、辞書サイズは増大する問題がある。そこで距離 d を辞書パラメータから除くため次の近似伝搬式を用いる。

$$R(\omega) = \sqrt{\frac{d_0}{d}} \beta'(\phi, \theta) S_S(\omega, d_0) e^{-j2k(d-d_0)} + \frac{d_0}{d} \{1 - \beta'(\phi, \theta)\} S_E(\omega, d_0) e^{-j2k(d-d_0)} \quad (2)$$

$\beta'(\phi, \theta) = \beta(\phi, \theta, d_0)$ とする。この近似伝搬モデル (以後 APM(Approximate Propagation Model) と呼ぶ) と波形辞書を併用することにより距離の次元を縮退させる。

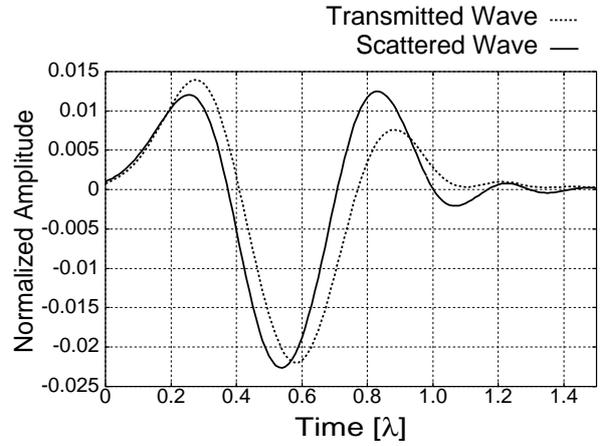


図 8 幅 1.0λ の鏡面中心からの散乱波と送信波

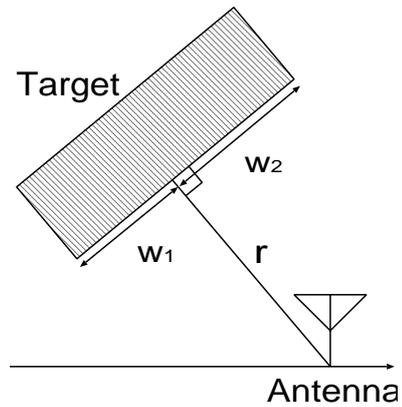


図 9 物体とアンテナの位置

3.2.2 特性評価

各手法の推定時間精度を図 6 に示す。横軸は受信素子の x 座標を、縦軸は到来時間誤差を示す。図 6 の破線は波形推定を用いない方法、一点鎖線は波形辞書のみ ($\phi \times \theta \times d$) = ($20 \times 10 \times 15$)、実線は APM と辞書波形の併用 ($\phi \times \theta$) = (60×50) による推定精度である。いずれも辞書サイズは 3000 となる。図 6 より波形辞書を用いて波形推定を行うことにより約 8 倍、APM を導入することにより更に約 5 倍の精度改善が得られることがわかる。またエッジ回折波推定を用いた物体エッジ位置推定精度を図 7 に示す。同図では横軸は更新回数を、縦軸はエッジ位置推定誤差を示す。図 7 の線種は図 6 と同一である。これよりエッジ位置推定において APM と辞書波形を併用することで、従来法より約 10 倍の精度改善が得られることがわかる。

4. 鏡面反射波推定法

4.1 数値フレネル積分を用いる推定法

送信パルスが超広帯域信号である場合、波長オーダー鏡面からの反射波は各周波数におけるフレネルゾーンサイズが異なるため周波数依存性を持つ。即ち信号の高周波成分では相対的にフレネルゾーンが小さくなり、波長オーダー鏡面からの散乱波は高周波が強調された波形となる。図 8 に幅 1.0λ の鏡面中心からの受信波形を示す。本稿では鏡面反射波が開口面を通過する透過波と同一であると仮定し、数値フレネル積分を用いた波

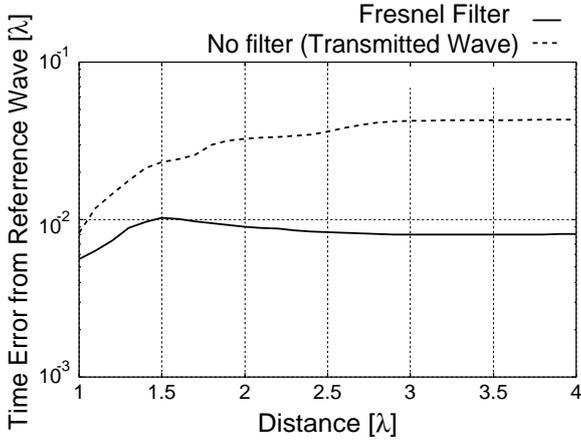


図 10 到来時間推定精度 $w_1 = w_2 = 0.5\lambda$

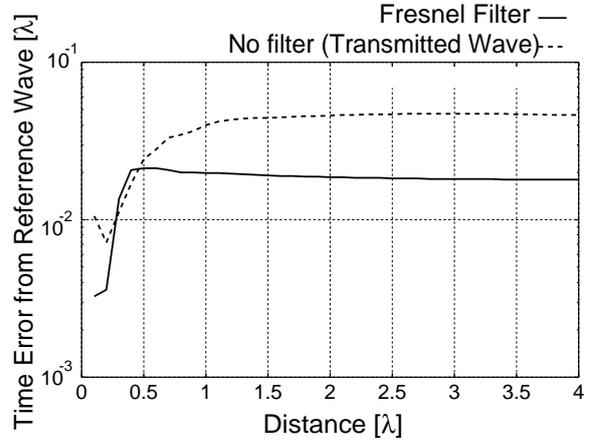


図 11 到来時間推定精度 $w_1 = w_2 = 0.25\lambda$

形推定法を提案する。2次元問題で、開口面を通過する電磁波の電界は次式で表される [6]。

$$F(\omega, r) = E_0(\omega) e^{-jk_r r} \sqrt{\frac{j}{\pi}} \int_{\xi_1}^{\xi_2} e^{-jt^2} dt \quad (3)$$

$$\begin{cases} \xi_1 = -\sqrt{\frac{\omega}{rc}} w_1 \\ \xi_2 = \sqrt{\frac{\omega}{rc}} w_2 \end{cases}$$

ここで $F(\omega, r)$ を推定波形、開口面上での電界を $E_0(\omega)$ 、光速を c 、素子と鏡面の距離を r 、素子位置から面への垂線により分けられる幅を w_1, w_2 とする。図 9 に物体とアンテナの位置関係を示す。

4.1.1 推定波形の精度評価

この手法を用いた推定波形の精度を図 10 に示す。同図では $w_1 = w_2 = 0.5\lambda$ とし、横軸は図 9 の r 、縦軸は受信波形と推定波形との到来時間誤差を波長を単位としたものである。また実線はフレネル積分による推定波形、破線は送信波形を整合フィルタとする時の推定到来時間誤差である。同図より送信波形を整合フィルタとする時と比較し、約 5 倍の精度改善が得られる。しかしこの手法は、物体鏡面波長に比べて小さい時及び鏡面の端からの散乱波推定において推定精度が十分でないという問題を有する。図 11 に物体幅 0.5λ の鏡面からの散乱波推定精度を示す。 $w_1 = w_2 = 0.25\lambda$ とする。横軸及び縦軸は図 11 は図 10 と同じである。図 11 においては到来時間推定精度に約 0.02λ 程の推定誤差があり、十分な精度が得られていないことがわかる。この誤差原因は、主にフレネルフィルタの遠方近似によるものであり、式 (3) がエッジ回折波の影響を考慮していないためである。

4.2 フレネルフィルタに HPF を用いる推定法

前節では、フレネルフィルタを用いた鏡面散乱波推定法を提案した。しかし、物体幅が波長よりも小さくなる時及び鏡面の端からの散乱波においてはエッジ回折波の影響が大きいため推定精度が改善しないという問題があった。本節では HPF を用いた鏡面散乱波推定法を提案し、その特性を評価する。

4.2.1 提案法

フレネルフィルタに HPF を用いた到来時間推定法を次式で

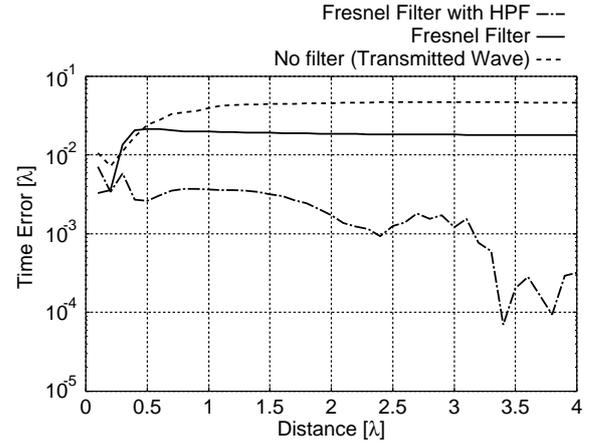


図 12 HPF を用いた到来時間推定精度 $w_1 = w_2 = 0.25\lambda$

示す。

$$\tau_e = \max_{\tau_0 = \tau_1} \left\{ \tau \left| \int_{-\infty}^{\infty} R(\omega) \left(F(\omega, r) W(\omega) \right)^* e^{j\omega\tau} d\omega \right| \right\} \quad (4)$$

$$\tau_1 = \max_{\tau_0 = 0} \left\{ \tau \left| \int_{-\infty}^{\infty} R(\omega) F(\omega, r)^* e^{j\omega\tau} d\omega \right| \right\} \quad (5)$$

$$W(\omega) = \begin{cases} 1 & (\omega_h \leq \omega \leq \omega_{\max}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases}$$

ここで、 $R(\omega)$ は受信信号、 $F(\omega)$ は式 (3) での推定波形、 ω_h, ω_{\max} はそれぞれ HPF のカットオフ角周波数、最高角周波数である。最高周波数は中心周波数の 2 倍とする。 τ_0 は最適化の初期値を表す。式 (5) での τ_1 は、フレネルフィルタによる初期推定到来時間であり、フレネルフィルタに $W(\omega)$ を HPF として適用し、 τ_e を得る。 $\omega_h = 0.9 \omega_{\max}$ 、物体幅が 0.5λ の時の中心からの散乱波推定精度を図 12 に示す。同図では横軸は距離、縦軸は推定時間誤差である。また実線はフレネル積分による推定波形、破線は送信波形と受信波形の時間誤差であり、一点鎖線は HPF を用いた時の時間誤差である。同図より HPF を適用する場合に約 10 倍の推定精度の改善が得られることがわかる。これは、受信信号の低周波領域ではエッジ回折波の影響が強く、HPF によりその影響が抑えられるためと考えられる。

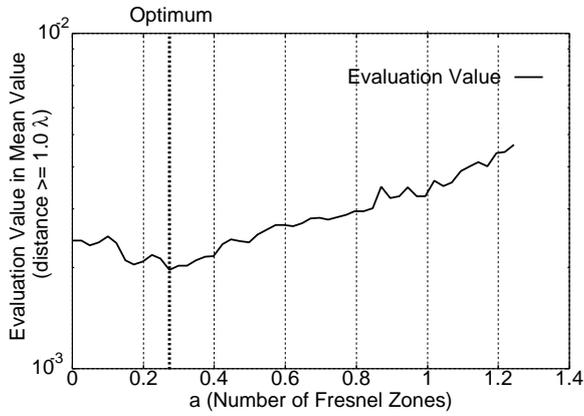


図 13 フレネルゾーン指数に対する評価値の変化 (平均)

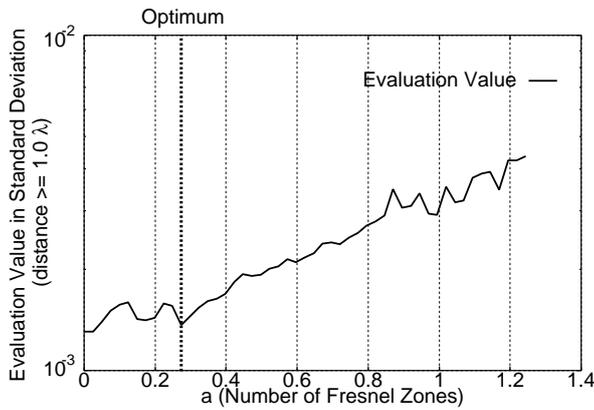


図 14 フレネルゾーン指数に対する評価値の変化 (標準偏差)

4.2.2 フレネルゾーン指数によるカットオフ周波数最適化
前節では、フレネルフィルタに HPF を適用することによりエッジ回折波の影響が大きい鏡面散乱波においても高精度な推定が可能であることを示した。しかし信号の高周波成分を用いていることから、大きい鏡面では推定精度が振動的に変化する。更に HPF を適用することにより、最も信号電力の大きい中心周波数成分をカットすることとなり、雑音耐性が劣化するという問題がある。そこで様々な w_1, w_2 の組み合わせにおける推定精度の平均と標準偏差及び信号電力を評価値とし、カットオフ周波数の最適値を求める。次式でカットオフ角周波数を与える (付録参照)。

$$\omega_h = 2\pi a \frac{rc}{w^2} \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 \quad (6)$$

$$w = w_1 + w_2 \quad (7)$$

但し、 $w_2 \geq w_1$ である。ここで ω_h は HPF のカットオフ周波数、 a は定数あり、フレネルゾーン指数と呼ぶ。また ω_{\max} は最高周波数、 w は物体鏡面の幅、 w_1, w_2, r はそれぞれ図 9 に示す通りである。フレネルゾーン指数 a によって決定するカットオフ周波数を用いて HPF を構成する。この HPF を用いた推定時間誤差の平均及び標準偏差と帯域電力の逆数値との積を評価値とする。図 13、図 14 に a を変化させた時の評価値特性を示す。図 13 の縦軸は推定時間誤差平均における評価値、図 14 の縦軸は推定時間誤差標準偏差における評価値を表す。両図から $a = 0.27$ で最小値をとることが分かる。この a に対応する

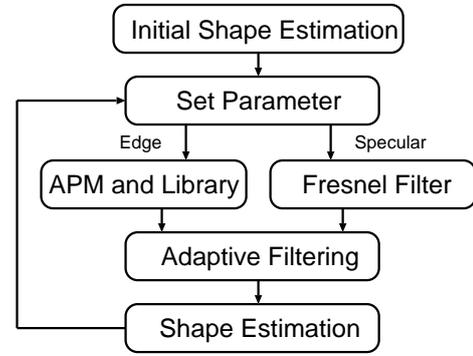


図 15 物体位置形状推定アルゴリズム

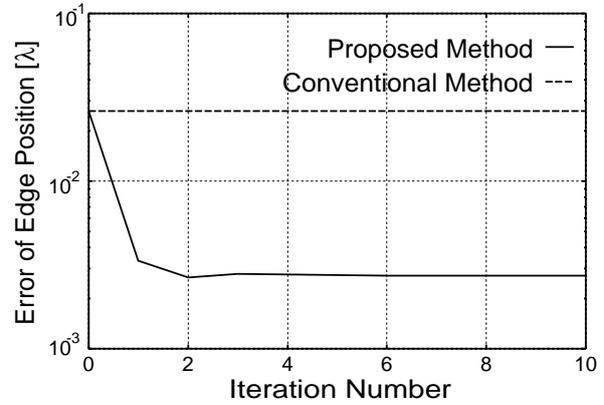


図 16 物体エッジ位置推定精度

カットオフ周波数を持つ HPF を構成する。

5. 目標物体形状位置推定法

第 3 章と第 4 章ではエッジ回折波と鏡面反射波推定法について述べた。本章ではこの波形推定法を用いた物体位置形状推定法について述べ、その特性を明らかにする。

5.1 物体位置形状推定アルゴリズムと精度評価

図 15 に提案アルゴリズムのフローチャートを示す。初期形状推定より鏡面及びエッジからの散乱波受信素子を決定する。エッジ回折波では APM と波形辞書を併用し、鏡面反射波ではフレネル積分を用いて波形を推定する。適応フィルタリングによる推定到来時間から物体エッジ位置と境界面を推定して形状パラメータを更新する。以上の手順を繰り返し、物体形状及び受信波形推定を行う。図 16 に物体エッジ位置推定精度を示す。横軸は更新回数、縦軸はエッジ位置推定誤差である。破線は波形推定を行わない方法、実線は本稿での提案法である。同図より波形推定を行わない時の推定精度に比べ、約 10 倍の改善が得られることがわかる。また図 17 に物体角推定精度を示す。横軸は更新回数、縦軸は物体角推定誤差である。同図の線種は図 16 と同一である。同図より波形推定を行わない時の推定精度に比べ、約 10 倍の改善が得られることがわかる。

5.2 雑音環境下での精度特性

雑音環境下での特性評価を図 18 に示す。横軸は信号対雑音比、縦軸はエッジ位置推定精度である。破線は波形推定を行わない手法、実線が波形推定を用いる手法である。同図から約 5

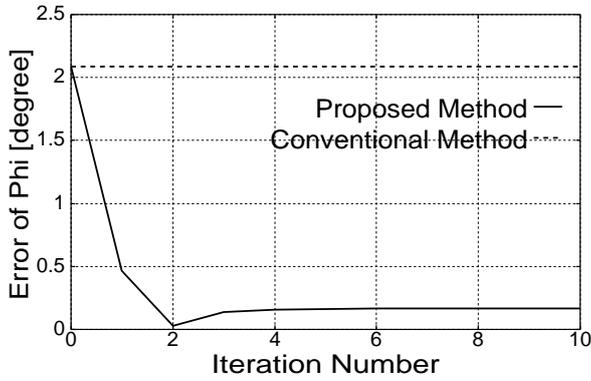


図 17 物体角推定精度

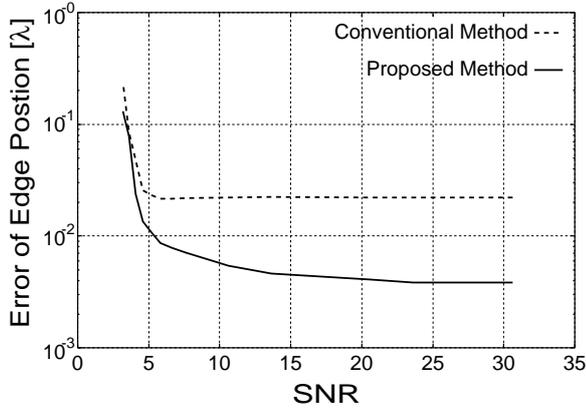


図 18 雑音環境下でのエッジ位置推定精度

dB 以上の S/N 比であれば提案手法は従来の波形推定を用いない場合と比較して優位であることがわかる。

6. まとめ

エッジ回折波推定法において辞書波形による散乱波推定を提案し、波形推定を用いない方法と比較し精度改善が得られることを確認した。辞書サイズを縮小するために近似伝搬モデルを導入し、更なる推定改善を得た。鏡面反射波推定においては数値フレネル積分を用いた手法を提案し、推定精度の改善を得た。更に HPF を適用することで波長オーダーからの鏡面散乱波に対しても高精度な波形推定が可能であることを示した。更に雑音耐性と精度を評価値とし、HPF のカットオフ周波数に対応するフレネルゾーン指数の最適値を求めた。最後にこれらの波形推定法を用いた物体位置形状推定法を提案し、雑音環境下においても提案法が優位であることを示した。本稿では角柱物体を推定対象としたが、推定対象を一般的な形状に拡張するため、アルゴリズムの 3 次元化と任意形状物体からの散乱波推定が今後の課題となる。

文 献

- [1] D. Nahamoo, S. X. Pan and A. C. Kak, "Synthetic aperture diffraction tomography and its interpolation-free computer implementation," IEEE Trans. Sonics and Ultra-sonics., vol.31, no.4, pp.218–229, 1984.
- [2] 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.

- [3] 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.
- [4] 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, p.p. 1357–1365, 2004.
- [5] T. Sakamoto and T. Sato, "An estimation algorithm of target location and scattered waveform for UWB pulse radar systems," IEICE Trans. Commun., vol.E87-B, no.6, (Accepted for publication), 2004.
- [6] 前田 憲一、木村 磐根 "現代電磁波動論" オーム社、1984, pp.70–72.

付 録

フレネルゾーンに対応するカットオフ周波数計算法

フレネルゾーンは波長と伝搬距離で正規化された開口面の広がりである。その指数 a は、

$$a = \frac{w^2}{\lambda r} \quad (\text{A}\cdot 1)$$

で与えられる。但し、 λ は波長、 r は伝搬距離、 w は開口面の大きさである。よって a に対応するカットオフ周波数は次式で求まる。

$$\omega_h = 2\pi a \frac{rc}{w^2} \quad (\text{A}\cdot 2)$$

また開口面のエッジからの距離を考慮し、図 9 での w_1, w_2 を用いて、次式で新たにカットオフ周波数を定義する。

$$\omega_h = 2\pi a \frac{rc}{w^2} \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 \quad (\text{A}\cdot 3)$$

但し、 $w_2 \geq w_1$ 、 $w_1 + w_2 = w$ である。