

相対速度による影響が大きい場合の多周波ステップ ICW 方式における ドップラー補正法の一検討

福島 冬樹[†] 原沢 康弘[†] 原 照幸[†] 稲葉 敬之^{††}

[†] 三菱電機株式会社 情報技術総合研究所, 鎌倉市

^{††} 電気通信大学 電子工学科, 調布市

あらまし レーダの距離高分解能化を図る方式として, 送信周波数を多周波に拡張しかつパルス化された送信波を送信する多周波ステップ ICW (Interrupted Continuous Wave) 方式を以前に提案した [1] [2]. また文献 [2] では, 遠距離高速の目標に関して, 送信周波数の違いにより発生するドップラー周波数の差が測距値に誤差を及ぼし得ることを示した. そこで本稿では, 遠距離高速目標の超分解能測距に多周波ステップ ICW 方式を適用したときの測距誤差を低減するため, 送信周波数の違いによるドップラー周波数変化の影響を低減しつつドップラー周波数変調による目標信号の位相回転を補正するドップラー補正法を提案した. 比較的低い S/N(受信機出力時) 0dB のとき, 多周波をステップさせる掃引帯域幅から定まる距離分解能の $\frac{1}{2}$ 長で近接した反射点の測距誤差が本手法により $\frac{1}{4}$ 以上低減された.

キーワード レーダ, 超分解能, 遠距離, 多周波ステップ ICW

Doppler compensation for stepped multiple frequency interrupted CW radar that can detect high speed targets

Fuyuki FUKUSHIMA[†], Yasuhiro HARASAWA[†], Teruyuki HARA[†], and Takayuki INABA^{††}

[†] Information Technology R & D Center, Mitsubishi Electric Corporation, Kamakura-shi, 247-0056, Japan

^{††} Department of Electronic Engineering, The University of Electro-Communications

Abstract We have already proposed a multiple target detection for stepped multiple frequency interrupted CW radar for targets those distances are short and speeds are low. We represented the possibility of the range estimation error caused by the Doppler frequency differences which are derived by the differences of the stepped frequency when the target distances are long and the target speeds are high [2]. In this paper, we propose a compensation method that can reduce range estimation error caused by the Doppler frequency differences. Moreover, we represent the range estimation error of reflected points is reduced by 1/4 time beyond with the proposed method, when the length of the two reflected points is 1/2 distance resolution and S/N is 0 dB.

1. ま え が き

レーダの距離高分解能化を図る方式として, 送信周波数を多周波に拡張し, かつパルス化された送信波を送信する多周波ステップ ICW (Interrupted Continuous Wave) 方式を以前に提案した [1]. 多周波ステップ ICW 方式は, 目標の複数の反射点で反射して受信された目標信号をパルスヒット方向に FFT(Fast Fourier Transform) して信号対雑音電力比 (以降 S/N と記す) を改善すると共に目標信号が積分されているドップラービンを検出し, ドップラー周波数変調による目標信号の位相回転を補正 (ドップラー補正) した後に, 送信周波数方向に得られる目標信号の振幅変化と位相変化を用いて超分解能測距を行う. 送信

周波数を多周波に拡張した効果と超分解能処理を行う効果でパルス幅より短い反射点間の距離差を高精度に推定できる.

文献 [1] の多周波ステップ ICW 方式では, 近距離低速の目標を想定しており, 送信周波数が異なることに起因して発生するドップラー周波数の変化は無視できるものとしている. 実際, 目標が近距離の場合はドップラー周波数検出のためのパルスヒット方向 FFT の観測時間が短く, その逆数で表されるドップラー周波数分解能が低くなるうえ, 低速のためドップラー周波数分解能に対するドップラー周波数変化が無視できる. 一方, 文献 [2] では, 遠距離高速の目標に関して, 送信周波数の違いにより発生するドップラー周波数の差が測距値に誤差を及ぼし得ることを示した. 目標が遠距離高速の場合, パルスヒット方

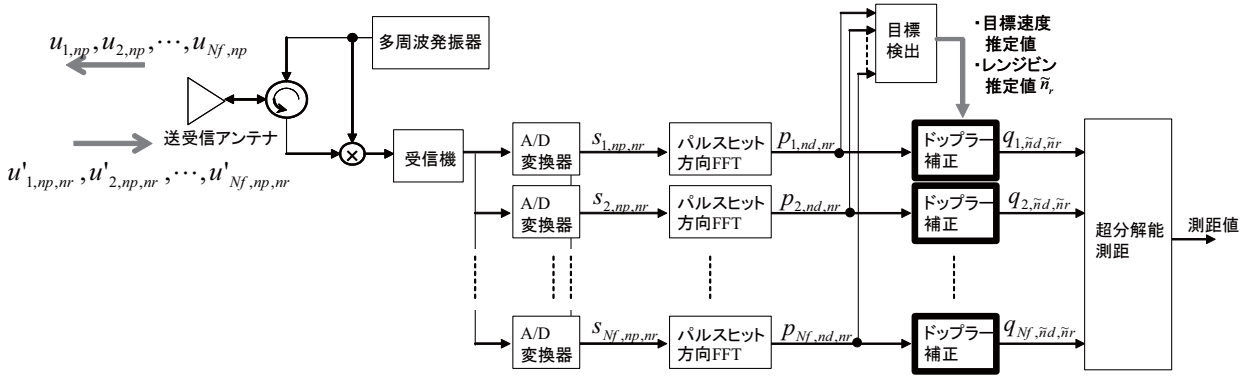


図1 多周波ステップ ICW の処理ブロック

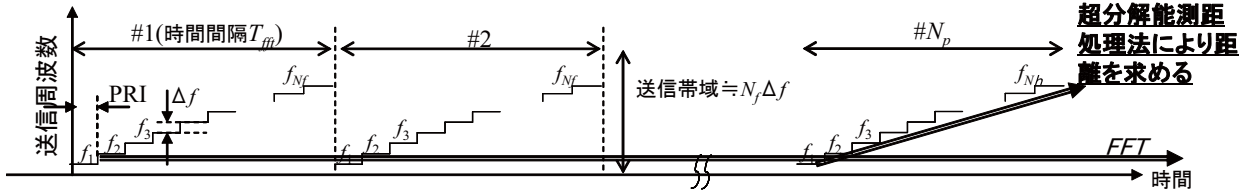


図2 多周波ステップ ICW のパルス送信の時間チャート

向 FFT の観測時間が長くドップラー周波数分解能が高くなる
うえ、分解能に対するドップラー周波数変化が大きくなり、パ
ルスヒット方向 FFT のフィルタ形状損失の影響で送信周波数
方向に対する目標信号の振幅が変動し、超分解能測距の精度に
影響する。そのため、遠距離高速目標の測距に多周波ステップ
ICW を適用する際は、パルスヒット方向 FFT によるフィルタ
形状損失の影響を受けることなくドップラー周波数変化に起因
する目標信号の位相回転を補正することが必要となる。

本報告では、遠距離高速目標の超分解能測距に多周波ステッ
プ ICW 方式を適用したときの測距誤差を低減するため、パル
スヒット方向 FFT によるフィルタ形状損失の影響を受けるこ
となくドップラー周波数変化に起因する目標信号の位相回転を
補正するドップラー補正法を提案する。

2. 通常のドップラー補正を行う多周波ステップ ICW 方式

ここでは、文献 [1] に示した通常のドップラー補正処理を行
う多周波ステップ ICW 方式を遠距離レーダに適用した場合に
ついて述べる。図 1 は文献 [1] で提案されている多周波ステッ
プ ICW 方式の処理ブロック図を表している。また、図 2 はパ
ルス送信の時間チャートを表している。文献 [1] では、ドッ
プラー周波数変化によるパルスヒット方向 FFT 出力時のドッ
プラービン移動を考慮していないが、ここではドップラービン移
動を考慮してドップラービン移動時の目標信号の位相回転を補
正する。各ブロックの処理は以下のようにになっている。

送受信アンテナ, 多周波発信器, 受信機

図 2 に示す時間チャートに従って図 1 の送受信アンテ
ナからパルス内変調されたパルス $u_{1,n_p}, u_{2,n_p}, \dots, u_{N_f,n_p}$
($1 \leq n_p \leq N_p$) が送信される。ここで、 N_p はパルスヒット数、
 N_f は送信周波数の数を表している。 n_r をレンジビン番号とし

て、目標で反射したパルス $u'_{1,n_p,n_r}, u'_{2,n_p,n_r}, \dots, u'_{N_f,n_p,n_r}$ が
送受信アンテナで受信され、受信機で受信機雑音が重畳される。

A/D 変換

受信機出力信号を A/D 変換したデジタル信号を
 $s_{1,n_p,n_r}, s_{2,n_p,n_r}, \dots, s_{N_f,n_p,n_r}$ とする。特に、1 目標から
のみ反射波が得られているとき、A/D 変換器出力信号
 $s_{1,n_p,n_r}, s_{2,n_p,n_r}, \dots, s_{N_f,n_p,n_r}$ は次式により表される。

$$s_{n_f,n_p,n_r} = A_{n_f,n_r} \exp \left(j2\pi \frac{2v}{c} f_{n_f} (n_p - 1) N_f T_{PRI} \right) + w_{n_f,n_p,n_r} \quad (1)$$

$$f_{n_f} = f_1 + (n_f - 1) \Delta f \quad (2)$$

ここで、

- c : 光速
- v : 目標速度
- Δf : 送信周波数のステップ間隔
- A_{n_f,n_r} : 信号 s_{n_f,n_p,n_r} の目標信号成分の複素振幅
- T_{PRI} : パルス繰り返し周期

をそれぞれ表している。複素振幅 A_{n_f,n_r} の位相は、目標距離
を r として送信周波数番号 n_f が増加すると $j2\pi \Delta f \frac{2r}{c}$ だけ変
化する。また、 w_{n_f,n_p,n_r} は A/D 変換出力信号 s_{n_f,n_p,n_r} に含
まれる受信機雑音成分を表している。

パルスヒット方向 FFT

A/D 変換器出力信号 $s_{1,n_p,n_r}, s_{2,n_p,n_r}, \dots, s_{N_f,n_p,n_r}$ にパ
ルスヒット方向 FFT を施して S/N を改善しパルスヒット
方向 FFT 信号 $p_{1,n_d,n_r}, p_{2,n_d,n_r}, \dots, p_{N_f,n_d,n_r}$ を生成する。
 n_d ($0 \leq n_d \leq N_p - 1$) ドップラービンの信号 p_{n_f,n_d,n_r} は、具
体的には次式により表される。

$$p_{n_f,n_d,n_r} = \sum_{n_p=1}^{N_p} s_{n_f,n_p,n_r} h_{n_p,n_d} \quad (3)$$

$$h_{n_p, n_d} = \exp\left(-j2\pi \frac{n_d}{N_p} (n_p - 1)\right) \quad (4)$$

ここで、 h_{n_p, n_d} はパルスヒット方向 FFT の n_d ドップラービンの成分を求めるための因子を表している。

目標検出

パルスヒット方向 FFT 信号 $p_{1, n_d, n_r}, p_{2, n_d, n_r}, \dots, p_{N_f, n_d, n_r}$ の中から、固定スレッショルドや CFAR (Constant False Alarm Rate) 等を用いたピークサーチを行い目標信号を検出すると共にその目標速度を推定する。また、レンジビン推定値 \tilde{n}_r も求める。目標速度推定値 \tilde{v} と推定レンジビン \tilde{n}_r をドップラー補正に伝達する。なお、遠距離レーダは L-PRF (Low-Pulse Repetition Frequency) であるため、速度推定値 \tilde{v} には一般にアンビギュイティが発生する。しかしながら、ここでは簡単のため、追尾処理の結果等から粗い精度での目標速度は推定できるものとして速度アンビギュイティがないことを仮定する。

ドップラー補正 (ドップラービン移動考慮)

目標速度推定値 \tilde{v} からドップラービン n_d の推定値 $\tilde{n}_d(n_f)$ を算出し (ドップラービンは一般には送信周波数 f_{n_f} ごとに異なるため送信周波数番号 n_f の関数としている)、 $\tilde{n}_d(n_f)$ ドップラービンに関してドップラー補正処理を行う。パルスヒット方向 FFT 信号 $p_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r}$ に次式で表される送信周波数方向における位相回転を補正する因子を乗算することでドップラー補正を行う。

$$\begin{aligned} r_{n_f} &= r'_{n_f} r''_{n_f} \quad (5) \\ r'_{n_f} &= \exp\left(-j2\pi \frac{2\tilde{v}}{c} f_1 (n_f - 1) T_{PRI}\right) \\ r''_{n_f} &= \exp\left(-j\pi \frac{N_p - 1}{N_p}\right) \end{aligned}$$

式 (5) の r'_{n_f} はドップラー周波数変調により回転した位相を補正する項で、ドップラー周波数が送信周波数に依存しないことを仮定し送信周波数 f_1 のときのドップラー周波数 $\frac{2\tilde{v}}{c} f_1$ を用いて位相回転を補正する。また、 r''_{n_f} はドップラービンを移動したことにより回転した位相を補正する項を表している。補正する位相回転量 (r''_{n_f} の偏角) は、 n_d ドップラービン成分 p_{n_f, n_d, n_r} が、

$$\begin{aligned} p_{n_f, n_d, n_r} &= \sum_{n_p=0}^{N_p-1} s_{n_f, n_p, n_r} \exp\left(-j2\pi \frac{n_d}{N_p} n_p\right) \\ &= C \exp\left(-j2\pi \frac{n_d(N_p - 1)}{2N_p}\right) \quad (6) \end{aligned}$$

$$C = \frac{s_{n_f, 1, n_r}}{|s_{n_f, 1, n_r}|} \left| \sum_{n_p=0}^{N_p-1} s_{n_f, n_p, n_r} \exp\left(-j2\pi \frac{n_d}{N_p} n_p\right) \right|$$

と表され、 $n_d + 1$ ドップラービン成分 p_{n_f, n_d+1, n_r} が、

$$\begin{aligned} p_{n_f, n_d+1, n_r} &= \sum_{n_p=0}^{N_p-1} s_{n_f, n_p, n_r} \exp\left(-j2\pi \frac{n_d + 1}{N_p} n_p\right) \\ &= D \exp\left(-j2\pi \frac{(n_d + 1)(N_p - 1)}{2N_p}\right) \quad (7) \end{aligned}$$

$$D = \frac{s_{n_f, 1, n_r}}{|s_{n_f, 1, n_r}|} \left| \sum_{n_p=0}^{N_p-1} s_{n_f, n_p, n_r} \exp\left(-j2\pi \frac{n_d + 1}{N_p} n_p\right) \right|$$

と表されることから、それらの偏角差より次式となる。

$$\text{補正する位相回転量} = \frac{N_p - 1}{N_p} \pi \quad (8)$$

ドップラー補正信号 $q_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r}$ は、パルスヒット方向 FFT 信号 $p_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r}$ に位相回転の補正因子 r_{n_f} を乗算して次式により表される。次式で $w_{2n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r}$ はドップラー補正信号 $q_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r}$ に含まれる雑音成分を表している。

$$\begin{aligned} q_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r} &= p_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r} r_{n_f} \\ &= A_{n_f, n_r} \sum_{n_p=1}^{N_p} \exp\left(j2\pi \theta_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r}\right) + w_{2n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r} \quad (9) \\ \theta_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r} &= \left(\frac{2v}{c} f_{n_f} - \frac{\tilde{n}_d(n_f)}{N_p}\right) (n_p - 1) \\ &\quad - \frac{2\tilde{v}}{c} f_1 (n_f - 1) T_{PRI} - \left\{\tilde{n}_d(n_f) - \tilde{n}_d(1)\right\} \frac{N_p - 1}{2N_p} \end{aligned}$$

超分解能測距

超分解能測距処理では、超分解能処理入力信号 $q_{1, \tilde{n}_d(1), \tilde{n}_r}, q_{2, \tilde{n}_d(2), \tilde{n}_r}, \dots, q_{N_f, \tilde{n}_d(N_f), \tilde{n}_r}$ に MUSIC (Multiple Signal Classification) [3] や ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [4] 等を用いた超分解能処理を施し、目標信号成分の複素振幅 A_{n_f, n_r} (式 (1) 参照) の送信周波数変化に対する位相変化 $j2\pi \Delta f \frac{2r}{c}$ を算出して目標距離 r を求める。

3. 提案のドップラー補正を行う多周波ステップ ICW 方式

遠距離高速目標の測距に多周波ステップ ICW を適用する場合、送信周波数の違いによりドップラー周波数が変化しフィルタ形状損失が発生して超分解能測距精度が劣化することが懸念される。そこで、ここではパルスヒット方向 FFT によるフィルタ形状損失の影響を受けることなくドップラー周波数変化に起因する目標信号の位相回転を補正するドップラー補正法を提案する。

図 3 は提案するドップラー補正を行う多周波ステップ ICW 方式の処理構成を表している。送受信アンテナ、多周波発信器、受信機、パルスヒット方向 FFT、目標速度推定、超分解能測距は通常が多周波パルス方式と同じなので、ここでは、ドップラー補正、コヒーレント積分について述べる。

ドップラー補正

ドップラー補正するための補正因子 $\alpha_{n_f, n_p, \tilde{n}_d(n_f)}$ を次式により算出する。

$$\begin{aligned} &\alpha_{n_f, n_p, \tilde{n}_d(n_f)} \\ &= \exp\left(-j2\pi \frac{2\tilde{v}}{c} f_{n_f} (n_p - 1) N_f T_{PRI}\right) \quad (10) \end{aligned}$$

式 (1) の A/D 変換器出力信号 s_{n_f, n_p, n_r} に式 (10) の補正因子

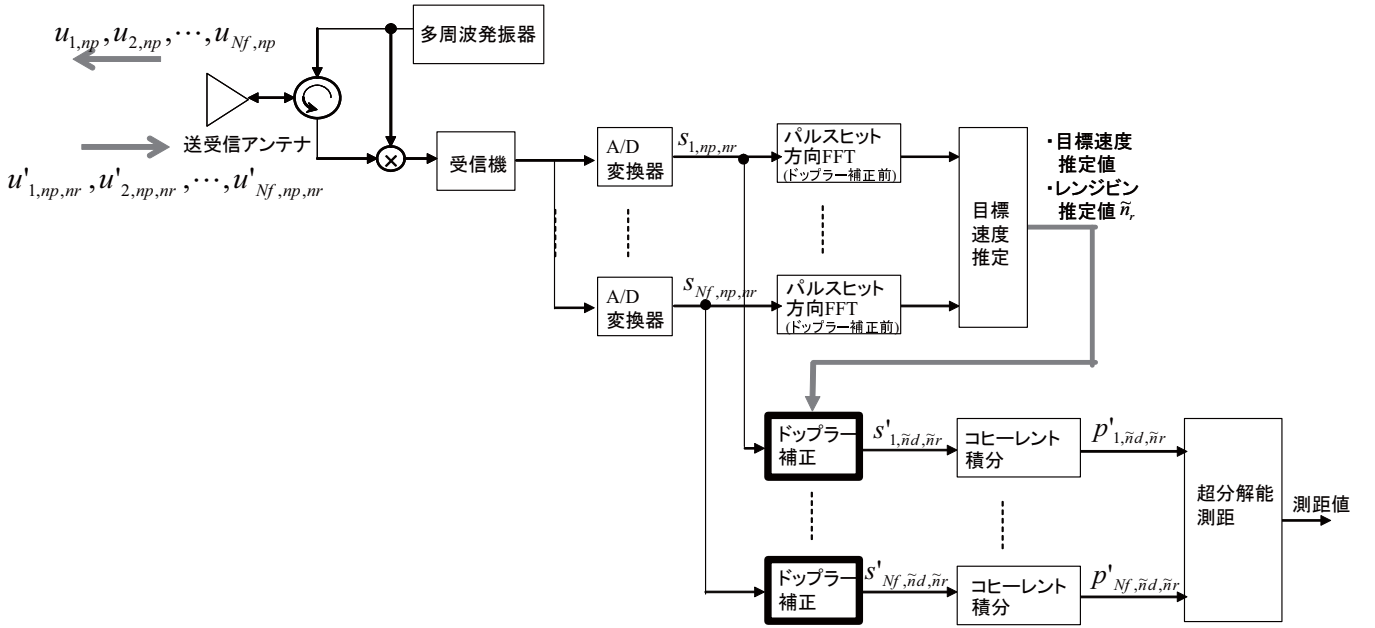


図3 提案する多周波ステップ ICW の構成

を乗算してドップラー補正信号 $s'_{n_f, n_p, \tilde{n}d(n_f), \tilde{n}r}$ を生成する。次式で $wh_{n_f, \tilde{n}d, \tilde{n}r}$ はドップラー補正信号 $s'_{n_f, n_p, \tilde{n}d(n_f), \tilde{n}r}$ に含まれる雑音成分を表している。

$$\begin{aligned} s'_{n_f, n_p, \tilde{n}d(n_f), \tilde{n}r} &= s_{n_f, n_p, nr} \alpha_{n_f, n_p, \tilde{n}d(n_f)} \\ &= A_{n_f, nr} \exp\left(j2\pi \frac{2(v - \tilde{v})}{c} f_{n_f} (n_p - 1) N_f T_{PRI}\right) \\ &\quad + wh_{n_f, \tilde{n}d, \tilde{n}r} \end{aligned} \quad (11)$$

コヒーレント積分

ドップラー補正信号 $s'_{n_f, n_p, \tilde{n}d(n_f), \tilde{n}r}$ をコヒーレント積分して超分解能処理入力信号 $p'_{n_f, \tilde{n}d(n_f), \tilde{n}r}$ を求める。ドップラー補正因子 $\alpha_{n_f, n_p, \tilde{n}d(n_f)}$ が式(10)で表されることを考慮して超分解能処理入力信号 $p'_{n_f, \tilde{n}d(n_f), \tilde{n}r}$ は次式により表される。

$$\begin{aligned} p'_{n_f, \tilde{n}d(n_f), \tilde{n}r} &= \sum_{n_p=1}^{N_p} s'_{n_f, n_p, \tilde{n}d(n_f), \tilde{n}r} \\ &= A_{n_f, nr} \sum_{n_p=1}^{N_p} \exp\left(j2\pi \frac{2(v - \tilde{v})}{c} f_{n_f} (n_p - 1) N_f T_{PRI}\right) \\ &\quad + wH_{n_f, \tilde{n}d, \tilde{n}r} \\ wH_{n_f, \tilde{n}d, \tilde{n}r} &= \sum_{n_p=1}^{N_p} wh_{n_f, \tilde{n}d, \tilde{n}r} \end{aligned} \quad (12)$$

提案のドップラー補正処理では、パルスヒット方向 FFT 処理前の目標信号に関してドップラー周波数変化による位相回転を補正するため、パルスヒット方向 FFT のフィルタ形状損失の影響なく超分解能処理を行えることが期待される。

4. 性能評価

ここでは、ドップラー周波数変化が超分解能測距精度に与える影響を評価するため、提案のドップラー補正方式と通常の

ドップラー補正方式とで、送信周波数の変化に対する超分解能処理入力信号の振幅特性と位相特性を比較した。また、近接する反射点の超分解能測距精度を比較した。

4.1 パラメータの設定

以下のパラメータを設定した。

パルスヒット数 N_p	: 16
送信周波数の数 N_f	: 8
送信周波数 f_1	: 10 GHz
送信周波数のステップ間隔 Δf	: 1.25 MHz
サンプリング間隔 T_{fft}	: 4ms
目標速度 v	: 300m/s

4.2 超分解能処理入力信号の振幅変動と位相変動の評価

超分解能処理では、超分解能処理入力信号の送信周波数変化に対する振幅変化と位相変化を基に混信する目標信号を分離し、各目標距離を測距する。この振幅変化と位相変化は目標距離によってのみ定まっている必要があり、ドップラー周波数変化に起因して振幅変化の変動(振幅変動)や位相変化の変動(位相変動)が発生すると測距精度が劣化する。ここでは、超分解能処理入力信号の目標信号成分を目標信号振幅 $A_{n_f, nr}$ で除算した信号(ドップラー特性信号)の、送信周波数に対する振幅特性と位相特性を調べることで、送信周波数変化に対する振幅変動と位相変動を評価する。ドップラー特性信号は、超分解能処理入力信号の目標信号成分から目標距離に依存して位相回転する複素振幅 $A_{n_f, nr}$ を除いた信号となっており、その振幅と位相はドップラー周波数変化によってのみ変動する。そのため、ドップラー特性信号を用いて振幅変動と位相変動が評価できる。

通常のドップラー補正を行った場合の超分解能処理入力信号 $q_{n_f, \tilde{n}d(n_f), \tilde{n}r}$ は式(9)で表されるので、そのドップラー特性信号は次式で表される。

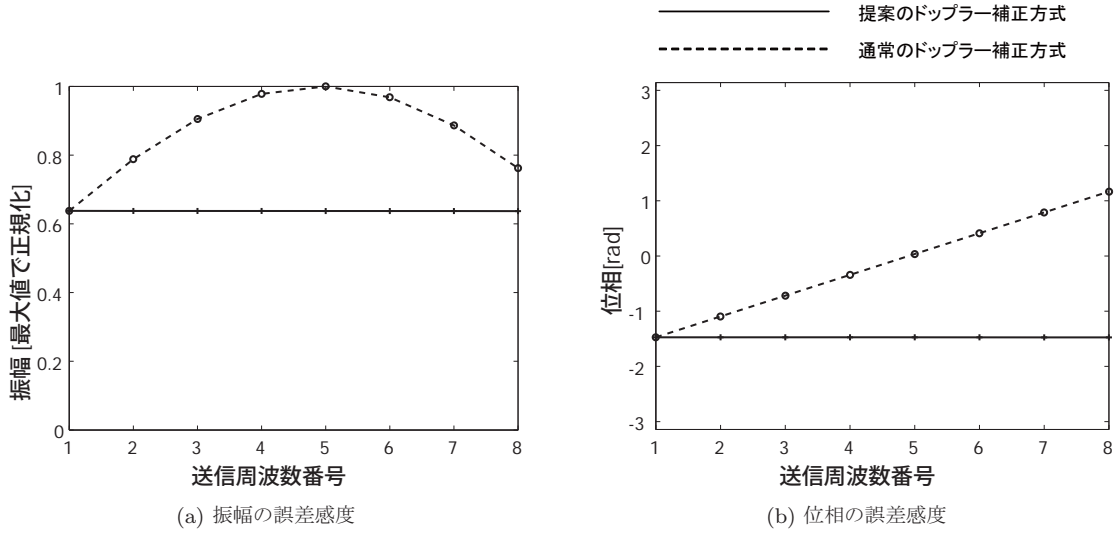


図4 位相の誤差感度と送信周波数の関係

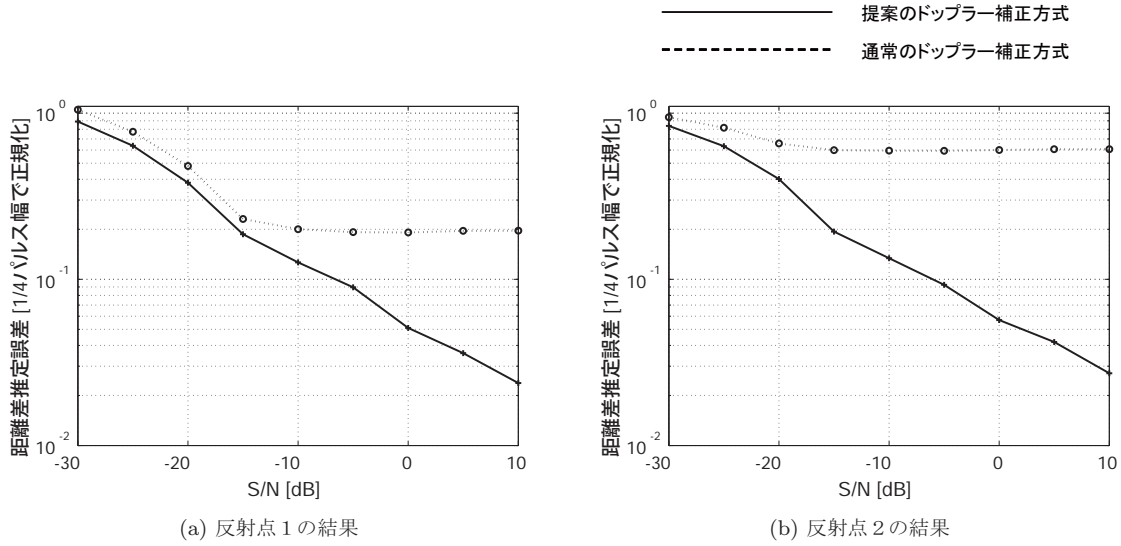


図5 S/Nと測距誤差の関係

$$\text{通常のドップラー特性信号} = \sum_{n_p=1}^{N_p} \exp(j2\pi\theta_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r}) \quad (13)$$

$$\theta_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r} = \left(\frac{2v}{c} f_{n_f} - \frac{\tilde{n}_d(n_f)}{N_p} \right) (n_p - 1) - \frac{2\tilde{v}}{c} f_1 (n_f - 1) T_{PRI} - \{ \tilde{n}_d(n_f) - \tilde{n}_d(1) \} \frac{N_p - 1}{2N_p} \quad (14)$$

また、提案のドップラー補正を行った場合の超分解能処理入力信号 $p'_{n_f, \tilde{n}_d(n_f), \tilde{n}_r}$ は式(12)で表されるので、そのドップラー特性信号は次式で表される。

$$\begin{aligned} & \text{提案のドップラー特性信号} \\ & = \sum_{n_p=1}^{N_p} \exp \left(j2\pi \frac{2\delta v}{c} f_{n_f} (n_p - 1) N_f T_{PRI} \right) \quad (15) \\ & \delta v = v - \tilde{v} \end{aligned}$$

評価に際して、目標速度推定誤差 δv は、送信周波数 f_1 で推定されたドップラー周波数が $-\frac{\text{ドップラー周波数分解能}}{2}$ の誤

差を発生するように設定した。このとき、目標速度推定誤差 δv は式(16)より算出され $-1.17 \times 10^{-1} \text{m/s}$ となる。

$$\begin{aligned} \delta v & = -\frac{\text{ドップラー周波数分解能}}{2} \times \frac{c}{2f_1} \\ & = -1.17 \times 10^{-1} \text{m/s} \quad (16) \end{aligned}$$

図4(a)にドップラー特性信号の振幅特性を調べた結果を示す。図4(a)の横軸は送信周波数番号、縦軸は振幅値を表している。縦軸の振幅値は最大値で正規化している。また、点線は式(13)より算出された通常のドップラー補正方式におけるドップラー特性信号の振幅値、実線は式(15)より算出された提案のドップラー補正方式におけるドップラー特性信号の振幅値をそれぞれ表している。

図4(b)にドップラー特性信号の位相特性を調べた結果を示す。図4(b)の横軸は送信周波数番号、縦軸は位相を表している。また、点線は式(13)より算出された通常のドップラー補正方式におけるドップラー特性信号の位相値、実線は式(15)よ

り算出された提案のドップラー補正方式におけるドップラー特性信号の位相値をそれぞれ表している。

図4の結果を参照すると、通常のドップラー特性信号は振幅特性と位相特性共に、送信周波数の増加に従って変化している。一方、提案のドップラー特性信号は振幅特性と位相特性共に、送信周波数に関わらずほぼ等しい値となっている。このことから、提案のドップラー補正の施された超分解能処理入力信号は送信周波数依存性が小さく超分解能測距精度が劣化しないことが期待される。

4.3 測距誤差の評価

近接する2つの反射点の測距精度を評価した。反射点間の距離差は7.5mとした。この距離差は掃引帯域幅20MHz ($2.5\text{MHz} \times 8 = 20\text{MHz}$)より定まる距離分解能15mの $\frac{1}{2}$ 長に相当する。目標速度は240 m/sとし、送信周波数 f_1 で推定されたドップラー周波数がドップラー分解能内で一様に変動するように速度推定誤差 $v - \hat{v}$ を与えた。また、反射波の受信電力は2反射点とも等しいものとしている。

図5に受信機雑音出力時のS/Nと測距精度の関係について調べた結果を示す。図5の横軸はS/N、縦軸は測距誤差を表している。(a)は反射点1の結果、(b)は反射点2の結果を示している。実線は提案のドップラー方式、点線は通常のドップラー補正方式による結果をそれぞれ表している。横軸のS/Nの単位はdB、縦軸の距離差推定誤差は掃引帯域幅から定まる距離分解能15mで正規化している。S/Nが高いほど提案方式による改善度が高くなり、S/N 0dBのとき、通常のドップラー補正方式で高い測距精度が得られている反射点1の測距誤差と比較しても、提案のドップラー補正方式により測距誤差が約 $\frac{1}{4}$ 低減された。

5. まとめ

本報告では、遠距離高速目標の超分解能測距に多周波ステップICW方式を適用したときの測距誤差を低減するため、パルスヒット方向FFTによるフィルタ形状損失の影響を受けことなくドップラー周波数変化に起因する目標信号の位相回転を補正するドップラー補正法を提案した。そして、遠距離高速目標の近接する反射点の測距誤差が改善することを計算機シミュレーションにより確認した。一例として、受信機雑音出力時のS/N 0dBのとき、掃引帯域幅から定まる距離分解能の $\frac{1}{2}$ 長で近接した反射点の測距誤差が本手法により $\frac{1}{4}$ 以上低減された。

文 献

- [1] 稲葉 敬之, “多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法,” 電子情報通信学会論文誌 (B), Vol. J89-B No.3, pp.373-383, Mar. 2006.
- [2] 稲葉敬之, 福島冬樹, “多周波数ステップ ICW レーダによる距離・角度の超分解推定法,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J91-B, No.7, pp.756-767, July, 2008
- [3] R.O. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” IEEE Trans. , vol.AP-34, no.3, pp.276-280, 1986.
- [4] R. H. Roy, T.Kailath, “ESPRIT - Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques,” IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.37, no.7, pp. 984-995, July, 1989.