

# 超広帯域ドップラーレーダ干渉計と アダプティブアレイ処理を併用した 高分解能イメージング

穴吹 元嗣

京都大学大学院情報学研究科

2015年6月8日

於 京都大学

# 超広帯域ドップラーレーダ干渉計とアダプティブアレイ処理を併用した高分解能イメージング

穴吹 元嗣<sup>†</sup> 阪本 卓也<sup>‡</sup> 佐藤 亨<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 京都大学大学院 情報学研究科 〒606-8501 京都市左京区吉田本町

<sup>‡</sup> 兵庫県立大学大学院 工学研究科 〒671-2280 兵庫県姫路市書写 2167

E-mail: <sup>†</sup> anabuki.motoshi.76c@st.kyoto-u.ac.jp

**あらまし** セキュリティの分野において、UWB(Ultra-WideBand)レーダを用いた高分解能画像化技術が有望視されている。少数アンテナを用いた手法として、3アンテナに対してUWBドップラーレーダ干渉計法を適用する手法が提案されている。しかし、同手法では同一のドップラー速度をもつ同一レンジ内の複数目標を識別できない問題が存在する。本稿ではアンテナ素子数を最少化しつつ同手法の問題を解決するため、複数チャンネルを使用できるという高自由度を利用したアレイ処理をUWBドップラーレーダ干渉計法と統合させた手法を提案する。数値計算及び実験の結果により、提案手法の特性評価を行い、従来手法に対してイメージング精度が大きく改善することを示す。

**キーワード** UWB レーダ, 高分解能イメージング, UWB ドップラーレーダ干渉計法, アダプティブアレイ処理

## High-resolution imaging using ultra-wideband Doppler radar interferometry and adaptive array processing

Motoshi ANABUKI<sup>†</sup> Takuya SAKAMOTO<sup>‡</sup> and Toru SATO<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Graduate School of Informatics, Kyoto University

Yoshida, Sakyo-ku, Kyoto, 606-8501, Japan

<sup>‡</sup> Graduate School of Engineering, University of Hyogo

2167 Shosha, Himeji, Hyogo, 671-2280, Japan

E-mail: <sup>†</sup> anabuki.motoshi.76c@st.kyoto-u.ac.jp

**Abstract** Ultra-wideband (UWB) radar imaging has been considered promising in security-related applications. Among existing imaging techniques, UWB Doppler interferometry is known as an effective method to obtain a high-resolution image using a simple radar system with only three antennas. This technique, however, suffers artifacts when there are multiple targets with the same Doppler velocity in the same range bin. To resolve this problem, we combine the Doppler interferometry with adaptive array processing. Through numerical simulations and measurements, we show the remarkable performance improvement achieved by our proposed approach.

**Key words** UWB radar, high-resolution imaging, UWB Doppler radar interferometry, adaptive array processing

### 1. まえがき

UWB(Ultra Wide-Band)レーダを用いた人体の正確なイメージング技術が注目されている。同レーダは、霧雨や火災時の煙などで視野が遮られている状況下でのモニタリングが可能であり、また距離分解能が高く目標の正確な立体像を得ることができる。しかし、従来のUWBレーダを用いたイメージング法は、計算時間が膨大である<sup>[1]-[6]</sup>、もしくは大規模アレイアンテナが必要である<sup>[7]-[9]</sup>など、いずれの手法も実時間処理が

可能で簡易なシステム構成が望まれる室内でのイメージングシステムへの応用が難しいものであった。

しかし、近年少数アンテナを用いた手法が提案されている。これは3アンテナに対してUWBドップラーレーダ干渉計法を適用する手法である<sup>[10]</sup>。同手法では、単一歩行人体の軌道推定が実現された。しかし、同手法では同一のドップラー速度をもつ同一レンジ内の複数目標を分離することが困難であり、イメージング精度が劣化する場合がある。

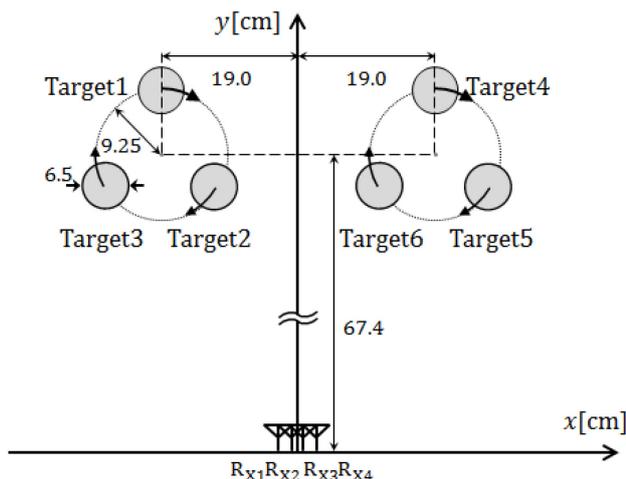


図 1 システムモデル

一方、他の目標識別を行うための手法として、アダプティブアンテナアレイ処理を用いた複数信号分離法が存在する<sup>[11]</sup>。同手法では目標の到来方向により目標の分離識別が可能である。しかし、識別可能な目標数はレーダのアンテナアレイの素子数に依存しているため、識別する目標数が多い場合、それに伴って必要なアレイの素子数も増加する欠点がある。

本稿では、アンテナ素子数を最少化しつつ UWB ドップラーレーダ干渉計法における問題の解決を図るため、アダプティブアレイ処理と UWB ドップラーレーダ干渉計法を統合させた手法を提案する。数値計算及び実験に基づく特性評価により、従来法と比較することで提案法の有効性を示す。

## 2. システムモデル

本稿で用いるシステムモデルを図 1 に示す。Target1 から Target 6 は直径 6.5cm、高さ 15.8cm の金属製円柱目標である。Target1 から Target3 は回転中心位置が  $(-19.0\text{cm}, 67.4\text{cm})$  のターンテーブル上を毎秒 0.55 回転する速度で運動し、Target4 から Target6 は回転中心位置が  $(19.0\text{cm}, 67.4\text{cm})$  のターンテーブル上を毎秒 0.55 回転する速度で運動している。なお、ターンテーブルの回転中心から各目標の中心までの距離は 9.5cm である。レーダのレンジ分解能が  $\Delta R = 12\text{cm}$  であるのに対して目標が移動する円の直径が 18.5cm とした。これは各目標からのエコー信号がほぼ同一レンジに含まれる状態にし、レンジによる目標の分離ができない状況を設定するためである。

使用するレーダの設定は、送信アンテナ  $T_{X1}$  を  $xy$  平面上  $(0,0)$  に、受信アンテナ  $R_{X1}$ ,  $R_{X2}$ ,  $R_{X3}$ ,  $R_{X4}$  を  $xy$  平面上  $(-3d/2,0)$ ,  $(-d/2,0)$ ,  $(d/2,0)$ ,  $(3d/2,0)$  の位置に設置し、等間隔直線アレイを構成した。ただし、 $d$  はアンテナ間隔であり、 $d = 4.56\text{mm}$  とした。なお、受信アンテ

ナ素子数が 4 本ゆえ、アンテナアレイの自由度は 3 となる。また、送信波形は中心周波数 60.5GHz である。

## 3. UWB ドップラーレーダ干渉計法

先行研究で目標から散乱点を推定するために用いる UWB ドップラーレーダ干渉計法は、複数目標をレンジの違い及び時間周波数解析を用いたドップラー速度の違いによって分離識別し、目標の散乱点の位置を推定する手法である。UWB ドップラーレーダ干渉計法は以下の手順からなる。

1. 受信信号に対して時間周波数解析を適用し、複数目標を時刻、周波数及びレンジごとに分離する。
2. 干渉計法により、分離識別した目標の到来方向を推定する。
3. 較正曲線を用いることでレンジ間の補完を行い、アンテナから各目標までの距離をレーダのレンジ分解能以上の精度で推定する。

以下では各手順についてその原理を説明する。

### 3.1. STFT による目標の分離

レンジごとに時間周波数解析を行い、目標ごとのドップラー速度の違いを用いて複数目標の識別を行う。ここで時間周波数解析に短時間フーリエ変換 (STFT: Short Time Fourier Transform) を用いる。STFT は得られた受信信号の時系列を時間ごとに区切って、各時間でフーリエ変換することにより時間周波数分布を得る方法である。時刻  $t$  にアンテナ  $R_{Xi}$  のレンジ  $k$  で受信された信号を  $s_{ik}(t)$  とし、 $s_{ik}(t)$  より得られる時間周波数分布を  $S_{ik}(t, v_d)$  とする。STFT は次式で表わされる。

$$S_{ik}(t, v_d) = \int s_{ik}(v)g(t)(v-t)e^{-j4\pi v_d v/\lambda} dv \quad (3.1)$$

ここで  $g(t)$  は窓関数であり、次式で表わされるハミング窓を用いる。

$$g(t) = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos \frac{2\pi}{T_W} t & (0 \leq t \leq T_W) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.2)$$

ただし、 $T_W$  は窓幅である。

次に  $S_{ik}(t, v_d)$  から各時刻における有意なピークを抽出し、それに対応する  $v_d$  を  $n$  番目の目標  $T_n$  のドップラー速度とする。すなわち、以下の 2 式を満たす  $v_{dn}$  を求める。

$$\frac{d|S_{ik}(t, v_d)|}{dv_d} = 0 \quad (3.3)$$

$$|S_{ik}(t, v_d)|^2 > \rho \max_{t, v_d} |S_{ik}(t, v_d)|^2 \quad (3.4)$$

ただし  $1 > \rho > 0$  は経験的に定めた  $|S_{ik}(t, v_d)|^2$  の最大値とピーク抽出の閾値の比である。

### 3.2. 干渉計法による到来方向推定

レンジとドップラー速度の違いを利用して分離した各目標の到来方向を干渉計法により求める。干渉計法は複数のアンテナで受信した信号を用い、アンテナ間の位相差を利用して目標の到来方向を推定する方法である。アンテナ  $R_{X1}$  と  $R_{X2}$  の 2 アンテナを用いた場合の干渉計法について説明する。アンテナ間の到来距離差  $r$  はアンテナ間隔  $d$  と到来方向  $\theta$ 、また波長  $\lambda$  と 2 アンテナの受信信号の位相差  $\Delta\phi$  を用いて次式で表わされる。

$$r = d \sin \theta = \frac{\lambda \Delta\phi}{2\pi} \quad (3.8)$$

時間周波数解析後のアンテナ  $R_{X1}$  と  $R_{X2}$  での受信信号をそれぞれ  $S_{1k}(t, v_{dn})$ ,  $S_{2k}(t, v_{dn})$  とすると目標  $T_n$  の到来方向  $\theta(t, v_{dn})$  は次式により求められる。

$$\theta(t, v_{dn}) = \sin^{-1} \left[ \frac{\angle S_{1k}(t, v_{dn}) - \angle S_{2k}(t, v_{dn})}{2\pi d / \lambda} \right] \quad (3.9)$$

### 3.3. レンジ間補間による距離推定

目標の距離  $R_i(t, v_{dn})$  は最大のエコー強度をもつレンジを探すことにより次の式で求められる。

$$R_i(t, v_{dn}) = \Delta R \arg \max_k |S_{ik}(t, v_d)| \quad (3.5)$$

しかし、レーダシステムの制約からレンジ分解能  $\Delta R$  は十数 cm までしか小さくできないため、人体のイメージングを行うためには不十分である。そこで、受信信号電力の比を用いたレンジ間補間を行いパルス幅以下の精度で距離推定を行い、この問題を解決する。補間には較正曲線を用いる。この較正曲線は受信信号における 2 サンプル点間の距離を、それらの電力比の関数としたものである。

次に、較正曲線を求める手法を述べる。単一目標が補正距離  $D(0 \leq D < \Delta R)$  を動く時、受信信号振幅の最大値とそれに隣接する準最大値を求め、それらの値を小さいレンジのデータより順に  $P_1$ ,  $P_2$  とする。これらの比を  $\rho_P$  とすると、 $\rho_P$  は次の式で表わされる。

$$\rho_P(D) = P_1 / P_2 \quad (3.6)$$

$\rho_P(D)$  の逆関数である  $D(\rho_P)$  を求め、真の距離  $R_i(t, v_{dn})$  を次の式で求める。

$$R(t, v_{dn}) = R_i(t, v_{dn}) + D(\rho_P) \quad (3.7)$$

## 4. アダプティブアレイ処理による目標識別

3.1 節で述べたように、UWB ドップラーレーダ干渉計法は、複数目標をレンジの違い及びドップラー速度の違いによって識別している。したがって、同一レンジに存在し、かつ同一ドップラー速度を持つ目標は識

別できない。よって本稿では、アンテナの本数を増やし、UWB ドップラーレーダ干渉計法では識別できない目標をアダプティブアレイ処理で識別する手法を提案する。提案手法では、以下の手順で目標の識別及び散乱点の軌道推定を行う。

1. 受信信号に対して時間周波数解析を適用し、受信信号を各時刻、周波数及びレンジごとに分離する。
2. 分離した信号に Capon 法を適用し、同一レンジ内の同一ドップラー速度を持つ複数目標を分離しつつ到来方向推定を行う。
3. 到来方向ごとの最適ウエイトベクトルを計算し、DCMP によって受信信号を分離する。
4. STFT 及び DCMP によって分離された信号を用いて距離推定を行う。

以下では使用したアダプティブアレイ処理についてその原理を説明する。

### 4.1. 方向拘束付出力電力最小化法

方向拘束付出力電力最小化法 (DCMP: Directionally Constrained Minimization of Power) とは、所望波到来方向が既知という前提で所望波以外の信号の電力を最小化するような重み付け処理を行い、所望信号のみを取り出す手法のことである。ウエイトベクトル  $\mathbf{w}$  に関する線形拘束は次式で与えられる。

$$\mathbf{c}^T \mathbf{w}^* = h \quad (4.1)$$

$$\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]^T \quad (4.2)$$

$$\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_N]^T \quad (4.3)$$

ここで、 $\mathbf{c}$  は拘束ベクトルと呼ばれ、 $h$  は  $\mathbf{c}$  に対する拘束応答値と呼ばれる。また、 $N$  はアンテナ素子数に対応する。DCMP において、拘束された方向を拘束到来角 (拘束方向) と呼ぶ。DCMP の基本原理を定式化すると次式で表される。

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} (P_{\text{out}} = \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{XX} \mathbf{w}) \\ \text{subject to } \mathbf{c}^T \mathbf{w}^* = h \end{aligned} \quad (4.4)$$

なお、 $\mathbf{R}_{XX}$  はアレイの入力ベクトル  $\mathbf{X}(t)$  の相関行列で、以下で定義される。

$$\mathbf{R}_{XX} = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)] \quad (4.5)$$

上記の条件付最小化問題は Lagrange の未定乗数法を用いて解くことができ、その解は次式で表される [12][13]。

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \gamma \mathbf{R}_{XX}^{-1} \mathbf{c}, \quad \gamma = \frac{h^*}{\mathbf{c}^H \mathbf{R}_{XX} \mathbf{c}} \quad (4.6)$$

最適ウエイトベクトル  $\mathbf{w}_{\text{opt}}$  をアレイの入力ベクトル

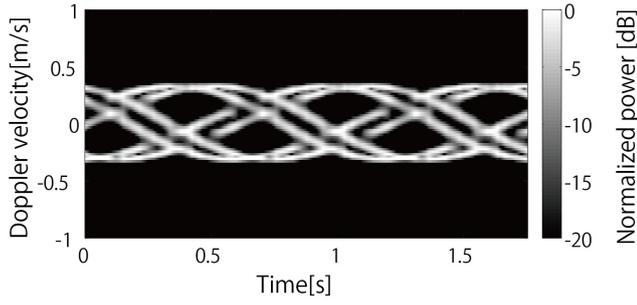


図 2 数値計算における時間周波数分布

$X(t)$ に作用させることで、拘束条件により保護された方向の信号のみを取り出すことができる<sup>[14]</sup>.

## 4.2. Capon 法による到来方向推定

アダプティブアレイ処理を用いた到来波の到来方向推定法についてはいくつか報告されている<sup>[15]</sup>. その中で、Capon 法は DCMP の考え方による高分解能到来方向推定法である<sup>[16][17]</sup>. ステアリングベクトル  $\mathbf{a}(\theta)$  で指定される方向からの応答を保持しながら出力電力  $P_{\text{out}}$  を最小化することで、高分解能到来方向推定を行う. 従って、最適ウェイトベクトル  $\mathbf{w}_{\text{CP}}$  は、式(3.4)で拘束ベクトル:  $\mathbf{c} = \mathbf{a}(\theta)$ , 拘束応答値:  $h = 1$  とし、次式で表される.

$$\mathbf{w}_{\text{CP}} = \frac{\mathbf{R}_{\text{XX}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^{\text{H}}(\theta) \mathbf{R}_{\text{XX}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (4.7)$$

また、このときのアレイ出力電力は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \frac{1}{2} \mathbf{w}_{\text{CP}}^{\text{H}} \mathbf{R}_{\text{XX}} \mathbf{w}_{\text{CP}} \\ &= \frac{1}{2 \mathbf{a}^{\text{H}}(\theta) \mathbf{R}_{\text{XX}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Capon 法の角度スペクトラムは通常、出力電力の定係数を取り除いた形で表される.

$$P_{\text{CP}}(\theta) = 2P_{\text{out}} = \frac{1}{\mathbf{a}^{\text{H}}(\theta) \mathbf{R}_{\text{XX}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (4.9)$$

$P_{\text{CP}}(\theta)$  のピークが得られる時の角度  $\theta$  を求めることで、到来方向を推定する.

Capon 法はアレイのメインローブを到来方向に向けて受信し、その受信電力の大きさから到来方向を推定する. したがって、所望波の受信電力を正確に求められるが、ビーム幅が角度分解能を決定するため分解能を向上させるためにはアレイの素子数を増やす必要がある. 一方で、ヌルを到来方向に向けて推定する方式も存在する. 代表的な手法が線形予測法や MUSIC 法である. これらの手法では、Capon 法に比べて高精度な到来方向推定が可能である. しかしながら、これらの手法は所望波の電力を正確に推定できないという問

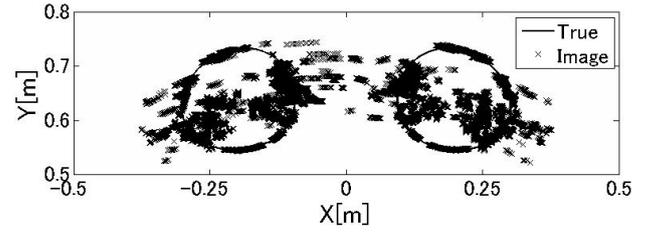


図 3 数値計算上での従来手法による散乱点軌道推定

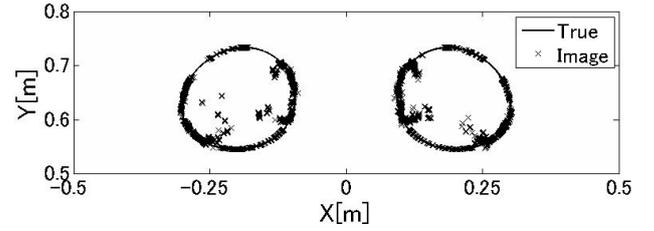


図 4 数値計算上での提案手法による散乱点軌道推定

題点が存在する<sup>[14]</sup>. 本稿では、目標までの距離推定に受信電力を使用する. そのため、受信電力も正確に求める必要がある. 以上の理由より、到来方向推定精度と距離推定精度の両方を向上させることのできる Capon 法を選択した.

## 5. 数値計算による特性評価

本稿における提案手法は従来手法に 4 節で述べた各手法を組み合わせるものである. 本節では提案手法による効果を明らかにするため、2 節で示したシステムモデルに対して従来手法と提案手法を適用し、移動目標の散乱点軌道推定を行うことで特性評価を行う. 評価指標として、推定された散乱点座標と、実際の散乱点座標との平均二乗誤差 RMSE を用いる.

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \min_j [(X_{ij} - x_i)^2 + (Y_{ij} - y_i)^2]} \quad (5.1)$$

ただし、 $(x_i, y_i)$  が時刻  $i\Delta T$  において推定された散乱点の座標、 $(X_{ij}, Y_{ij})$  が時刻  $i\Delta T$  における Target  $j$  の散乱点座標である. また、 $m$  はスロータイム方向のデータ数を表す.

数値計算では、レイトラッキングにより、各受信アンテナについてレンジごとの受信信号を計算する. なお、雑音の影響は考慮しない. また、受信信号の計算やイメージングは 2 次元平面を仮定して行う.

レーダで用いるパルス信号は、帯域幅 1.25GHz の単一パルスであり、レンジ測定周期  $\Delta T$  は 0.457ms である.

まず、STFT によって得た時間周波数分布を図 2 に示す. 図 2 は、 $\mathbf{R}_{\text{X2}}$  において各レンジで得られた STFT の結果を全レンジ加算したものである. 図 2 より、各目標のドップラー速度が抽出できていることが分かる.



図 5 実験の概要

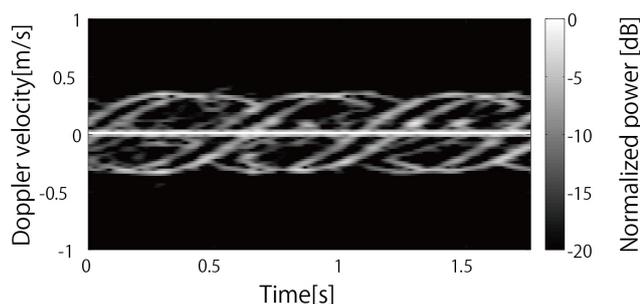


図 6 実験における時間周波数分布

しかし、複数目標のドップラー速度が重なっている時刻が存在することが分かる。ドップラー速度が重なっている領域では、複数の目標からの信号が干渉しているため、従来手法では距離推定及び到来方向推定の精度が悪化する。

次に、従来手法による散乱点軌道推定結果を図 3 示す。距離推定には  $R_{X2}$  からの受信信号を、到来方向推定には  $R_{X2}$  と  $R_{X3}$  からの受信信号を使用した。図 3 中の True が実際の散乱点軌道を表し、Image が従来手法により推定された散乱点の座標を表している。図 3 より、実際の軌道から大きく外れた位置に散乱点座標が推定されていることが分かる。この場合の RMSE は 3.2cm である。

最後に、提案手法による散乱点軌道推定結果を図 4 に示す。図 4 中の True が実際の散乱点軌道を表し、Image が提案手法により推定された散乱点の座標を表している。図 4 より、従来手法と比較して、実際の散乱点軌道から大きく離れた推定点の数は減少していることが分かる。この場合の RMSE は 0.9cm であり、散乱点軌道推定の精度が 3.6 倍に向上していることが分かる。

## 6. 実験による特性評価

5 節の数値計算による特性評価の結果、提案手法は従来手法と比較して散乱点軌道推定の精度が大幅に改善されたことを示した。本節では、図 5 に概要を示す実際のレーダシステムを用いての実験より得た受信信

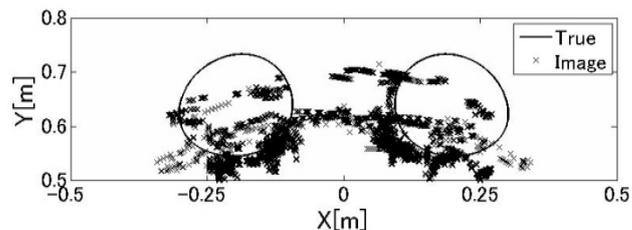


図 7 実験における従来手法による散乱点軌道推定

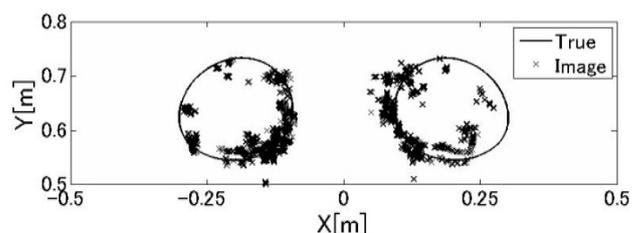


図 8 実験における提案手法による散乱点軌道推定

号データに対して従来手法及び提案手法を適用し、特性評価を行う。

使用したレーダシステムの信号は、帯域幅 1.25GHz の疑似雑音系列による変調波であり、受信側で同一系列によるパルス圧縮を行う。レンジ測定周期  $\Delta T$  は 0.457ms である。

まず、5 節と同様に STFT によって得た時間周波数分布を図 6 に示す。図 6 より、各目標のドップラー速度が抽出できていることが分かる。しかし、複数目標のドップラー速度が重なっている時刻が存在することが分かる。ドップラー速度が重なっている領域では、複数の目標からの信号が干渉しているため、従来手法では距離推定及び到来方向推定の精度が悪化する。

次に、従来手法による散乱点軌道推定結果を図 7 示す。距離推定には  $R_{X2}$  からの受信信号を、到来方向推定には  $R_{X2}$  と  $R_{X3}$  からの受信信号を使用した。図 7 中の True が実際の散乱点軌道を表し、Image が従来手法により推定された散乱点の座標を表している。図 7 より、実際の軌道から大きく外れた位置に散乱点座標が推定されていることが分かる。この場合の RMSE は 5.1cm である。

最後に、提案手法による散乱点軌道推定結果を図 8 に示す。図 8 中の True が実際の散乱点軌道を表し、Image が提案手法により推定された散乱点の座標を表している。図 8 より、従来手法と比較して、実際の散乱点軌道から大きく離れた推定点の数は減少していることが分かる。この場合の RMSE は 3.0cm であり、散乱点軌道推定の精度が 1.7 倍に向上していることが分かる。

実験では、提案手法による散乱点軌道推定精度の向上がシミュレーションほど顕著ではなかった。原因と

して以下の2つが考えられる。

まず、雑音の影響による受信信号電力の揺らぎが考えられる。本稿での距離推定には受信信号電力比を使用する。その結果、距離推定結果に誤差が生じるため、提案手法の散乱点軌道推定精度が劣化する。

次に、実験で使用したレーダシステムの不安定性が考えられる。受信信号に対する処理は、レーダのレンジ測定周期やレンジ間隔などが一定であるという仮定の下で行っている。しかし、実際はこれらの値は一定でなく僅かに変動しているため、提案手法における散乱点軌道推定精度の劣化の原因となる。

## 7. むすび

本稿では UWB ドップラーレーダ干渉計法とアダプティブアレイ処理を併用することにより、UWB ドップラーレーダ干渉計法では識別できなかった目標の識別を可能とする手法を提案した。

また、複数のアンテナアレイを用いて、同一レンジ内の複数運動目標に対し、レイトレーシングによる数値計算により UWB ドップラーレーダ干渉計法及び UWB ドップラーレーダ干渉計法とアダプティブアレイ処理を併用した軌道推定法の特性評価を行った。その結果、アダプティブアレイ処理を併用することで、軌道推定精度が 3.6 倍に向上した。よって、UWB ドップラーレーダ干渉計法では正確な散乱点の軌道推定を行えない場合であっても、アダプティブアレイ処理を併用すると散乱点軌道を高精度に推定できることが確認された。

さらに、実際にレーダシステムを用いて実験を行い、それにより得られた受信信号データに対して UWB ドップラーレーダ干渉計法及び UWB ドップラーレーダ干渉計法とアダプティブアレイ処理を併用した軌道推定法を適用した。その結果、アダプティブアレイ処理を併用することで、軌道推定精度が 1.7 倍に向上した。よって、実験においても、アダプティブアレイ処理を併用することで、UWB ドップラーレーダ干渉計法では識別不可能な目標を識別し、高精度な散乱点軌道推定を実現できることが確認された。

## 8. 謝辞

本研究に際して実験装置を提供していただき、また実験に関して貴重なご意見を賜りました、井上謙一氏、福田健志氏、酒井啓之氏をはじめとするパナソニック株式会社の皆様に深謝します。

## 文 献

[1] Y.Hohikawa, Y.Hashimoto, A.Moro, K.Terabayashi, and K.Umeda, "Tracking of human groups using subtraction stereo," SICE J. Contr. Meas. Sys Integr.,

vol.4, no.3, pp.214-220, 2011.

[2] K.Schindler, A.Ess, B.leibe, and L.V.Gool, "Automatic detection and tracking of pedestrians from a moving stereo rig," ISPRS J. Photogramm. RemoteSens., vol.65, no.6, pp.523-537, 2010.

[3] X.Zhuge and A.G.Yarovoy, "A sparse aperture MIMO-SAR-based UWB imaging system for concealed weapon detection," IEEE Trans. Geosci. RemoteSens., vol.49, no.1, pp.509-517, 2011.

[4] S.Bertl, A.Dallinger, and J.Detlefsen, "Interferometric focusing for the imaging of humans," IET Radar Sonar Navig., vol.4, no.3, pp.457-463, 2010.

[5] Y.Jin, and J.M.F.Moura, "Time-reversal detection using antenna arrays," IEEE Trans. Sig. Proc., vol.57, no.4, pp.1396-1414, 2009.

[6] C.Yifan, E.Gunawan, K.S.Low, S.Wang, C.B.Soh, and T.C.Putti, "Timereversal ultrawideband breast imaging: pulse design criteria considering multiple tumors with unknown tissue properties," IEEE Antennas Propag. Mag., vol.56, no.9, pp.3073-3077, 2008.

[7] T.Sakamoto, "A fast algorithm for 3-dimensional imaging with UWB pulse radar systems," EICE Trans. Commun., vol. E90-B, no. 3, pp. 636-644, 2007.

[8] S.Kidera, T.Sakamoto, and T.Sato, "An estimation algorithm of target location and scattered waveforms for UWB pulse radar systems," IEEE Trans. Geosci. and Remote Sens., vol.46, no.11, pp.3503-3513, 2008.

[9] T.C.Williams, J.M.Sill, and E.C.Fear, "Breast surface estimation for radarbased breast imaging system," IEEE Trans. Biomedical Engineering, vol.44, no.6, pp. 1678-1686, 2008

[10] K.Saho, S.Sakamoto, T.Sato, K.Inoue, and T.Fukuda, "Pedestrian imaging using UWB Doppler radar interferometry," IEICE Trans. Commun., vol.E96-B, no.2, pp.613-623, 2013.

[11] B.Widrow, P.E.Mantey, L.Griffiths, and B.Goode, "Adaptive antenna systems," Proc. IEEE, vol.55, no.12, pp.2143-2159, 1967.

[12] A.V.Fiacco, and G.P.McCormick, "Nonlinear Programming: Sequential Unconstrained Minimization Techniques," Siam, 1968.

[13] I.B.Vapnyarskii, "Encyclopedia of Mathematics," Springer, 2001.

[14] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 2003.

[15] R.O.Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, 1986.

[16] J.Capon, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," Proc. IEEE, vol.57, no.8, pp.1408-1418, 1969.

[17] R.D.Palmer, S.Gopalam, T.-Y.Yu, and S.Fukao, "Coherent radar imaging using Capon's method," Radio Sci., vol.33, no.6, pp.1585-1598, 1998.