

超広帯域パルスレーダを用いた目標位置・散乱波形同時推定法

An estimation method of target location and the scattered waveforms for UWB pulse radar systems

阪本 卓也
Takuya Sakamoto

佐藤 亨
Toru Sato

京都大学大学院情報学研究科通信情報システム専攻
Dept. of Communications and Computer Eng., Kyoto University

1 はじめに

室内ロボット等の立体状況測定手段の候補としてレーダの利用が有望である。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、広帯域パルスの利用が注目を集めている。

ターゲット位置推定のためには雑音除去およびパルス受信時刻の正確な推定が必要である。このため受信波形を安定にデコンボリューションする Wiener フィルタがしばしば用いられる。しかしながら、有限長ターゲットのエッジからの散乱波はレイリー散乱による高周波強調信号と送信波自体の逆位相信号の中間的な波形となり、Wiener フィルタを用いるためには波形推定が必要である。一方、波形推定のためにはターゲット位置の推定が必要となるため、両者の反復改良処理が有効であると考えられる。

本稿では広帯域パルスを用いたアレイアンテナレーダ信号処理法について検討を行ない、ターゲット位置及び散乱波形の同時推定法を提案し、その特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

2 システムモデル

表 1 にシミュレーション緒元を示す。但し λ は信号の中心周波数に対応する波長である。等間隔アレイの各素子を $A_i (i = 1, 2, \dots, M)$ 、素子間の距離を d とする。素子の配置と座標の取り方を図 1 に示す。アレイ幅は 5 波長であるためターゲット位置は近傍界となる。そのため各素子の受信波は平面波と見なすことはできず、球面波となる。

送信波形は超広帯域信号として知られるモノサイクルパルスを使用する。本稿では単一の点ターゲットが上半平面に存在すると仮定する。点ターゲットによる散乱はレイリー散乱と見なせる。レイリー散乱領域での導体球の後方散乱断面積 σ は a を球の半径、 k を波数とすると $\sigma = 9\pi k^4 a^6$ と表わされ、散乱波は送信波の 2 階微分となることから分かる。本稿では対象を 2 次元問題とするため、受信波形は送信波形の 1 階微分とする。また送信波形は既知、受信波形は未知であるとする。

波形画像 $s(x, y)$ を次式で定義する。

$$s((i - (M - 1)/2)d/\lambda, ct/\lambda) \equiv s'_i(t) \quad (1)$$

但し、 c は光速であり、 $s'_i(t)$ は A_i の受信信号である。この定義により時間空間のいずれも波長で正規化される。

シミュレーションは全てパルス積分回数を 1 回とするが、複数サンプルの受信波をコヒーレント積分し、S/N

表 1 シミュレーション緒元

ターゲット位置	$(2\lambda, 2\lambda)$
アレイ素子間隔	0.5λ
アレイ素子数	11 本
HCT 反復回数	5 回
パルス積分回数	1 回
受信波形	送信波形の 1 階微分
観測時間	24λ
サンプリング	83 点 / λ

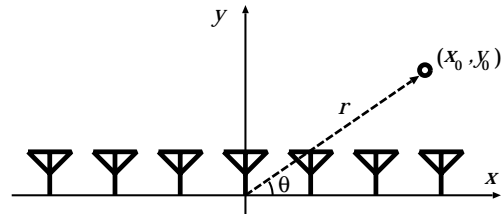


図 1 アンテナ及びターゲットの配置

を改善することが可能である。このため大きな S/N に対するターゲット位置推定精度を向上することが重要である。

3 Wiener フィルタ

パルスレーダの受信信号の雑音除去及び受信時刻推定を目的として次式で表わされる Wiener フィルタがしばしば用いられる。

$$W(\omega) = \frac{G^*(\omega)}{(1 - \eta) + \eta|G(\omega)|^2} \quad (2)$$

但し $\eta = 1/(1 + (S/N)^{-1})$ である。フィルタ $W(\omega)$ は S/N が十分大きい ($\eta \simeq 1$) 場合には逆フィルタ、S/N が小さい ($\eta \simeq 0$) 場合には積分フィルタとなる。ここで信号電力は信号存在時間内の電力とする。信号存在時間とは信号の瞬時包絡線の積分値をピーク値で割った値で定義する。以後の S/N の定義も全てこの定義に従うものとする。

$W(\omega)$ は受信時刻に現れるインパルス関数に対し 2 乗誤差の意味で最適フィルタとなることが知られている。しかしながら、 $W(\omega)$ は目的信号のフーリエ変換 $G(\omega)$ を必要とするため、本稿での仮定のように受信波形が未知の場合には直接適用できないという問題を有する。

4 提案信号処理法

本節では提案信号処理法である再帰的双曲線同相変換 (Iterative Hyperbolic Coherent Transform; IHCT と略

す。)について述べる。IHCT ではターゲット推定位置を元に各素子の受信波形を同相で平均することで受信波形を推定する。更に、その受信波形を用いて構成する Wiener フィルタによりターゲット位置をより正確に求めるという処理を反復する。

i 回の反復によるターゲット推定位置を $T_i = (x_i, y_i)$ とする。次式の変換を双曲線同相変換 (HCT) と定義する。

$$H(\omega, T_i) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s(x, y) e^{j\omega[u(x, T_i) - y]} dx dy \quad (3)$$

但し $u(x, T_i)$ は次式で定義される。

$$u(x, T_i) \equiv 2|T_i| + 2\sqrt{(x - x_i)^2 + y_i^2} \quad (4)$$

HCT は y 方向にはフーリエ変換、 x 方向には 2 パラメータ T_i を含む積分核による積分変換となる。

IHCT によるターゲット位置推定のための信号処理は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} & \text{maximize} \quad \left| \int_{-\infty}^{\infty} \frac{H(\omega, T_{i+1}) P_i^*(\omega)}{1 - \eta + \eta |P_i(\omega)|^2} d\omega \right|^2 \\ & \text{subject to} \quad T_{i+1} \in \varepsilon(T_i) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで $P_i(\omega) = H(\omega, T_i) |F(\omega)| e^{j\omega\tau_i}$ とする。但し、 $F(\omega)$ は送信波形のフーリエ変換であり、 $|F(\omega)|$ は位相を回転せずに雑音を除去するフィルタとして用いる。また τ_i は $P_i(\omega)$ の時間波形の瞬時包絡線が時刻 0 でピークを持つように選ぶ。更に、 $\varepsilon(T)$ は T の近傍領域を表わし、次式に従って反復毎に縮小する。

$$\varepsilon(T_i) = \{(x, y) | |x - x_i|, |y - y_i| < 2^{-i}\}$$

以上に述べた IHCT の処理手順の概略を図 2 に示す。

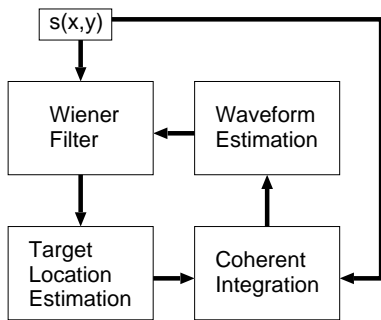


図 2 提案手法 (IHCT) の処理手順

推定波形の初期値 $P_0(\omega) = F(\omega)$ とし、ターゲットの推定位置の初期値 T_0 は直線抽出ハフ変換により決定する。直線抽出ハフ変換は信号画像を 1000×180 の $\rho - \theta$ パラメータ空間へ変換後、ピーク探索によりターゲット位置を推定する手法である。但し ρ は原点と直線の距離であり、 θ は直線の法線ベクトルの方向角である。

5 提案手法の特性

本節では受信信号の S/N に対する提案手法 IHCT のターゲット位置推定誤差特性を従来法と比較する。IHCT

の反復回数は 5 回とする。従来法として Fourier 法及び波形推定を行わない IHCT (IHCT without Waveform Estimation; IHCTW と略す。) を検討する。Fourier 法は各素子の受信波形を同位相で平均した信号の電力により受信波の到来角を推定し、距離方向については Wiener フィルタ適用後のピーク位置により推定する。但し、ここで Wiener フィルタは送信波形から構成するものである。一方、IHCTW は式 (5) において $P_i(\omega) = F(\omega)$ と固定することに相当する。

各信号処理法のターゲット位置推定誤差特性を図 3 に示す。Fourier 法は平面波を仮定し、受信信号抽出の Wiener フィルタを用いることができないため、 $S/N=10\text{dB}$ に対しても 2.0 波長程度の大きな誤差を有する。また、IHCTW は球面波を考慮してはいるものの Fourier 法と同様に受信信号に適する Wiener フィルタを使用できないため、 $S/N=10\text{dB}$ でも 0.1 波長程度の誤差を有する。一方、 $S/N \geq 5\text{dB}$ において IHCT の位置推定誤差は 0.01 波長以下とよい特性を示す。提案手法は $S/N=10\text{dB}$ において従来法である IHCTW に対し 10 倍以上、Fourier 法の 200 倍以上の精度を有することが分かる。

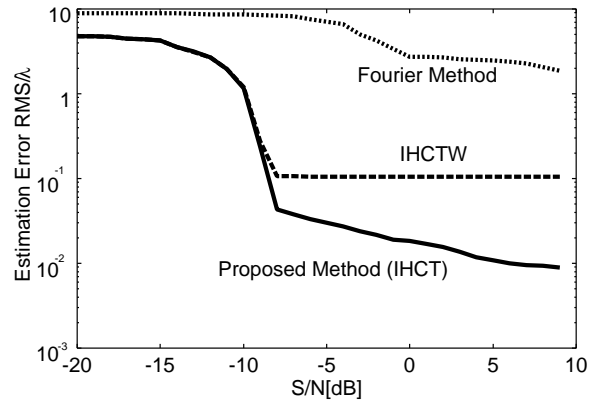


図 3 ターゲット位置推定誤差

6 結論および今後の課題

本稿では広帯域パルスを用いたアレイアンテナレーダのためのターゲット位置および散乱波形の同時推定法を提案し、特性を評価した。

信号受信時刻の正確な推定のために Wiener フィルタがしばしば用いられるが、そのためには波形推定が必要である。一方、波形推定のためにはターゲット位置の推定が必要となる。そこで受信波形とターゲット位置を交互に反復推定する信号処理法 IHCT を提案した。更に近傍界の点ターゲット位置推定について特性評価を行なった。その結果、 $S/N \geq 5\text{dB}$ の場合、提案手法の位置推定誤差は 0.01 波長以下となることを示した。更に、提案手法は $S/N=10\text{dB}$ において従来法である IHCTW に対し 10 倍以上、Fourier 法の 200 倍以上の精度を有することを明らかにした。今後、複数のターゲット推定を可能とする信号処理法へ拡張する必要がある。