

パルスドップラーレーダにおける FFT-超分解能測距のためのドップラー補償法

福島冬樹^{†1} 稲葉敬之^{†2}

筆者らは少ない計算負荷で信号帯域を超える時間分離性能が得られる時間ゲートと低域通過フィルタを用いたFFT-超分解能時間遅延推定法を提案している²⁾。当手法をレーダの測距処理に応用するにあたり、検出対象とする目標の相対速度が大きい場合にドップラー効果による周波数シフトが問題となる。そこで本論文では、FFT-超分解能測距を行う前処理としてパルスドップラー処理と送受信パルスの相関処理を併用したドップラー補償法を提案する。相対速度の大きい目標に対してもドップラー効果に起因する受信パルス内位相回転を補正し（すなわち、ドップラー補償を行い）FFT-超分解能測距法を適用することで送信信号帯域を超える距離分解能と高精度測距が行えることを示す。

Doppler Compensation Method which Compensates Phase Error Caused by Doppler Frequency before Performing FFT-super Resolution Range Estimation

FUYUKI FUKUSHIMA^{†1} and TAKAYUKI INABA^{†2}

We have proposed a super resolution range estimation method which can perform the estimation processing in low computational load by restricting the estimation range²⁾. However, when the targets move at high speed, the estimation accuracy of the method is degraded by the phase shift caused by doppler frequency. In this paper, we propose a doppler compensation method which compensates phase shift caused by doppler frequency before performing FFT-super resolution range estimation. Moreover we represent the effectiveness of the doppler compensation method by using computer simulation.

^{†1} 三菱電機株式会社
Mitsubishi Electric Corporation

^{†2} 電気通信大学
The University of Electro-Communications

1. はじめに

パルス圧縮レーダでは、遠距離探知能力や干渉抑圧能力の向上のためスペクトル拡散された送信パルスを用い、受信パルスと送信パルスとの逆拡散処理（相関処理）でパルス圧縮される¹⁾。スペクトル拡散の方法として一般に符号変調が多く用いられている。符号変調では送信パルスをサブパルス（以下チップと呼ぶ）に分割し、符号値を各チップの信号位相に割り当てることで送信パルスを周波数拡散する。受信系では相関処理で、電力の大きな1チップ幅相当の狭パルスに圧縮される。すなわち、相関処理による圧縮法では、距離分解能はチップ幅相当にとどまるとなる。一方、筆者らは比較的少ない計算負荷で、チップ幅以上の距離分解能が得られる「時間ゲートと周波数軸上の低域通過フィルタを用いたFFT-超分解能時間遅延推定方式」を提案した²⁾。この方式では、全測距区間（パルスドップラーレーダではパルス繰返し間隔に相当する）を複数の距離ゲートに分割し、距離ゲートと周波数軸上の低域通過フィルタによりFFT-超分解能時間遅延推定法の低演算負荷を大幅に低減可能としている。

このFFT-超分解能時間遅延推定法をスペクトル拡散方式のレーダに適用するにあたり、目標との相対速度が大きい場合には、ドップラー効果に起因したパルス内位相回転の影響を補正する必要がある。そのためドップラー周波数を高精度に推定することが課題である。

一方、レーダにおいて目標との相対速度を得ることも求められており、パルスドップラー方式¹⁾が採用されている。パルスドップラー方式は、コヒーレントな複数のパルスを送信し、目標に反射した受信パルスを距離ビンごとにパルスヒット方向にフーリエ変換することでドップラー周波数（すなわち目標との相対速度）を計測可能とするものである。

そこで、本論文ではパルスドップラーレーダにおいて、ドップラー周波数を推定値し、符号変調されたパルス内の位相回転を補正しFFT-超分解能時間遅延推定方式を用いることで高分解能な距離推定を行うことを考える。

一般にパルスレーダでは、パルスとパルスの間隔であるパルス繰返し周期 PRI (Pulse Repetition Interval=1/PRF (Pulse Repetition Frequency)) の値により、距離か相対速度にアンビギュイティが発生する。本論文では、距離にアンビギュイティがないパルスレーダであるとする。すなわち、パルス繰返し周期 PRI は、そのレーダが想定する最大探知距離まで電波が往復する時間より大きいものとする。このようなレーダは L-PRF (Low Pulse Repetition Frequency) レーダと呼ばれる。パルスドップラーレーダでの、ドップラー周波数の視野は $\pm PRF/2$ であり、分解能は CPI (Coherent Pulse Interval=パルス数 \times PRI)

の逆数である。このため、L-PRF レーダでは、ほぼ静止した目標を計測対象とした場合を除き、相対速度にアンビギュイティが発生する。相対速度にアンビギュイティがあると、パルス内位相回転を正確に補償することができないという問題が生じる。

パルスドップラーレーダにおいて、ドップラー周波数のアンビギュイティを求めるために、周波数視野の広い H-PRF (High Pulse Repetition Frequency) でパルスの送受信を行い、アンビギュイティなくドップラー周波数を観測した後、L-PRF で時間遅延推定を行う方法³⁾、互いに素の関係にある複数の PRF でパルス送受信を行い各 PRF で観測したドップラー周波数に中国人剰余定理を適用してアンビギュイティを求めるマルチ PRF 法がある⁴⁾。しかしながら、これらの方法では複数の PRF を時分割して用いていることから観測時間が長くなるという欠点がある。たとえば L-PRF と H-PRF において同じドップラー周波数分解能を得るには同じ観測実時間が必要である。すなわち、L-PRF のみの場合に比べ 2 倍の観測時間が必要となる。また、複数の PRF を用いるマルチ PRF も同様に PRF の数倍に観測時間が増加する。

そこで本論文では、単一の PRF のみ用いる通常の L-PRF レーダで得た送受信パルスのみを用いて、FFT-超分解能測距を行うためのドップラー補償法を提案する。ドップラー効果に起因する受信パルス内位相回転を補正でき、相対速度の大きい目標に対しても送信信号帯域を超える距離分解能と高精度測距が行えることを示す。

以下、2 章では、FFT-超分解能時間遅延推定法を説明する。3 章では、FFT-超分解能測距法を用いたパルスドップラーレーダにおけるドップラー補償法を提案する。4 章では、計算機シミュレーションで、ドップラー補正の必要性と、提案法による補正効果について明らかにする。

2. FFT-超分解能時間遅延推定法

信号帯域幅を超える分解能が得られる時間遅延推定方式として FFT-超分解能時間遅延推定法がある^{2),5),6)}。以下、ドップラーシフトが無視できる状況において、FFT-超分解能時間遅延推定法をレーダに適用した場合を想定し説明する。

レーダからパルス $s(t)$ (t : 時間) が送信され、時間遅延 τ に相当する距離に存在する目標に反射して受信パルスが観測されたとする。この受信パルスを $u(t)$ とすると、受信パルス $u(t)$ は電波伝搬にともなう位相シフトと目標反射断面積や減衰等から定まる複素定数を ξ として式 (1) により表される。

$$u(t) = \xi s(t - \tau) \quad (1)$$

一方、 $\delta(t)$ をデルタ関数とすると送信パルス $s(t)$ には、

$$s(t - \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - t') \delta(t' - \tau) dt' \quad (2)$$

の関係がある。式 (2) の両辺をフーリエ変換して式 (3) が得られる⁷⁾。

$$S'(f) = S(f) \exp[-j2\pi f\tau] \quad (3)$$

ここで、 $S(f)$ 、 $S'(f)$ はそれぞれ $s(t)$ 、 $s(t - \tau)$ の周波数スペクトルを表している。式 (1) と式 (3) より次式 (4) の関係が成立する。

$$x(f) = \frac{U(f)}{S(f)} = \xi \exp[-j2\pi f\tau] \quad (4)$$

ここで、 $U(f)$ は受信パルス $u(t)$ の周波数スペクトル、 $x(f)$ は受信スペクトル $U(f)$ を送信スペクトル $S(f)$ で除算した除算信号である。式 (4) より、除算信号 $x(f)$ は周波数 f を変数と見た場合、波形の周期が $1/\tau$ の正弦波波形となる。複数の目標が存在する多重波環境では、除算信号 $x(f)$ は式 (4) の線形結合で表される。そこで、除算信号の波形周期から時間遅延 τ を推定することで目標距離 $2\tau/c$ (c : 光速) が求まる。除算信号の波形周期 (すなわち時間遅延 τ) はフーリエ変換を用いて推定できるが、目標距離の分解能は送信周波数帯域を B として $c/(2B)$ で表され、距離分解能 $c/(2B)$ より近接した複数目標は測距困難となる。

フーリエ変換の分解能を超える超分解能な信号周期推定法として MUSIC (Multiple Signal Classification) 処理⁸⁾ や ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 処理⁹⁾ がある。FFT-超分解能時間遅延推定法は、FFT で除算信号 $x(f)$ を求め、その除算信号 $x(f)$ に対し上記 MUSIC 処理や ESPRIT 処理などの超分解能信号周期推定法を適用することで、信号帯域を超えた超分解能時間遅延推定が可能となる。しかし、FFT-超分解能時間遅延推定法をスペクトル拡散方式の L-PRF レーダに適用するにあたり、目標との相対速度が大きい場合にはドップラー効果により式 (3) の時間遅延にともなう位相が $2\pi f_d \tau$ だけ余計に回転する。このことは受信パルスのスペクトル成分が周波数 f_d だけシフトすることを意味し、式 (4) の除算信号 $x(f)$ が送信パルスと受信パルスの同一スペクトル成分による除算として算出されず時間遅延推定精度の劣化の要因となる。

本論文では、このような目標との相対速度が大きい状況下において FFT-超分解能時間遅延推定法が、チップ幅より短い時間遅延差の複数パルスを分離し超分解能時間遅延推定可能とするために、受信パルス内の位相回転を補正するドップラー補償法について検討する。

3. FFT-超分解能測距法の前処理に適用する受信パルス内位相回転補正によるドップラー補償法

本論文では L-PRF パルスドップラー方式を前提としたドップラー補償法を提案する。以下 3.1 節では、ドップラー補償を前処理とした FFT-超分解能測距法の全体構成を説明し、次に、3.2 節でドップラー補償について述べる。

3.1 ドップラー補償を前処理とした FFT-超分解能測距法

ドップラー補償を前処理とした FFT-超分解能測距法について説明する。ブロック図を図 1 に、処理タイミングを図 2 に示す。

図 1 において、送信機 (transmitter) で生成された送信パルス $s(t)$ は、アンテナ (antenna) から空間に放射される。目標で反射した送信パルスは再度アンテナに入射し、受信機 (receiver) で増幅かつベースバンドに周波数変換される。

パルスドップラー処理では、図 2 に示すように上記送信パルス $s(t)$ をパルス繰返し時間間隔 (PRI) ごとにコヒーレントに N_f 回送信する。ここで、送信パルス $s(t)$ は符号変調パルスであるとする。図 2 に示すように、パルス送信時刻を基準とし符号変調パルスの 1 チップ幅をサンプリング間隔とするサンプリング番号 i を距離ビン (Range bin) と呼び、その距離ビン i ごとのパルスヒット方向データ (pulse hit data) $\alpha'_i(1), \dots, \alpha'_i(N_f)$ ($1 \leq i \leq N_r$) を入力としたフーリエ変換 (Doppler filter) で高精度なドップラー周波数 $\alpha_i(1), \dots, \alpha_i(N_f)$

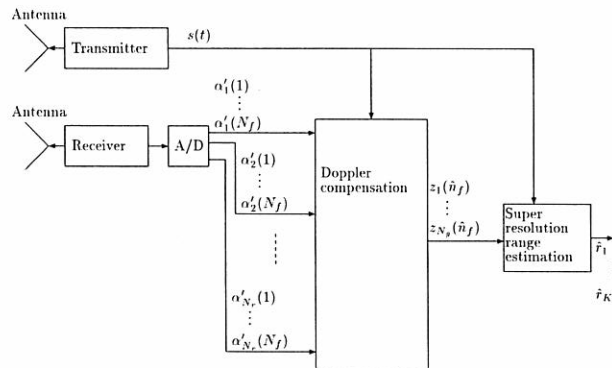


図 1 doppler estimation を前処理とした FFT-超分解能測距法

Fig. 1 Block diagram of FFT-super resolution range estimation processing using Doppler compensation.

($1 \leq i \leq N_r$) を得ることができる。ここで、 N_r は距離ビン数である。しかし、1 章で述べたように距離を測ることを目的とした L-PRF パルスドップラーレーダで、相対速度の大きい目標を計測対象とした場合には、ドップラー周波数が計測可能なドップラー周波数視野 ($-PRF/2 \sim PRF/2$) を超えることよりナイキストのサンプリング定理に基づき発生する周波数の折り返し、すなわちアンビギュイティが発生する。そこで、提案するドップラー補償では、ドップラーフィルタ出力でドップラー周波数 (アンビギュイティあり) を検出し、そのアンビギュイティを 3.2 節で述べる相関処理で推定する。次に、推定したアンビギュイティのない高精度なドップラー周波数推定値を用いて、受信パルス内の位相回転を補正し FFT 超分解能測距法 (Super resolution range estimation) の入力とする。

最後に、FFT 超分解能測距法 (super resolution range estimation) では、検出されたドップラーフィルタ出力の距離ビン方向信号に対する位相回転が補正された受信パルスに関して、たとえば超分解能処理として ESPRIT を適用した測距を行う。

FFT 超分解能測距法のデータ切り出しに関する具体的手法として先に提案している距離ゲートと周波数軸上での低域通過フィルタを用いた FFT 超分解能遅延時間推定法²⁾を用いることとする。この方法では、全観測区間 (図 2 における PRI# の長さ) 内を複数の距離ゲートに分割する。ある 1 つの距離ゲートを図 3 に示す。当測距法におけるある 1 つの距

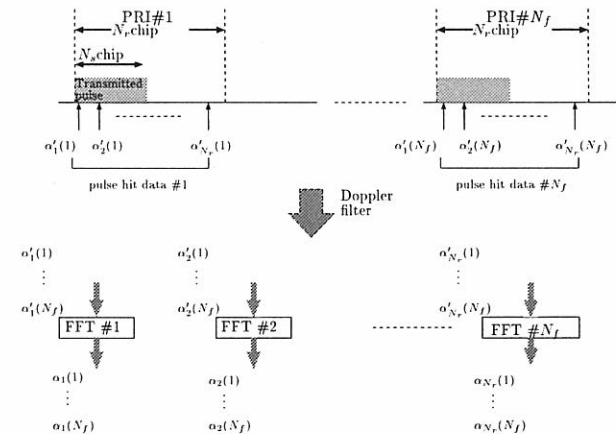


図 2 ドップラー補償を用いるパルスドップラー処理のタイミング

Fig. 2 Time chart of FFT-super resolution range estimation processing using Doppler compensation.

4 ドップラーシフト補正法を前処理とした FFT-超分解能測距法

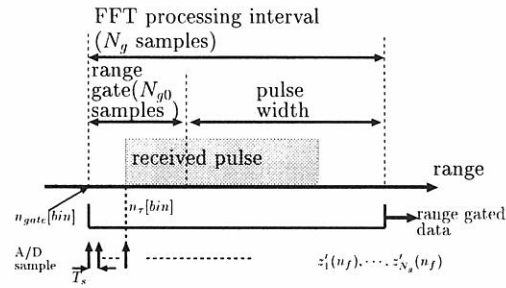


図 3 距離ゲートと距離ゲートデータの関係
Fig. 3 The relation between range gate and range gated data.

距離ゲートでは、図 3 に示すように、距離ゲート幅とパルス幅長を加えた範囲を FFT-処理区間 (FFT Processing Interval) とし、この区間の信号を FFT によりスペクトル (2 章のスペクトル $U(f)$ に相当) に変換する。これに、FFT-超分解能測距処理を施し目標距離を超分解能測距する。ここで、サンプリング周期 (すなわち距離ビンの時間幅) を T_s とし、FFT 処理区間のサンプリング総点数を N_g とする。

3.2 ドップラー補償

ドップラー補償の概念と処理法について説明する。Doppler filter 処理での周波数視野は $1/PRI$ 、相関処理の周波数分解能は $1/(N_g T_s)$ である。一方、送受信パルス間の相関処理によるドップラー周波数推定値を \hat{f}_{dr} とすると、その真値は分解能 (観測時間 $N_g T_s$ の逆数) の範囲内であることから、 $\hat{f}_{dr} - \frac{1}{2N_g T_s} \sim \hat{f}_{dr} + \frac{1}{2N_g T_s}$ の範囲となる。パルスドップラー処理の周波数視野 (Bandwidth of doppler filter) と相関処理での周波数分解能 (Frequency resolution of correlation processing) の関係は図 4 に示す関係にある。ドップラーアンビギュイティにより複数の目標信号ドップラスペクトルが候補として得られるが (図 4 中のグレーの線スペクトル)、ドップラー補償法では、これらの中から真のドップラスペクトル (図 4 中のブラックの線スペクトル) を推定するものである。ドップラー補償の処理ブロック図を図 5 に示す。

ドップラー補償は、1) Doppler filter, 2) RGP (Range Gating Processing), 3) DDFR (Detection of Doppler Frequency Range), 4) HACDS (High Accuracy Compensation of Doppler Shift) からなる。以下、ドップラー補償処理の詳細について説明する。

1) Doppler filter

Doppler filter は、パルスヒット方向データ $\alpha'_i(1), \dots, \alpha'_i(N_r)$ に対し以下のフーリエ変

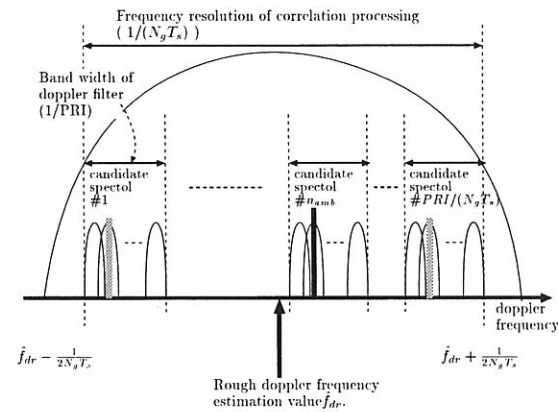


図 4 パルスドップラー処理と相関処理での周波数分解能と周波数視野の関係
Fig. 4 The relation between doppler frequency resolution of correlation processing and doppler frequency range of pulse doppler processing.

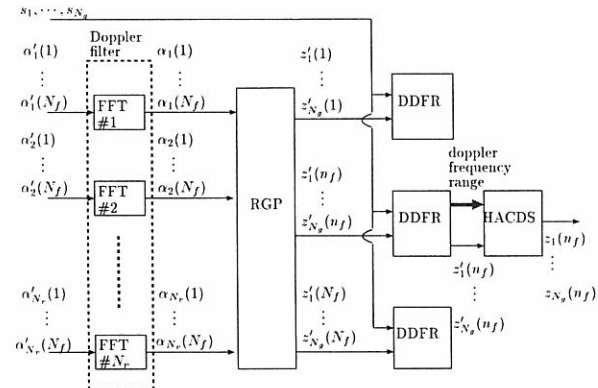


図 5 ドップラー補償の処理ブロック
Fig. 5 Block diagram of Doppler compensation processing.

換を行う。

$$\alpha_i(i_f) = \sum_{i'_f=1}^{N_f} \alpha'_i(i'_f) \exp \left[-j2\pi \frac{i_f - 1}{N_f} (i'_f - 1) \right] \quad (5)$$

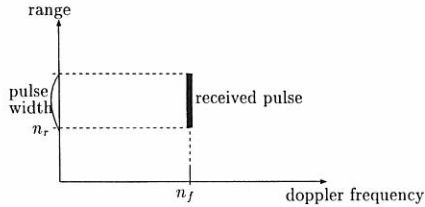


図 6 ドップラーフィルタ出力の 2 次元データ
Fig. 6 Two dimensional data outputted from the Doppler filter.

これにより、距離方向とドップラー方向の 2 次元データが得られる。図 6 はこの 2 次元データの状況を表しており、 n_f ドップラービンの n_r 距離ビンからパルス長だけ受信パルスが存在する。

2) RGP (Range Gating Processing)

Range Gating Processing は、1) で得られた 2 次元データ $\alpha_1(i_f), \dots, \alpha_{N_r}(i_f)$ ($1 \leq i_f \leq N_f$) をレンジ方向に距離ゲート長を単位として分割し、距離ゲート長+パルス長だけ切り出して距離ゲートデータを出力する。図 3 は n_{gate} ビンから始まる距離ゲートに n_r ビンから受信パルスが存在し、受信パルスを含む距離ゲートデータ $z'_1(n_f), \dots, z'_{N_g}(n_f)$ を出力した例を示している。以降一般性を失うことなく、RGP から出力された距離ゲートデータ $z'_1(i_f), \dots, z'_{N_g}(i_f)$ に限定して処理手順を説明する。

3) DDFR (Detection of Doppler Frequency Range)

Detection of Doppler Frequency Range (ここで range はドップラー周波数の範囲を表す) では、以下の手順によりドップラー周波数範囲を限定する。以下の操作はすべての $i_f = 1, 2, \dots, N_f$ に対して行われる。

- ① 距離ゲートに含まれる距離ビン数を N_{g0} とする。距離ゲートに含まれる最初の距離ビンを基準とする距離ビン番号 $n_g = 1$ (一般に n_g は図 3 の記号を用いて $n_g = n_r - n_{gate} + 1$) を設定する。
- ② 送信パルス $s(t)$ をサンプリングして求めた参照データ s_1, \dots, s_{N_g} と距離ゲートデータ $z'_1(i_f), \dots, z'_{N_g}(i_f)$ を距離ビン $n_g - 1$ ($1 \leq n_g \leq N_{g0}$) だけ補正して相関をとる。式 (6) はこの相関を表しており、 s^* は s の共役、 $\max(a, b)$ は a を b で除算したときの余りを表す。

$$s_{\text{mod}(i+n_g-2, N_g)+1}^* z'_i(i_f) \quad (1 \leq i \leq N_g) \quad (6)$$

次に、式 (6) の相関データを FFT し相関データの周波数成分を求める。

- ③ 手順②で求めた相関データ周波数成分のピークを求める。この周波数ビンを n_d とし、ピーク電力を $P(i_f, n_g, n_d)$ とする。
- ④ $n_g = N_{g0}$ の場合は手順⑤に移行、そうでない場合は $n_g \leftarrow n_g + 1$ として手順②に戻る。
- ⑤ $P(i_f, n_g, n_d)$ を最大にする距離ビン n_g を調べる。この距離ビン n_g を \hat{n}_g 、相関データ周波数ビン n_d を \hat{n}_d とし、ピーク電力 $P(i_f, \hat{n}_g, \hat{n}_d)$ をスレッシュホールド比較して受信パルスの有無を判定する。受信パルスが存在しないと判定された場合は処理を終了する。このスレッシュホールド比較により受信パルス成分を含むドップラービン n_f の推定値 \hat{n}_f が求まる。ドップラー周波数ビン \hat{n}_f を記憶しておき、手順⑥に移行する。
- ⑥ 次式により粗精度のドップラー周波数推定値を求める。

$$\hat{f}_{dr} = \frac{\hat{n}_d - 1}{N_g T_s} \quad (7)$$

- ⑦ ドップラー周波数 f_d の範囲を次式により限定する。

$$\hat{f}_{dr} - \frac{1}{2N_g T_s} \leq f_d \leq \hat{f}_{dr} + \frac{1}{2N_g T_s} \quad (8)$$

ここまでで、受信パルス成分が存在するドップラービン範囲 (図 4 の Frequency resolution of correlation processing ($\frac{1}{N_g T_s}$) n_f が求まる。

4) HACDS (High Accuracy Compensation of Doppler Shift)

受信パルスが存在する場合は、HACDS で、ドップラーシフトに起因する受信パルス内の位相回転を補正する。次の手順により、距離ゲートデータ $z'_1(\hat{n}_f), \dots, z'_{N_g}(\hat{n}_f)$ にドップラーシフト補正を施したドップラー補正データ $z_1(\hat{n}_f), \dots, z_{N_g}(\hat{n}_f)$ を求める。

- ① 式 (9) によりドップラー周波数の候補 (図 4 の線スペクトルに対応する周波数) を求める。

$$f_d(i_{amb}) = \frac{\hat{n}_f - 1}{N_f PRI} + i_{amb} \frac{1}{PRI} \quad (9)$$

式 (8) で表される範囲に入るときの整数 i_{amb} の最小値 n_{min} 、最大値 n_{max} を求める。図 4 においては、 $N_{amb} = n_{max} - n_{min} + 1$ の関係にある。

- ② $i_{amb} = n_{min}$ とする。
- ③ 式 (9) よりアンビギュイティ数を i_{amb} としたときの想定ドップラー周波数 $f_d(i_{amb})$ を求める。
- ④ 距離ゲートデータ $z'_1(\hat{n}_f), \dots, z'_{N_g}(\hat{n}_f)$ の位相を補正したドップラー補正データ $\beta_{1, i_{amb}}(\hat{n}_f), \dots, \beta_{N_g, i_{amb}}(\hat{n}_f)$ を求める。

$$\beta_{i,n_{amb}}(\hat{n}_f) = z_i'(\hat{n}_f) \exp[-j2\pi f_d(i_{amb})T_s(i-1)] \quad (10)$$

$$(1 \leq i \leq N_g)$$

- ⑤ドップラー補正データ $\beta_{1,i_{amb}}(\hat{n}_f), \dots, \beta_{N_g,i_{amb}}(\hat{n}_f)$ にパルス圧縮処理を施し、距離ゲート範囲におけるピーク電力を $P(i_{amb})$ とする。ここでパルス圧縮処理は、ドップラー補正データ $\beta_{1,i_{amb}}(\hat{n}_f), \dots, \beta_{N_g,i_{amb}}(\hat{n}_f)$ の周波数スペクトル $\beta f_{1,i_{amb}}(\hat{n}_f), \dots, \beta f_{N_g,i_{amb}}(\hat{n}_f)$ と参照データスペクトル $\Gamma_1, \dots, \Gamma_{N_g}$ との相関データ $\Gamma_1^* \beta f_{1,i_{amb}}(\hat{n}_f), \dots, \Gamma_{N_g}^* \beta f_{N_g,i_{amb}}(\hat{n}_f)$ を IFFT する。ここで、参照データスペクトル $\Gamma_1, \dots, \Gamma_{N_g}$ は送信信号 s_1, \dots, s_{N_g} を FFT して求める。
- ⑥ $i_{amb} = n_{max}$ の場合は、手順⑦に移行する。それ以外では $i_{amb} \leftarrow i_{amb} + 1$ として手順③に戻る。
- ⑦ $P(i_{amb})$ ($1 \leq i_{amb} \leq N_{amb}$) を最大にする i_{amb} を \hat{n}_{amb} とし、受信パルスのドップラー周波数に関するアンビギュイティ数 n_{amb} (図4中のブラックの線スペクトルにおけるアンビギュイティ数 n_{amb}) の推定値とする。
- ⑧次式によりドップラー補正データ $z_1(\hat{n}_f), \dots, z_{N_g}(\hat{n}_f)$ を求める。

$$z_i(\hat{n}_f) = \beta_{i,\hat{n}_{amb}}(\hat{n}_f) \quad (1 \leq i \leq N_g) \quad (11)$$

4. 計算機シミュレーション

4.1 設定パラメータ

本論文で想定した符号変調波を送信パルスとしたパルスドップラーレーダは、気象レーダ、車載レーダ、航空管制レーダ他多くのレーダに用いられている主流の変調方式である。これらの応用において、限られた送信周波数帯域幅(すなわちチップ幅)という制約の中で、距離を正確に求めること(分解能が高いこと、精度が高いこと)が求められている。具体的な距離分解能値は運用に依存し、それを得ることが可能な周波数帯域幅が割り当てられることになる。よって、本シミュレーションでは、送信帯域幅(すなわちチップ幅)で規格化して距離精度について考える。一方、速度の大きい航空機なども検出対象と想定し、相対速度は0から1 mach(約1,200 km/h)という範囲で評価する。以上を考慮して、計算機シミュレーションでは、以下のパラメータを採用した。

- 送信パルス：系列が既知のランダム2値符号変調(BPSK)でパルス内を符号変調
- 送信周波数：10 GHz
- サンプル周波数：4 MHz
- チップ幅：0.5 μs (距離分解能=光速・チップ幅/2=75 m (大型航空機程度))

- 1パルス内の符号長：256 チップ
 - 受信機帯域制限フィルタ：コサインロールオフフィルタ (ロールオフファクタ 0.5)
 - 観測区間 N_r ：1,024 チップ (距離 76.8 km に相当)
 - パルス繰返し周期 PRI：512 μs
- また、目標条件は目標数を2とし、その他のパラメータは以下とした。
- 目標1の距離：2チップ幅 (150 m 相当) (目標の存在する距離ゲートの初期時刻を基準)
 - 目標1と目標2の距離差：1/2チップ幅 (37.5 m 相当)
 - 目標信号間の位相差：0~π の一様分布
 - 受信パルスのサンプリングタイミング：パルス幅内で一様
 - S/N (受信機出力時)：5 dB

4.2 ドップラーシフトに起因する受信パルス内位相回転と時間遅延推定精度の関係の評価
 受信パルス内位相回転と時間遅延推定精度の関係について評価する。評価結果を図7に示す。ここでは、パルスヒット数 $N_f = 32$ とした。各図で横軸は目標速度、縦軸はチップ幅で正規化した測距値の真値に対する誤差 (RMSE) を対数スケールで表示したものである。図7(a), (b) はそれぞれ目標1, 目標2の測距誤差である。実線は受信パルス内の位相回転を補正した場合、点線は補正なかった場合の結果である。試行回数は100としてそ

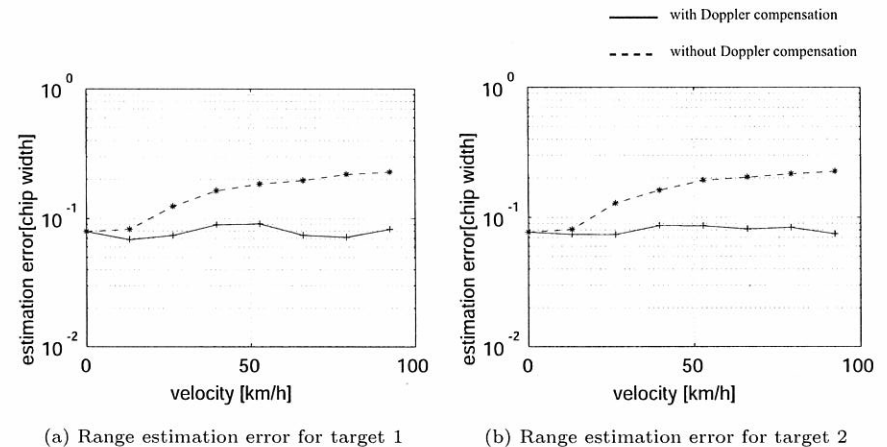


図7 目標速度の超分解能測距誤差の関係
 Fig. 7 Relation between target velocity and range estimation error.

7 ドップラーシフト補正法を前処理とした FFT-超分解能測距法

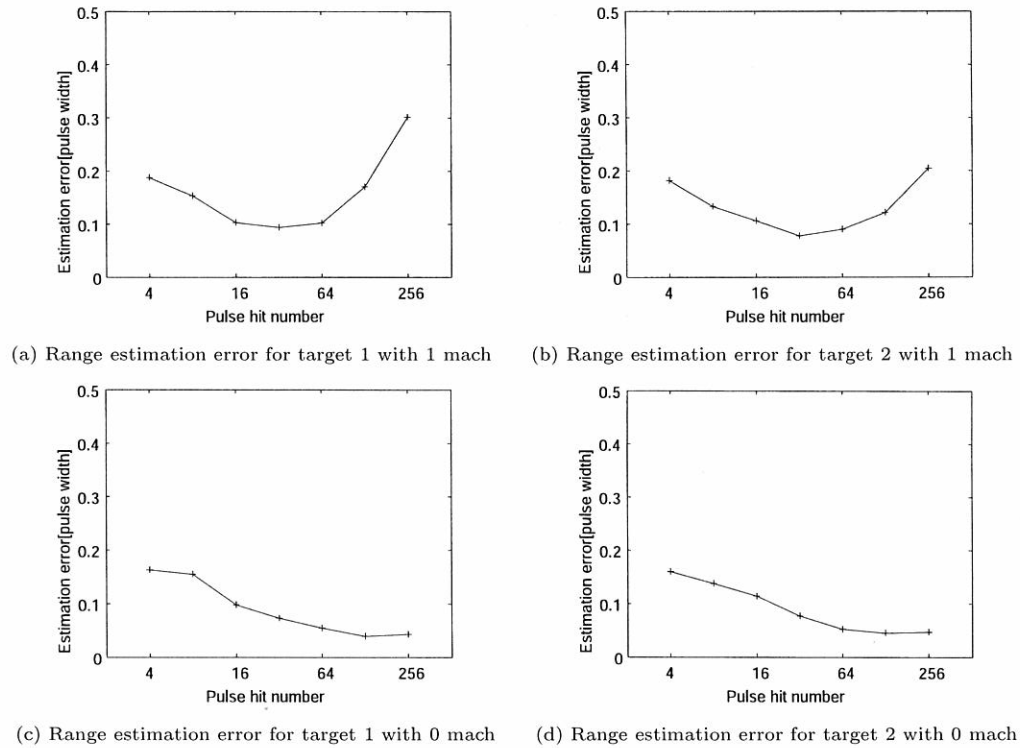


図 8 パルスヒット数と超分解能測距誤差の関係
Fig. 8 Relation between target velocity and range estimation error.

の平均を用いた。

図 7 から、ドップラー補償を適用した場合は、速度に関係なく 0.1 チップ幅よりも小さい誤差で 2 つの目標の距離が推定できていることが分かる。一方、ドップラー補償を適用しなかった場合、速度が大きくなるにつれ誤差が大きくなり、ほぼ 72 km/h では約 0.25 チップ幅の測距誤差が発生している。測距誤差が 0.25 チップ幅となる理由は 2 目標の距離分離ができず、2 目標ともに中間距離 $\frac{r_1 + r_2}{2}$ が推定値として求められたためと思われる。すなわち、距離差が 0.25 チップ幅の場合、72 km/h 程度という比較的小さい速度であっても、受信パルス内位相回転補正を行わないと超分解能測距法が本来の性能を発揮できないことが

確認された。

4.3 ドップラー補償を適用した場合の測距精度のパルスヒット数依存性評価

目標平均速度が 1,200 km/h (=1 mach) と 0 km/h の 2 つの場合において、ドップラー補償を適用した場合の FFT-超分解能測距法での距離推定精度のパルスヒット数 N_f 依存性について評価した。目標の速度 v は平均速度を \bar{v} として、ドップラー周波数が相関処理の分解能 $1/(N_g T_s)$ の間で一様分布するように、シミュレーション試行ごとに下式の間でランダムに変動させた。次式で B_{chip} はチップレートを表す。

$$\bar{v} - \frac{\lambda B_{chip}}{4N_g} \leq v \leq \bar{v} + \frac{\lambda B_{chip}}{4N_g} \quad (12)$$

数値的には、 $-195.5 \text{ km/h} \leq v \leq 195.5 \text{ km/h}$ となる。その他のパラメータは 4.1 節と同様である。各同一のパラメータにおける試行回数は 100 とした。

評価結果を図 8 に示す。各図で横軸はパルスヒット数 N_f 、縦軸はチップ幅で正規化した測距値の真値に対する誤差 (RMSE) を表示したものである。図 8(a), (b) は平均速度 $\bar{v} = 1 \text{ mach}$ の結果を示す。(a) は目標 1 の結果、(b) は目標 2 の結果である。図 8(c), (d) は平均速度 $\bar{v} = 0 \text{ mach}$ の結果を示す。(c) は目標 1 の結果、(d) は目標 2 の結果である。

図 8(a), (b) の結果を見ると、パルスヒット数 $N_f = 32$ 程度で測距誤差が最も小さくなり約 0.1 チップ幅の測距誤差である。これらの結果より、高速目標 (平均 1 mach) に対しても 4.1 節での評価条件 (25 km/h 以下) と同等の良い結果が得られることが分かる。ただし、図 8(a), (b) においてパルスヒット数 N_f が 64 より大きいときは測距誤差が増加する傾向が見られる。パルスヒット数 N_f が大きいと Doppler filter の分解能が向上しドップラー周波数の推定精度は高くなる。しかし上記のように、パルスヒット数 N_f が大きくなることで FFT 超分解能測距法での測距誤差が増大している。この理由は以下が考えられる。すなわち、パルスヒット数の増加にともない観測時間が長くなるためであると思われる。なおこのシミュレーションで用いた条件では距離ビン幅が 75 m であり、1 mach の目標が 1 距離ビンにとどまる平均時間は約 0.1 sec である。0.1 sec はパルスヒット数 ≈ 200 に相当し上記の考察と合致するものである。さらに図 8(c), (d) から、平均 0 mach ($-195.5 \text{ km/h} \leq v \leq 195.5 \text{ km/h}$) の目標に関しては、パルスヒット数 N_f が増加することで測距誤差が減少しパルスヒット数 $N_f = 128$ で 0.05 チップ幅まで測距誤差が改善された。 $N_f = 256$ で改善効果が向上しないのは、最大 195.5 km/h の速度を与えており、パルスヒット数 $N_f \approx 1,000$ に相当し、上記図 8(a), (b) の $N_f = 64$ 以上と同様の原因であると考えられる。なお、上記の現象は通常のパルスレーダにおいてもレンジウォーク現象と呼ばれ、パルスヒット方向の積分数上限を定める目安とされているものである。

5. ま と め

本論文では、単一の PRF のみを用いる通常の L-PRF レーダで得た送受信パルスのみを用いて、FFT-超分解能測距を行うためのドップラー補償法を提案した。提案法では、ドップラー効果に起因する受信パルス内位相回転を補正することで、相対速度の大きい目標に対しても送信信号帯域を超える距離分解能と高精度測距を行う。さらに、計算機シミュレーション

を行い、提案法によりドップラー効果に起因する受信パルス内位相回転の補正が可能であり、相対速度の大きい目標に対しても送信信号帯域を超える距離分解能と高精度測距が行えることを示した。一例として受信機出力時の S/N が 5 dB のとき、1 チップ幅の距離差で相対速度 1 mach の 2 目標に対しそれぞれに対する測距精度として約 0.1 チップ幅が得られた。

参 考 文 献

- 1) Stimson, G.W.: *Introduction to Airborne Radar, 2nd Edition*, Scitech. Publishing, Mendham, NJ (1998).
- 2) 福島冬樹, 稲葉敬之: 時間ゲートと周波数軸上での低域通過フィルタを用いた FFT 超分解能時間遅延推定法の演算負荷低減, 信学論 B, Vol.J91-B, No.4 (2008).
- 3) 米倉英晃, 渡辺秀明, 阿部精順: 同時送受信技術の High-PRF レーダへの応用, 1995 信学ソ大 (通信), B-127 (1995).
- 4) Chang, C.Y. and Curlander, J.C.: Application of the multiple PRF technique to resolve doppler centroid estimation ambiguity for spaceborne SAR, *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, Vol.30, No.5 (1992).
- 5) 中原秀樹, 小山卓哉, 菊間信良, 稲垣直樹: FFT-MUSIC 法と FFT 演算型相関法の多重波伝播遅延時間分解能の比較検討, 1995 信学総大, B-25, 1 (1995).
- 6) 中原秀樹, 小山卓哉, 菊間信良, 稲垣直樹: FFT-MUSIC 法の伝搬遅延時間分解能に対する周波数偏差の影響, 1995 信学ソ大 (通信), B-10 (1995).
- 7) 辻井重男: デジタル信号処理の基礎, 電子情報通信学会編 (1988).
- 8) Schmidt, R.: Multiple emitter location and signal parameter estimation, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol.AP-34, No.3, pp.276-280 (1986).
- 9) Roy, R.H. and Kailath, T.: ESPRIT - Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques, *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, Vol.37, No.7, pp.984-995 (1989).

(平成 19 年 11 月 1 日受付)

(平成 20 年 6 月 3 日採録)



福島 冬樹 (正会員)

昭和 63 年中央大学理工学部電気工学科卒業。平成 2 年同大学大学院修士課程修了。同年三菱電機 (株) 入社。レーダ信号処理方式、追尾処理方式に関する研究開発に従事。現在、同社情報技術総合研究所勤務。工学博士。IEEE 会員



稲葉 敬之 (正会員)

昭和 56 年東京工業大学理学部物理学科卒業。昭和 58 年同大学大学院理工学研究科物理学専攻修士課程修了。同年三菱電機 (株) 鎌倉製作所入社。同社情報技術総合研究所主席技師長を経て、平成 20 年 4 月より電気通信大学電子工学科教授。工学博士。レーダ信号処理、超伝導磁気センサ信号処理、アダプティブアレー信号処理、車載レーダの研究開発等に従事。平成 18 年度電子情報通信学会通信ソサイエティ論文賞、2006 年 IEEE AES Japan-chapter best paper award 受賞、IEEE シニア会員。
