

# 離隔周波数帯受信信号を用いた広帯域コヒーレント合成による 高分解能測距方式の検討

渡辺 一宏 秋田 学 稲葉 敬之

電気通信大学大学院情報理工学研究所 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

E-mail: watanabe.kazuhiro@inabalab.ee.uec.ac.jp

**あらまし** 近距離レーダに対し 60,76,79GHz 帯という離隔した複数の周波数帯域が用いられている。また 79GHz 帯は 4GHz という広帯域が割り当てられているが、探知距離の劣化を抑制するためには帯域内を狭帯域サブバンドとして活用する方法も考えられる。このような背景のもと、これら離隔した周波数帯域をコヒーレントに合成することで高距離分解能の実現が期待される。本稿では、離隔周波数対し目標毎の帯域間における複素振幅をイテレーション推定することで、広帯域コヒーレント合成による距離分解能向上を実現する離隔周波数合成処理を提案する。計算機シミュレーションおよび実計測データ解析では、各離隔周波数（あるいはサブバンド）では、狭受信機帯域幅にて高分解能が得られる多周波ステップ CPC 方式が採用されているものとし、それら複数の多周波ステップ CPC 出力を用いて離隔周波数合成することで、さらなる高分解能化に有効であることを示す。

**キーワード** コヒーレント処理, 高距離分解能, 合成帯域レーダ, 多周波ステップ CPC レーダ

## High Resolution Range Estimation by Wideband Coherent Processing for Sparse Frequency Bands

Kazuhiro WATANABE, Manabu AKITA and Takayuki INABA

Graduate school of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications

1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: watanabe.kazuhiro@inabalab.ee.uec.ac.jp

**Abstract** Multiple frequency bands of 60, 76, 79 GHz band have become available for short range radar. In the 79 GHz band, a wide band of 4 GHz can be used, but in order to suppress degradation of the detectable range, a method of configuring the band with a plurality of narrow sub bands is also conceivable. In this background, the realization of high range resolution is expected by synthesizing these sparse frequency bands coherently. In this paper, we propose broadband coherent processing for sparse frequency band, which realizes improvement of range resolution by wideband coherent combining by estimating the complex amplitude between frequency bands of each target. In computer simulation and measured data analysis, a multi-frequency step CPC method is adopted, which can obtain high resolution with narrow reception bandwidth for each separated frequency (or sub band). It is shown that it is effective to further improve the resolution by synthesizing the separated frequencies using the multiple frequency step CPC output.

**Keywords** Coherent processing, High range resolution, Synthetic bandwidth radar, Multiple Frequency CPC radar

### 1. まえがき

近年、障害物や人間を検知して衝突を回避する自動ブレーキ機能や、周辺車両の車間距離や速度を計測して自車の速度を制御する衝突予防システムが脚光を浴びている。また、こうした社会的ニーズの高まりから 79GHz 帯が 4GHz に拡大され超広帯域を活用可能な法整備が整いつつある。筆者らは、現在車載レーダとし

て広く搭載されている FMCW 方式に比べ、多目標の分離が可能で狭受信機帯域にて遠距離性を確保しつつ高距離分解能を実現可能な多周波ステップ CPC 方式を提案し、60GHz や 76GHz 帯（ともに送信帯域幅約 430MHz）におけるフィールド実験でもその有効性を示して来た[1][2][3][4]。

提案する離隔周波数合成処理は、①目標分離と目標

毎の帯域間における複素振幅推定機能，②その複素振幅を用いて離隔周波数でコヒーレント合成した信号から目標距離を推定する機能，③イテレーション機能からなる．これまで，①に対して Blocking Matrix (BM) 法にて目標分離を行い，②でコヒーレント合成した新信号の最尤度を評価規範とした方法を用い，③で CA イテレーション[12]を行ってきた[6][7][8]．

本稿では，②でモードベクトル長の拡張および尤度関数を BM 法で分離した信号に適合させる変更を行い，③で振幅の大きい目標の距離推定誤差の振幅の小さい目標距離推定への影響を回避するために Relax イテレーション[12]を採用したことを特徴としている．

また，実計測データ解析として 2 帯域，周波数ステップ数 8 の多周波ステップ CPC 方式で受信した 2 目標の実計測データに本離隔周波数合成処理を適用した結果を示す．さらに，さらなる高分解能化に向けて帯域数を 8 に増加させ，探知距離の延伸に向けて周波数ステップ数を 32 に増加させた検討を行った．ここで，周波数ステップ数を増加させた時に問題となる速度視野低下を回避する多周波ランダムステップ CPC 方式 [9][10][11]を使い，その出力に対して本離隔周波数合成処理を適用したシミュレーション結果を示す．

## 2. 離隔周波数合成

### 2.1. 超広帯域多周波ステップ CPC 方式

筆者らがこれまで提案してきた多周波数ステップ CPC 方式は，CPC パルス圧縮と位相差を用いた距離推定（合成帯域法）を複合したレーダ変調方式である．時分割で 2 つの相補となる CPC(Complimentary phase code)符号の送信と複数個の送信周波数切り替えを行い，受信時に送信周波数毎に復調する．受信信号をパルス圧縮処理した後ドップラ周波数推定を行う．時分割送信によるドップラシフトに対する位相補正処理を行い，相補の CPC 受信信号の加算により距離サイドローブを抑圧する．

さらに，複数ステップの周波数方向に受信信号を合成する合成帯域法により，送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅で高距離分解能を得るとともに遠距離性も両立している．1 帯域における送信シーケンスを図 1 に，多周波ステップ CPC 方式の信号処理を図 2 に示す．

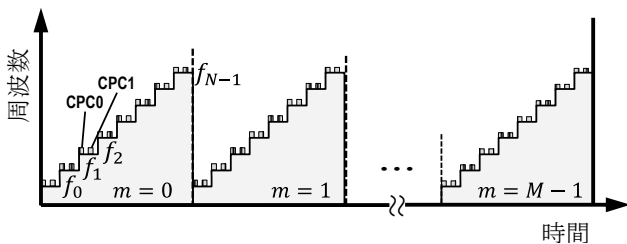


図 1. 多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンス

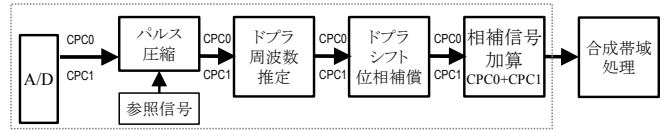


図 2. 多周波ステップ CPC 方式の信号処理

筆者らが提案する超広帯域多周波ステップ CPC 方式は，図 3 に示すように上記 1 帯域分の多周波ステップ CPC を，複数の帯域について並列同時動作させ，各帯域での相補加算後の信号を離隔周波数信号として離隔周波数合成処理を行う．この時，各帯域の多周波ステップ CPC 間ではコヒーレンシーは確保されている必要はない．離隔周波数合成処理において，複数目標の各帯域間の複素振幅を推定しながらコヒーレントに合成していく．

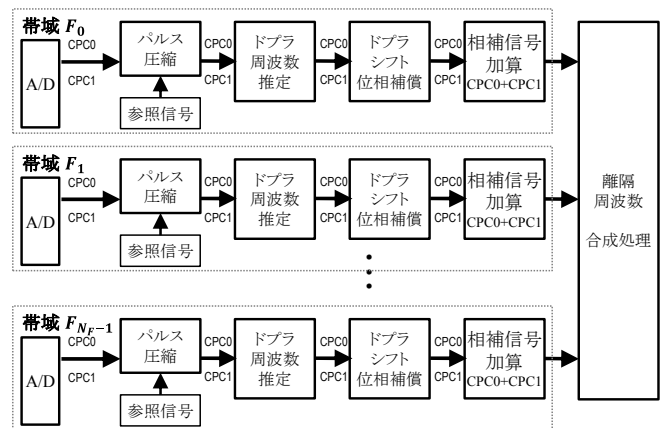


図 3. 超広帯域多周波ステップ CPC 方式の信号処理

### 2.2. 離隔周波数受信信号モデル

ここでは，離隔した周波数帯域での受信信号を定式化する．図 3 に示す離隔周波数合成処理の入力となる信号は，各離隔周波数帯での CPC 相補信号の加算後の信号で，簡単化のため連続波としてモデル化する．離隔周波数受信信号モデルを図 4 に示し，各変数の定義を表 1 に示す．

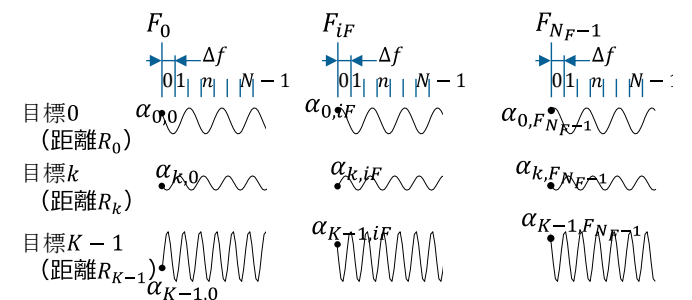


図 4. 離隔周波数受信信号モデル

表 1. 変数定義

$N_F$	帯域数
$iF$	帯域番号 ( $iF = 0 \dots N_F - 1$ )
$F_{iF}$	帯域周波数
$f_{iF}$	離隔周波数合成基準周波数
$\Delta f$	周波数ステップ幅
$N$	周波数ステップ数
$n$	周波数ステップ番号 ( $n = 0 \dots N - 1$ )
$K$	目標数
$k$	目標番号 ( $k = 0 \dots K - 1$ )
$R_k$	目標距離
$\alpha_{k,iF}$	各目標・帯域受信信号の複素振幅
$ns$	雑音

各送信周波数における任意初期位相を  $\phi_{iF,n}$ 、ドップラ周波数を  $f_d(n)$ 、目標の各帯域における複素振幅を  $s_{k,iF}$  とすると、受信 RF 信号  $r_{k,iF,n}$  は下式のようにになる。

$$r_{k,iF,n}(t) = s_{k,iF} \cdot \exp\left(-j\left(2\pi(f_{iF} + n\Delta f + f_d(n))t + \frac{4\pi(f_{iF} + n\Delta f)}{c}R_k + \phi_{iF,n}\right)\right) \quad (1)$$

ローカル信号でミキシングされたベースバンド信号に対し周波数ステップ  $n$  によるドップラの差異を  $f_d(n) = f_d$  となるように補正した信号  $x_{k,iF,n}$  は、下式のようにになる。

$$x_{k,iF,n}(t) = s_{k,iF} \cdot \exp\left(-j\left(2\pi f_d t + \frac{4\pi(f_{iF} + n\Delta f)}{c}R_k\right)\right) \quad (2)$$

$x_{k,iF,n}(t)$  を slow time 方向でコヒーレント積分してドップラ信号を求め、目標振幅  $\alpha_{k,iF}$  に目標のドップラ位相を含めたあらたな複素振幅  $\alpha_{k,iF}$  を与えると、目標 bin におけるドップラ信号  $y_{k,iF}(n)$  は下式のようにになる。

$$y_{k,iF}(n) = \alpha_{k,iF} \cdot \exp\left(\frac{-j4\pi(f_{iF} + n\Delta f)}{c}R_k\right) \quad (3)$$

各帯域の各周波数ステップにおいて、受信アンテナに入力される観測信号は、各目標からの信号  $y_{k,iF}(n)$  の和とガウシアン雑音  $ns(n)$  との和となっているため、観測信号  $z_{iF}(n)$  は下式のようにになる。

$$z_{iF}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,iF} \cdot \exp\left(\frac{-j4\pi(f_{iF} + n\Delta f)}{c}R_k\right) + ns(n) \quad (4)$$

離隔周波数合成に使用する基準周波数  $f_{iF}$  と目標距離  $R$  で定義されるモードベクトル  $\mathbf{a}_{iF}(R) \in \mathcal{C}^N$  (式 5) とそれらを全目標数並べた行列  $\mathbf{A}_{iF} \in \mathcal{C}^{N \times K}$  (式 6) から観測信号ベクトル  $\mathbf{z}_{iF} \in \mathcal{C}^N$  は式 7 のようになる。

$$\mathbf{a}_{iF}(R) = \begin{bmatrix} \exp(-j4\pi(f_{iF})R/c) \\ \exp(-j4\pi(f_{iF} + \Delta f)R/c) \\ \vdots \\ \exp(-j4\pi(f_{iF} + (n-1)\Delta f)R/c) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_{iF} = [\mathbf{a}_{iF}(R_0), \mathbf{a}_{iF}(R_1), \dots, \mathbf{a}_{iF}(R_{K-1})] \quad (6)$$

$$\mathbf{z}_{iF} = \mathbf{A}_{iF} \boldsymbol{\alpha}_{iF} + ns \quad (7)$$

## 2.3. 離隔周波数合成のモードベクトル

離隔周波数合成のモードベクトルの与え方は、下表のようにいくつか考えられる。

表 2. 離隔周波数合成のモードベクトル

	離隔周波数合成基準周波数	合成帯域幅
1)	$f_{iF} = F_0, F_1, \dots, F_{N_F-1}$	$F_{N_F-1} + N\Delta f - F_0$
2)	$f_{iF} = 0, N\Delta f, \dots, N \cdot (N_F - 1)\Delta f$	$N_F \cdot N\Delta f$
3)	$f_{iF} = 0, 0, \dots, 0$	$N\Delta f$

これまで、上表の 3) によるモードベクトルでコヒーレント合成することによる複数の目標距離推定結果を報告してきた [6][7][8]。今回、より高分解能が期待できる 2) で各周波数帯域を連結拡張した帯域幅でコヒーレント合成し目標距離推定を行う。

## 2.4. 目標分離

複数の目標信号の和となっている観測信号からの各目標の距離推定は、1 目標ずつ観測信号から目標信号を分離しながら推定する。距離を推定する目標  $k$  の信号  $\mathbf{x}_{k,iF} \in \mathcal{C}^N$  は、目標  $k$  以外の目標  $i$  の既推定距離  $\hat{R}_i$  によるモードベクトル  $\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_i)$  で与えられる Blocking Matrix  $\mathbf{B}\mathbf{M}_{k,iF} \in \mathcal{C}^{N \times N}$  を使い観測信号  $\mathbf{z}_{iF}$  から減算することによって行われる (式 8,9)。

$$\mathbf{B}\mathbf{M}_{k,iF} = \left( \mathbf{I} - \sum_{i,i \neq k}^{K-1} \frac{\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_i) \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_i)^H}{\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_i)^H \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_i)} \right) \quad (8)$$

$$\mathbf{x}_{k,iF} = \mathbf{B}\mathbf{M}_{k,iF} \cdot \mathbf{z}_{iF} \quad (9)$$

## 2.5. 目標毎の帯域間における複素振幅推定

帯域  $iF$  における目標  $k$  の推定距離  $\hat{R}_k$  で決まるステアリングベクトル  $\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_k)$  とそれらを全目標数並べた行列  $\hat{\mathbf{A}}_{iF}$  から求めた推定観測信号ベクトル  $\hat{\mathbf{z}}_{iF}$  は、下式のようにになる。

$$\hat{\mathbf{A}}_{iF} = [\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_0), \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_1), \dots, \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_{K-1})] \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{z}}_{iF} = \hat{\mathbf{A}}_{iF} \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{iF} \quad (11)$$

観測信号ベクトル  $\mathbf{z}_{iF}$  と推定観測信号ベクトル  $\hat{\mathbf{z}}_{iF}$  の残差が最小となる推定複素振幅ベクトル  $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{iF} \in \mathcal{C}^K$  は、 $\hat{\mathbf{A}}_{iF}$  の一般化逆行列と観測信号ベクトル  $\mathbf{z}_{iF}$  より下式のように求められる。

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{iF} = (\hat{\mathbf{A}}_{iF}^H \cdot \hat{\mathbf{A}}_{iF})^{-1} \cdot \hat{\mathbf{A}}_{iF}^H \cdot \mathbf{z}_{iF} \quad (12)$$

## 2.6. コヒーレント合成と距離推定

目標  $k$  以外の目標  $i$  の既推定距離  $\hat{R}_i$  と目標  $k$  の距離変数  $r$  を用いて、ステアリングベクトル  $\mathbf{a}'_{iF}(i)$  とそれらを全目標数並べた行列  $\mathbf{A}'_{iF}(r)$  を以下の用意する (式 13,14)。

$$\mathbf{a}'_{iF}(i) = \begin{cases} \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_i) & i \neq k \\ \mathbf{a}_{iF}(r) & i = k \end{cases} \quad (13)$$

$$\mathbf{A}'_{iF}(r) = [\mathbf{a}'_{iF}(R_0), \mathbf{a}'_{iF}(R_1), \dots, \mathbf{a}'_{iF}(R_{K-1})] \quad (14)$$

各目標の推定複素振幅 $\hat{\alpha}_{iF}$ を用いて全目標の複素振幅ベクトルを $\hat{\mathbf{a}}_{iF}$ とすると、目標 $k$ の距離 $R_k$ の最尤推定に使うステアリングベクトル $\mathbf{b}_{k,iF}(r) \in \mathbf{C}^N$ を式9の分離信号 $\mathbf{x}_{k,iF}$ に合わせて式16のように定義する。これにより、 $\mathbf{B}\mathbf{M}$ による減算処理による波形の歪を考慮した最尤推定が可能になる。

$$\hat{\mathbf{a}}_{iF} = [\hat{\alpha}_{0,iF}, \hat{\alpha}_{1,iF}, \dots, \hat{\alpha}_{K-1,iF}]^T \quad (15)$$

$$\mathbf{b}_{k,iF}(r) = \mathbf{B}\mathbf{M}_{k,iF}\mathbf{A}_{iF}^H(r)\hat{\mathbf{a}}_{iF} \quad (16)$$

各帯域のベクトル $\mathbf{b}_{k,iF}(r)$ を帯域数 $N_F$ 連結拡張したステアリングベクトル $\mathbf{B}_k(r) \in \mathbf{C}^{N_F \times N}$ と分離信号ベクトル $\mathbf{x}\mathbf{c}_k \in \mathbf{C}^{N_F \times N}$ を用い、式19で与えられる尤度関数 $LH_k(r)$ を最大にする距離 $r$ を探索することで目標 $k$ の距離 $R_k$ を最尤推定する(式20)。

$$\mathbf{B}_k(r) = [\mathbf{b}_{k,0}(r), \mathbf{b}_{k,1}(r), \dots, \mathbf{b}_{k,N_F-1}(r)]^T \quad (17)$$

$$\mathbf{x}\mathbf{c}_k = [\mathbf{x}_{k,0}, \mathbf{x}_{k,1}, \dots, \mathbf{x}_{k,N_F-1}]^T \quad (18)$$

$$LH_k(r) = \frac{\mathbf{B}_k(r)^T \cdot \mathbf{x}\mathbf{c}_k \cdot \mathbf{x}\mathbf{c}_k^T \cdot \mathbf{B}_k(r)}{\mathbf{B}_k(r)^T \cdot \mathbf{B}_k(r)} \quad (19)$$

$$\hat{R}_k = \underset{r}{\operatorname{argmax}} LH_k(r) \quad (20)$$

## 2.7. イテレーションアルゴリズム

複数の目標距離推定は、上述の目標分離、コヒーレント合成、距離推定、複素振幅推定を再帰的にイテレーションすることで行われる。複数目標の距離推定は、仮定する目標数を1個からはじめ、その推定距離が収束したのち、順次仮定する目標数を1個ずつ増やしながら複数目標の距離推定を行う RELAX イテレーション[9]に基づいている。これにより、振幅の大きい目標の距離推定誤差の振幅の小さい目標距離推定への影響を回避する。具体的な処理アルゴリズムは、以下の通りである。

```

for K= 1, 2, ... Kmax
  repeat
    for k= 1, 2, ...K
      i = K - k
       $\mathbf{x}_{i,iF} = \left( \mathbf{I} - \sum_{m,m \neq i}^{K-1} \frac{\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_m)\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_m)^H}{\mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_m)^H \mathbf{a}_{iF}(\hat{R}_m)} \right) \mathbf{z}_{iF}$ 
       $\hat{R}_i = \operatorname{argmax}_r LH_i(r)$ 
       $\hat{\mathbf{a}}_{iF} = (\hat{\mathbf{A}}_{iF}^H \cdot \hat{\mathbf{A}}_{iF})^{-1} \cdot \hat{\mathbf{A}}_{iF}^H \cdot \mathbf{z}_{iF}$ 
    end for
  until (convergence)
end for

```

図 5.イテレーションアルゴリズム

## 2.8. ミリ波レーダ実験による複数目標距離の推定

電波暗室にてミリ波レーダを用い、目標間隔 0.1m、距離 6m に配置した 2 個の CR を時速 4km/h で移動させた実計測データを取得し、本離隔周波数合成処理を適用して目標距離の推定を行った。計測帯域は離隔した 79GHz と 80.2GHz、各帯域幅は 430MHz とし、周波数ステップ数はそれぞれ 8、周波数ステップ間隔は 50MHz である。その結果を図 6-図 11 に示す。

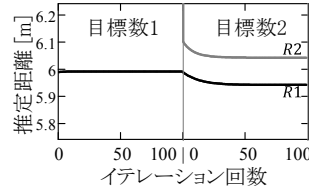


図 6. イテレーションによる距離 (黒:目標 1, 灰:目標 2)

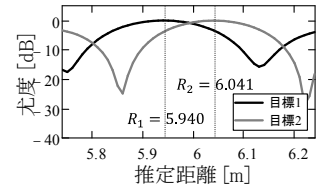


図 7. 収束完了時の尤度 (黒:目標 1, 灰:目標 2)

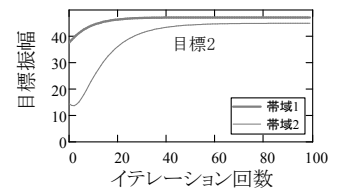
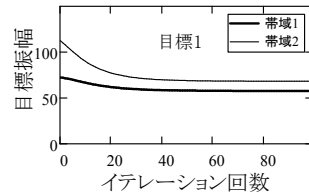


図 8. イテレーションによる目標振幅の変化 (左:目標 1, 右:目標 2) (太線:帯域 1, 細線:帯域 2)

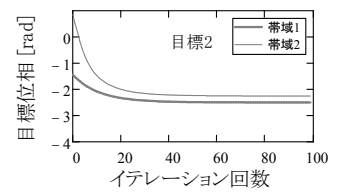
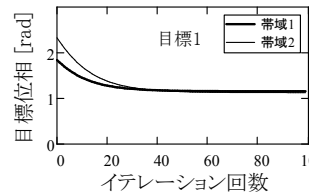


図 9. イテレーションによる目標位相の変化 (左:目標 1, 右:目標 2) (太線:帯域 1, 細線:帯域 2)

図 6 は、Relax によるイテレーション回数に対する各目標の推定距離の収束の様子を示す。仮定する目標数毎に 100 回ずつ Relax 法によりイテレーションした。目標数 1 での推定後、その推定値を初期値として目標数 2 での推定を行い、その収束の様子を示している。図 7 は、収束完了時の尤度関数値を示し、距離 5.940m と 6.041m でピークとなった。目標間隔は 0.101m となり、配置 2CR 間隔 0.1m に対して誤差 0.001m となった。2 帯域による総帯域幅 860MHz の分解能 0.174m を上回る分解能が得られていることを確認した。図 8,9 は、目標数 2 におけるイテレーション回数に対する目標毎の各帯域における複素振幅(振幅、位相)の変化を示す。距離推定値の収束にともなってそれぞれの複素振幅推定値も収束していることを示す。

### 3. 離隔多周波ランダムステップ CPC

#### 3.1. ランダムステップによる速度視野拡張

帯域幅内の周波数ステップ数を増加させることにより、数 10MHz の A/D 変換による狭帯域受信機群で構成することができ受信機雑音の低減により探知距離のさらなる延伸と受信機コストの低廉化が期待できる。一方、周波数ステップが増加するとそれに比例して slow time 方向のパルス間隔が広がり、反比例して速度視野が狭くなるという問題が起こる。たとえば、100km/h で移動する目標の場合、図 10 に示すように、周波数ステップ数 32 とし線形に変化させ slow time 方向に 128 回繰り返した時、多周波ステップ CPC の相補加算後の信号は図 11 に示すように 100km/h でのピークの他に 30.4km/h 間隔で複数のピークが発生する。

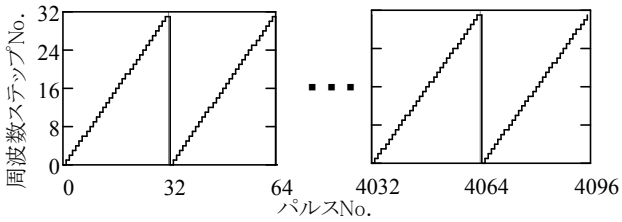


図 10. 線形周波数ステップ

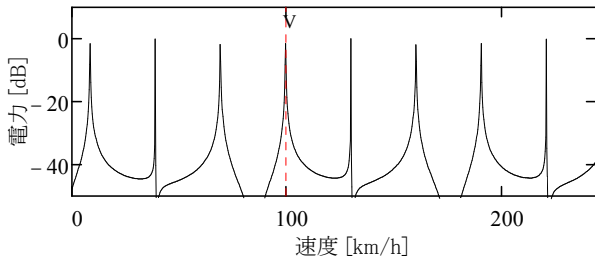


図 11. 線形ステップによる相補加算後の信号

そこで、図 12 に示すように同じ slow time 時間幅内で周波数ステップをランダムに変化させる。相補加算後の信号は図 13 に示すように折り返しが発生する条件においても、100km/h のところのみにピークが存在するようになり距離視野低下が回避できる。図 14 は多周波ステップ CPC の合成帯域後の信号で、信号-フロアレベル比は約 35dB となっている。

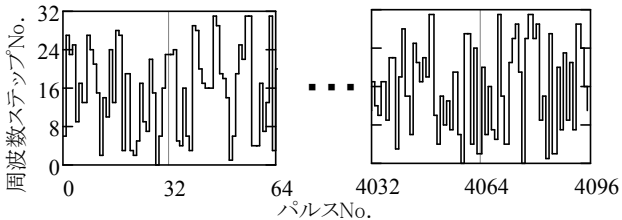


図 12. ランダム周波数ステップ

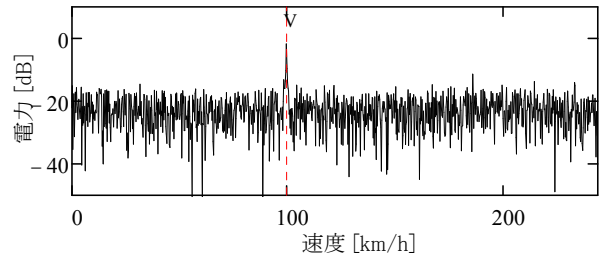


図 13. ランダムステップによる相補加算後の信号

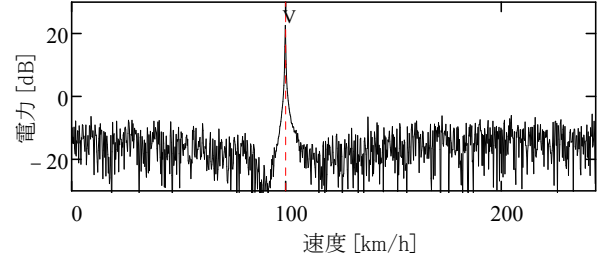


図 14. ランダムステップによる合成帯域後の信号

#### 3.2. シミュレーションによる複数目標距離の推定

速度視野低下を回避可能な離隔多周波ランダムステップ CPC の出力に対して、本離隔周波数合成処理を適用したシミュレーション結果を図 15-図 20 に示す。離隔帯域の中心周波数は、79.23GHz, 79.73GHz, 80.23GHz, 80.73GHz, 81.23GHz, 81.73GHz, 82.23GHz, 82.73GHz の 8 帯域、各帯域幅は 430MHz とし、周波数ステップ数はそれぞれ 32、周波数ステップ間隔は 13.44MHz とした。目標は距離 20.00m と 20.04m に配置した 2 目標とし、移動速度は 100km/h とした。シミュレーションは、目標振幅位相と帯域間位相をランダムに変化させながら 50 回試行し統計評価を行った。

図 15 は、Relax によるイテレーション回数に対する各目標の推定距離の収束の様子を示す。図 16 は、推定距離のヒストグラムを示す。各目標の推定距離の平均値は 19.999m と 20.039m となり、真値に対してそれぞれ誤差 0.001m となった。また、標準偏差は、それぞれ 0.003m であった。8 帯域による総帯域幅 3.44GHz の分解能 0.044m を上回る分解能が得られていることを確認した。

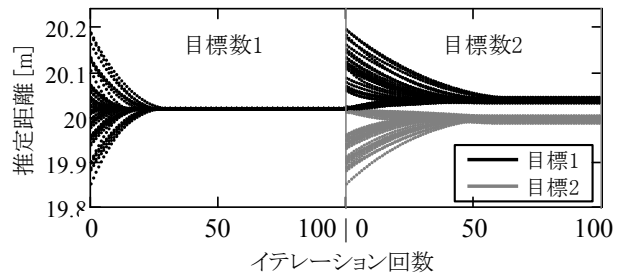


図 15. イテレーションによる推定距離の変化 (50 試行)

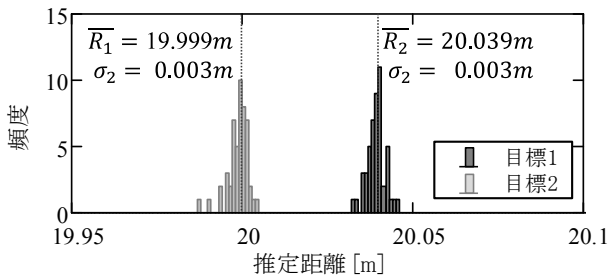


図 16. 推定距離のヒストグラム (50 試行)

図 17-図 20 は、50 試行うちの代表結果であり、収束完了時の尤度関数値ピーク位置は真値に対してそれぞれ誤差 0.001m となった。図 19,20 は、目標数 2 におけるイテレーション回数に対する目標毎の各帯域における複素振幅 (振幅, 位相) の変化を示す。距離推定値の収束にともなってそれぞれの複素振幅推定値も収束していることを示す。

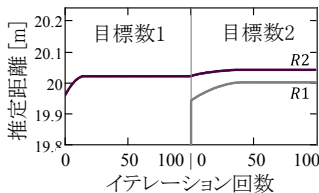


図 17. イテレーションによる距離 (黒:目標 1, 灰:目標 2)

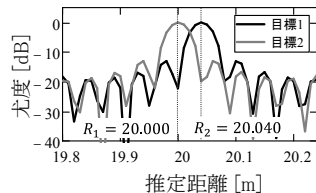


図 18. 収束完了時の尤度 (黒:目標 1, 灰:目標 2)

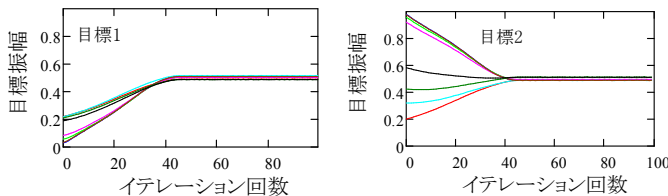


図 19. イテレーションによる目標振幅の変化 (左:目標 1, 右:目標 2) (各線:8 各帯域)

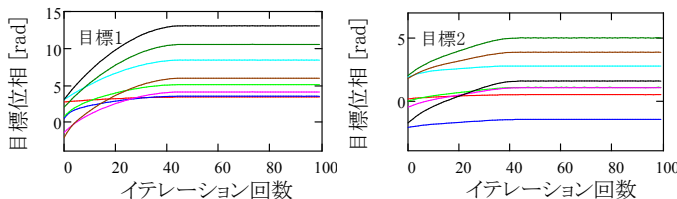


図 20. イテレーションによる目標位相の変化 (左:目標 1, 右:目標 2) (各線:8 各帯域)

#### 4. むすび

本稿では、離隔周波数対し目標毎の帯域間における複素振幅をイテレーション推定することで、広帯域コヒーレント合成による距離分解能向上を実現する離隔周波数合成処理を提案した。また、離隔周波数帯において多周波ステップ CPC 方式で実計測されたデータ

に対して本離隔周波数合成処理を適用し、1 データではるが目標間隔を 0.001m の精度で推定し総帯域幅の分解能を上回る高分解能が得られることを確認した。さらに、周波数ステップ数が増加した時に課題となる速度視野低下を回避する離隔周波数ランダムステップ CPC 方式を使った 50 試行のシミュレーション統計評価を行った。その結果、推定距離平均は真値との差が 0.001m で標準偏差は 0.003m と精度よく推定でき総帯域幅の分解能を上回る高分解能が得られることを確認した。これらの実計測データ解析、計算機シミュレーションにより、提案の離隔周波数合成処理の有効性を示した。

#### 謝辞

本研究開発は総務省 SCOPE(受付番号 175003002)の委託を受けたものです。

#### 文 献

- [1] 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, 多周波ステップ CPC レーダの提案と原理検証実験, 電学論 C, vol. 135, no.3, pp.285-291, 2015
- [2] 渡辺一宏, 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, 多周波ステップ CPC 方式におけるドップライメーキングの任意時刻合焦と高速化の検討, 信学技報 SANE2016-118, vol. 116, no.469, pp.1-6, 2017
- [3] 渡辺一宏, 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, 多周波ステップ CPC レーダによる ELD-STAP のフィールド実験とクラッタ抑圧性能評価, 信学技報 SANE2016-97, vol. 116, no.427, 2017
- [4] 稲葉敬之, 渡辺優人, 秋田学, 渡辺一宏, 次世代車載ミリ波レーダに向けた変復調方式・信号処理技術, Microwave Workshops and Exhibition (MWE2016), MWE2016 FR2A-2, 2016
- [5] 渡辺優人, 秋田学, 稲葉敬之, 離隔周波数帯コヒーレント合成処理による高距離分解能化, 電子情報通信学会総合大会, B-2-20, 2017
- [6] 秋田学, 山口達輝, 渡辺優人, 稲葉敬之, BM 法を前処理とした離隔周波数帯コヒーレント合成処理による高距離分解能化, 電子情報通信学会総合大会, B-2-21, 2017
- [7] 稲葉敬之, 超広帯域 (79GHz 帯域 4GHz 幅等) に向けた狭受信機帯域レーダ方式の提案
- [8] 山口達輝, 秋田学, 渡辺優人, 稲葉敬之, BM 法を用いた離隔周波数帯コヒーレント合成による高距離分解能化, 電子情報通信学会宇宙・航行エレクトロニクス研究会(6月), 2017
- [9] 秋田学, 渡辺優人, 稲葉敬之, 完全相補符号を用いた MIMO 多周波ステップ CPC レーダの検討, 2016 年電子情報通信学会総合大会, B-2-37, 2016
- [10] 太田裕也, 秋田学, 渡辺優人, 稲葉敬之, 広帯域多周波ステップ CPC レーダの実験的検証と速度視野改善, 電子情報通信学会宇宙・航行エレクトロニクス研究会(6月), 2017
- [11] 稲葉敬之, 狭受信機帯域による超広帯域コヒーレントレーダ技術
- [12] J. Ling, P. Stoica, J. Li, Y.I. Abramovich "On using cyclic algorithms for sinusoidal parameter estimation" Electronics Letters, Vol.44, No.19, Sep. 2008