

多周波ステップ ICW レーダによる距離・角度の超分解能推定法

稲葉 敬之^{†*} 福島 冬樹[†]

Super Resolution Range/Angle Estimation Using Stepped Multiple Frequency Interrupted CW Radar

Takayuki INABA^{†*} and Fuyuki FUKUSHIMA[†]

あらまし 筆者らは、新しい送信変調方式である多周波ステップ ICW (Interrupted Continuous Wave) レーダを提案している。この方法は、通常のフーリエ変換による目標速度検出処理を前処理として距離推定に超分解能法を用いることで、従来の up/down 掃引 FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 方式に比べ短い観測時間と、パルス圧縮方式や FMCW 方式に比べ少ない送信周波数占有帯域にて所望の目標距離・速度分解能を得ることを可能としている。また、FMCW 方式で問題となるベアリング誤作動の回避や、2 周波 CW 方式における課題である等速複数目標の距離分離が可能である。本論文では、アレーアンテナを備える多周波ステップ ICW レーダにおいて、各アンテナ素子と各周波数における目標速度検出処理出力である二次元信号を入力とした距離・角度超分解能推定法を提案する。計算機シミュレーションにより提案法は、レーダとして実用的な入力 S/N 値において上記従来レーダ方式での課題改善が期待されることに加え、送信周波数帯域幅やビーム幅から決まる距離と角度分解能に比べより近接した 2 目標に対し高い距離・角度精度が得られることを示す。

キーワード レーダ、多周波、MFCW、2 周波 CW、FSK

1. ま え が き

レーダの測距方式として、パルス圧縮方式、FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 方式、2 周波 CW 方式が知られている [1]。これらは、それぞれ時間遅延、周波数、位相差で距離を計測するという原理に基づいている。

パルス圧縮方式は、クラッタ抑圧性能や干渉抑圧性能に優れるが、高速の相関処理演算が必要であり高い距離分解能を必要とする場合には、信号処理系の規模が大きくなるという課題がある。

FMCW 方式は、比較的低速の信号処理で高い距離分解能が得られる方式である。しかし FMCW 方式は、送信波が CW であるがゆえに送受のアイソレーション問題、伝搬損の小さい近距離の不要反射物からの不要波問題がある。FMCW レーダにおいて、これらの問題を回避する一つの有効な手段が送受信を切り換える

FMICW (FM Interrupted CW) 方式であり、筆者らはこれまでに FMICW レーダにおける移動目標検出法 [2]、及びスタガ PRI を用いた干渉波対策 [3] について提案した。しかし、FMCW 方式や FMICW 方式での所要周波数占有帯域はパルス圧縮レーダと同様であり、 δR の距離分解能を得るには帯域幅 $B = \frac{c}{2\delta R}$ (c は光速) にわたる高精度なニア FM 変調波を発生させることが必要である。

次に、少しだけ離れた二つの周波数を用いる 2 周波 CW レーダは、送受信系が簡素であり信号処理負荷は FMCW 方式と同等であるためパルス圧縮方式に比較して低コスト化を優先する場合のレーダ方式として有効であると思われる [1]。周波数占有帯域が狭いために他レーダとの干渉が発生しにくいという利点もある。しかし、2 周波 CW 方式では、二つの送信周波数に対する受信信号の目標周波数成分の位相差から距離を求めるという原理に基づいているため、等相対速度（以下、簡単のため相対速度を単に速度と呼ぶ）の複数目標が存在する場合には多重波（位相の異なる同じ周波数の複数波）環境となりその位相値からは誤った一つの距離値が得られてしまうという実用上深刻な問題が

[†] 三菱電機株式会社情報技術総合研究所、鎌倉市 Information Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corporation, 5-1-1 Ofuna, Kamakura-shi, 247-8501 Japan

* 現在、電気通信大学電子工学科

生じる。一方、近年 FMCW 方式と 2 周波 CW 方式を組み合わせた方法も提案されている [4]。この方法では、近距離目標を検出対象とし、周波数掃引シーケンスの工夫により観測時間を長くすることなく（三角波状の up/down 掃引を用いた FMCW より短くて済む）、FMCW 方式と 2 周波 CW 方式を組み合わせることが可能であり、2 周波 CW 方式における等速複数目標の距離分離問題を解決し、かつ FMCW 方式で問題となる up 掃引と down 掃引で検出された各目標のビート信号周波数のペアリング誤作動を回避可能であるという利点を有している。しかし、この方法での周波数占有帯域は FMCW 方式と同等の広帯域が必要となっている。

このような背景から、筆者らは、送信周波数を多周波に拡張しかつ送信波をパルス化した多周波ステップ ICW (Interrupted CW) 方式を提案している [5]。多周波ステップ ICW 方式での送信周波数シーケンスは、要求される速度分解能をフーリエ変換により達成可能な観測時間のみを用いる。また、各周波数のコヒーレント信号を、パルスごとに周波数をステップさせ、そのステップを上記観測時間内にわたり繰り返す送信シーケンスを用いることを特徴としている。受信系の信号処理では、同じ周波数のパルスに対する受信区間の信号に対し通常のフーリエ変換によりドップラー周波数分析し、目標速度を検出する。このとき、各周波数の差は小さいため、各周波数におけるフーリエ変換にて検出される目標速度は同じフーリエ変換出力チャンネルとなる。この検出された出力チャンネルである複素信号の周波数方向の位相こう配は距離情報を含んでおり、位相こう配推定に超分解能法を用いることで、等速複数目標が存在する場合にも目標距離分離が可能となる。この提案法では、従来の up/down 掃引 FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 方式に比べ短い観測時間で所望の速度分解能が得られる。言い換えると同じ観測時間では、速度検出を行うフーリエ変換処理に入力するデータ数を 2 倍とすることができるために、高い速度分解能が得られるとともに、 S/N 改善値向上により探知距離の延伸が可能となる。更に、速度を検出しその速度の目標距離を求めているため、多目標時においても FMCW 方式で問題となる up 掃引と down 掃引の各検出ビート周波数のペアリング誤作動問題を回避可能である。

一方で、レーダにおけるもう一つの重要課題が角度の計測である。角度計測において適応性・高分解能性

などが期待できるため DBF (Digital BeamForming) アンテナを備えるレーダの開発が報告されている [6] ~ [11]。DBF 方式では、各アンテナ素子に入射した信号をベースバンドに周波数変換した後にデジタル信号処理にてビーム指向性合成を行うものである。これらの文献ではレーダ方式として通常の FMCW 方式が用いられており、前記した FMCW 方式に依存する距離・速度計測上の課題がある。文献 [11] では、距離・角度・速度の分解能向上を目的として複数のリニア FM 掃引間の信号を用い三次元超分解能処理（三次元 Capon 法）にて距離・速度・角度を超分解能にて検出を行うというものである。しかし、この論文 [11] の方法は三次元探索法であるため計算量が膨大となるという課題がある。更に、リニア FM 変調波に高いリニアリティが要求され、また複数のリニア FM 変調波間での位相連続性も要求されるため、RF 部の構成が複雑となるという欠点がある。

そこで、本論文では、DBF アンテナを備えた多周波ステップ ICW (Interrupted CW) レーダを提案する。提案法では文献 [5] にて報告したように、まず各周波数での繰返し方向の信号（繰返し数は比較的長くとることが可能であり、フーリエ変換でも十分な速度分解能が得られる）から計算の簡素な FFT (Fast Fourier Transformation) を用いて速度検出を行う。速度検出後の各アンテナ素子方向と各周波数方向の二次元信号を入力とした二次元超分解能法（このとき、速度による位相回転補償を前処理として適用する）を用いて距離と角度を推定する。提案法では等速の目標が近接した距離・角度に複数存在した場合においても、高分解能な距離・角度の同時推定が期待される。

ここでは小型レーダを想定し、アンテナ素子数は文献 [5], [11], 多周波ステップ ICW 方式で用いる周波数数は文献 [5] と同様にそれぞれ 10 以下程度とする。このため、数百から数千のパルス繰返し方向サンプルを入力とする速度計測と同時に距離・角度推定を行う前記 [11] の三次元超分解能信号処理に比べ計算量を飛躍的に低減することが可能である。

以下、2. では提案する多周波ステップ ICW レーダによる距離・角度の超分解能法における送信シーケンスと計測信号の定式化について説明する。3. では、提案法における信号処理を示す。4. では、計算機シミュレーションにより、距離・角度推定のための超分解能信号処理として二次元 MUSIC を用いた定性的評価と、距離・角度の推定誤差の S/N 依存性、及び相対速度

依存性の統計的評価結果を示す。

2. 多周波ステップ ICW 方式における計測信号の定式化

2.1 多周波ステップ ICW 方式の送信シーケンス
 文献 [5] にて提案した等速複数目標の距離計測を可能とする多周波ステップ ICW 方式について概要を説明する。多周波ステップ ICW レーダの送信周波数シーケンスを図 1 に示す。多周波ステップ ICW レーダ方式は、以下を基本とする。

- ① 図 1 に示す送信周波数シーケンスにおいて、各周波数の CW 送信波は観測時間 T_c 内でコヒーレントであるとする。一方、各周波数間の位相は任意である。
- ② 送信をパルス化し、受信は距離ゲートごとにサンプリングし処理する。
- ③ 距離ゲートごとの処理として、目標速度検出処理の出力を用いて超分解能法にて目標距離推定値を得る。

多周波ステップ ICW 方式では、まず同じ周波数の送信パルスを用いて速度検出を行うため、上記①を前提とする。ただし距離推定は、基本原理が位相差計測に基づくため、時間遅延を計測するパルスレーダに比べ低速の信号処理で高距離分解能が得られる。パルス化すること自体は、位相差計測による距離推定原理とは直接関係ないが、パルス化することで既報告の

FMCW 方式をパルス化した FMICW 方式 [2], [3] と同様に、送受のアイソレーション問題を緩和可能であるとともに、送受アンテナを共用化することも可能となる。また、時間遅延に応じて利得制御を行う STC (Sensitivity Time Control) を併用することで伝搬損失の小さい近距離の不要反射物からの強いクラッタ (路面や建物などからの不要反射波) の影響を緩和可能である。

2.2 計測信号の定式化

多周波ステップ ICW レーダの送信機は、観測時間 T_c 内でコヒーレント (観測時間内で位相が一定) な送信周波数 $f_n (n = 0, 1, \dots, N - 1)$ の CW 波 $T_n(t)$ を発生する機能を有し、それらを図 1 に示したシーケンスに従い T_{PRI} ごとに逐次切換パルス出力 (パルス幅 T_W) する。そのパルス出力は、パルス波として送信アンテナから空間に放射される。

計測信号モデルを説明するにあたり、まずパルス化していない状況における送受信信号について考える。簡単のため振幅を 1 とすると送信波は、

$$T_n(t) = \exp [j (2\pi (f_n t) + \phi_n)] \quad (1)$$

と書かれる (以下同様に議論に直接関係しない振幅は 1 とする)。 ϕ_n は送信周波数ごとに異なる任意の初期位相である。

目標で反射した送信波は、目標までの往復時間に相

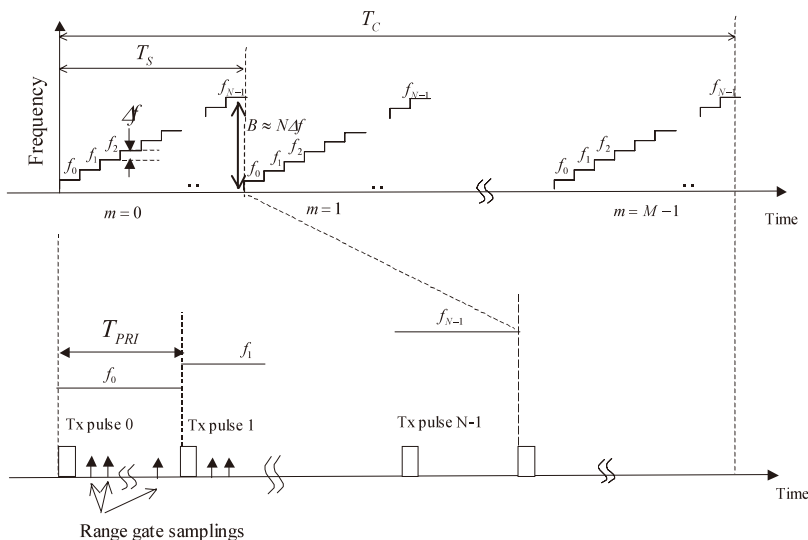


図 1 多周波ステップ ICW レーダの送受信タイミング
 Fig.1 Transmit and receive timing of proposed multiple frequency interrupted CW.

当する時間遅延 τ の後、受信波として受信アレーアンテナに入射する。

このとき、受信波 $R_{l,n}(t)$ は受信アレーアンテナの素子番号を $l(= 0, \dots, L-1)$ とすると、

$$\begin{aligned} R_{l,n}(t) &= \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot l\right) \\ &\cdot \exp\left[j\left(2\pi f_n \cdot t + 2\pi \int_0^t \tilde{f}_n(x) dx - 2\pi f_n \tau + \phi_n\right)\right] \\ &= \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot l\right) \\ &\cdot \exp\left[j\left(2\pi f_n \cdot t + 2\pi \int_0^t \tilde{f}_n(x) dx - \frac{4\pi f_n}{c} R + \phi_n\right)\right] \end{aligned} \quad (2)$$

と書かれる。ここで、 θ はアレー正面と目標方向のなす角度、 λ は波長、 d はアレーアンテナの素子間隔、 \tilde{f}_n はドップラー周波数、 c は光速、 R は時刻 $t=0$ での目標距離である。また、送信信号は十分に狭帯域であるため、受信アレーアンテナの各素子間の位相差の波長 $\lambda_n(\equiv c/f_n)$ 依存性は無視できるものとした。次に、目標との相対速度を v とすると、ドップラー周波数 \tilde{f}_n は一次の時間変化項まで考慮し、

$$\tilde{f}_n(t) \cong \frac{2v}{\lambda_n} \cos(\vartheta) - \frac{2}{\lambda_n} \frac{v^2 \sin^2(\vartheta)}{R} t \quad (3)$$

と書かれる。ここで、 ϑ は時刻 $t=0$ での相対速度ベクトル方向と目標方向とのなす角度である。ここで、受信アレーアンテナ開口径は目標までの距離に比べ十分小さいものとして、目標角度 θ の受信アレーアンテナ素子番号 l に関する依存性、及び時間変化は無視できるものとした。

この受信波は、受信回路内で送信波 $f_n(n=0, 1, \dots, N-1)$ とミクシングされベースバンドに変換され計測信号として、

$$\begin{aligned} x_{l,n}(t) &= \exp\left[j\left(2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot l\right)\right] \\ &\cdot \exp\left[j\left(2\pi \int_0^t \tilde{f}_n(x) dx - \frac{4\pi f_n}{c} R\right)\right] \end{aligned} \quad (4)$$

が得られる。

次に、送信をパルス化し、離散化した計測信号モデルを考える。パルス繰返し番号を $m(= 0, \dots, M-1)$

とすると、時間遅延 τ に相当する距離ゲートの実時間 $t_{n,m}$ は、

$$t_{n,m} = T_{PRIN} + T_{PRIN} \cdot m + \tau \quad (5)$$

であり、式 (4) 及び式 (5) からその距離ゲートに目標が含まれるときの計測信号モデルは、

$$\begin{aligned} x(l, m, n) &= \exp\left[j\left(2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot l\right)\right] \\ &\cdot \exp\left[j\left(2\pi \int_0^{t_{n,m}} \tilde{f}_n(x) dx - \frac{4\pi f_n}{c} R\right)\right] \end{aligned} \quad (6)$$

と書かれる。目標が複数存在するときの計測信号は、式 (6) の線形和として書き表すことができる。ドップラー周波数 \tilde{f}_n の一次時間変動項を無視できる場合には、

$$\begin{aligned} x(l, m, n) &\approx \exp\left[j\left(2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot l\right)\right] \\ &\times \exp\left[j\left(2\pi \cdot \frac{2v}{\lambda_n} \cos(\vartheta) T_{PRIN} \cdot m\right.\right. \\ &\quad \left.\left.+ \left(2\pi \frac{2v}{\lambda_n} \cos(\vartheta) T_{PRIN} - \frac{4\pi \Delta f}{c} R\right) \cdot n\right.\right. \\ &\quad \left.\left.- \frac{4\pi f_0}{c} R + 2\pi \frac{2v}{\lambda_n} \cos(\vartheta) \tau\right)\right] \end{aligned} \quad (7)$$

となる。

式 (7) から、 m 方向サンプリング信号の周波数から目標速度が得られる。次に、 n 方向サンプリング信号の位相こう配は目標距離と速度の関数であり、受信アレーアンテナの素子方向のサンプリング信号の位相こう配が目標角度であることが分かる。

3. 提案する多周波ステップ ICW レーダによる角度・距離推定法

提案するアレーアンテナを備える多周波ステップ ICW レーダの信号処理法について説明する。

一般に、高分解能レーダ方式として、 $\tilde{f}_n(t)$ (式 (3)) の第 1 項 (定数項) が角度に依存することを利用した DBS (Doppler Beam Sharpening)、第 2 項 (一次時間変動項) のリニア周波数変調項を利用した SAR (Synthetic Aperture Radar) がある。しかし、一般にこれらの手法を前方監視に適用する場合、ドップラー周波数及びその一次時間変動の角度依存性が小さく角度高分解能化への効果は小さいものとなる。言い換

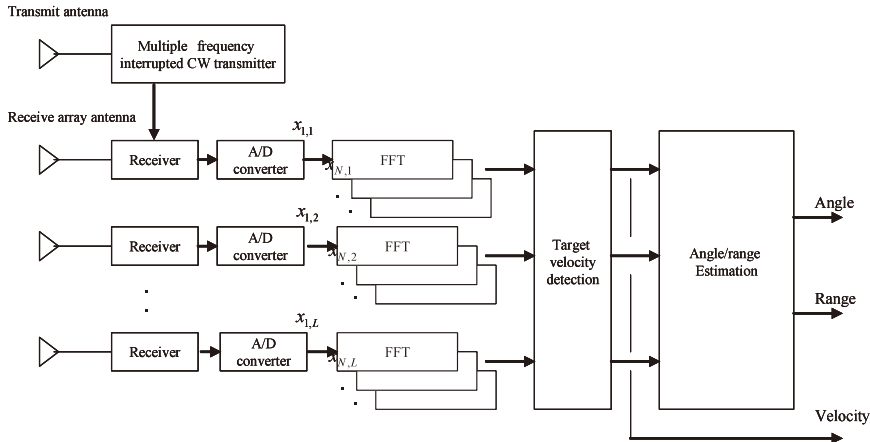


図 2 アレーアンテナを備える多周波ステップ ICW 方式のブロック図
 Fig. 2 Schematic diagram of multiple frequency interrupted CW radar with array antenna.

えると、前方監視レーダではドップラー周波数として $\tilde{f}_n(t)$ (式 (3)) の第 2 項 (一次時間変動項) を省略しても大きな誤差とならない場合が多く、本論文ではそのような状況を想定し、計算の簡素さから式 (7) に示すように第 2 項を省略可能であるとする。

図 2 に提案するアレーアンテナを備えた多周波ステップ ICW 方式レーダ構成ブロック図を示す。受信アンテナとしてアレーアンテナを用いていること、速度検出 (Velocity detection) 後の距離推定が距離と角度の同時推定 (Angle/range estimation) としている点が、文献 [5] で提案した多周波ステップ ICW 方式との相違である。

図 2 において Multiple frequency interrupted CW transmitter は、観測時間 T_c 内でコヒーレント (観測時間内で位相が一定) な送信周波数 $f_n (n = 0, 1, \dots, N - 1)$ の CW 波 $T_n(t)$ を発生する機能を有し、それらを図 1 に示したシーケンスに従い T_{PRI} ごとに逐次切替パルス出力 (パルス幅 T_W) する。パルス波は送信アンテナ (Transmit antenna) から空間に放射される。目標から反射した電波は受信アレーアンテナ (Receive array antenna) に入射し、受信回路 (Receiver) 内で送信周波数 $f_n (n = 0, 1, \dots, N - 1)$ の CW 波 $T_n(t)$ とミクシングされベースバンドに変換され計測信号 (式 (7)) が得られる。以下、多周波ステップ ICW 方式での信号処理法について説明する。

3.1 目標速度検出処理 (FFT&Target velocity detection)

目標速度検出処理では、式 (7) の計測信号に対し、

まず各 n, l に対する m 方向のサンプリング信号をフーリエ変換することで、所望の速度分解能と速度視野を確保した目標相対速度検出を行う。

すなわち、目標速度検出処理では各距離ゲートごとに計測信号 (7) を各 n, l に対し下式に示す m 方向のフーリエ変換処理を行う。

$$F(l, n, k) = \sum_{m=0}^{M-1} x(l, m, n) \exp \left[-2\pi j \left(\frac{m}{M} k \right) \right] \quad (8)$$

ここで、 $k (= 0, 1, \dots, M - 1)$ は離散フーリエ変換の出力周波数チャンネル番号である。式 (7) を式 (8) に代入した後の振幅値 $|F(l, n, k)|$ は、送信周波数に対し各周波数の差は無視できるほど小さいものと仮定する。このとき、各周波数ステップ n において同じ周波数チャンネル番号 k_{peak} でピークが得られる。このとき、近似的に、

$$k_{peak} \cong \tilde{f}_n \cdot T_{PRI} M N \quad (9)$$

である。

目標ドップラー周波数 \tilde{f} は、周波数番号 n は無視できるものとして式 (9) より得られる。

このように、式 (8) の出力振幅がピークとなる周波数チャンネル番号 k_{peak} を検出することで、目標ラジアル速度 \hat{V}_R は、

$$\hat{V}_R = \frac{k_{peak}}{T_{PRI} M N} \frac{\lambda}{2} \quad (10)$$

にて得られる．

また， k_{peak} となる周波数チャンネル出力は位相項を省略して，

$$F(l, n, k_{peak}) \cong \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} l \sin(\theta)\right) \cdot \exp\left[j\left(\left(2\pi \tilde{f} T_{PRI} - \frac{4\pi \Delta f}{c} R\right) \cdot n\right)\right] \quad (11)$$

と書かれる．

なお，同じ距離ゲート内に複数の目標が存在する場合，観測信号は式 (7) の線形和で表されるが，位相関係によってはフェージングが発生する．そこでこの問題を緩和するために，例えば各 k に対し各周波数ステップ n と受信アレーアンテナ素子 l のフーリエ変換出力チャンネルの絶対値の和をとり，

$$G(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} |F(l, n, k)| \quad (12)$$

を目標検出しきい値処理のための入力値とする [5]．

次に，検出した周波数チャンネル番号 k_{peak} を用いて周波数ステップの時間差に起因する位相回転を以下のように補正する．

$$\begin{aligned} F'(l, n, k_{peak}) &= F(l, n, k_{peak}) \exp\left[-j\left(\left(2\pi \frac{k_{peak}}{MN}\right) \cdot n\right)\right] \\ &\cong \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot l\right) \exp\left[2\pi j \left(\left(-\frac{2\Delta f}{c} R\right) \cdot n\right)\right] \end{aligned} \quad (13)$$

上式から， l 方向の位相こう配から角度 θ が， n 方向の位相こう配から距離 R が得られることが分かる．

なお，フーリエ変換による周波数分解能 δf は観測時間 ($= T_{PRI} MN$) の逆数であるとするとき，速度分解能に起因する距離誤差 δR は，

$$\delta R = \frac{\delta f \cdot c}{2\Delta f} T_{PRI} = \frac{c}{2\Delta f \cdot MN} \quad (14)$$

が予想される．

3.2 目標距離・角度検出処理 (Angle Range estimation)

多重波環境で超分解能法を用いる前処理として，相関行列のランクを回復させるためにいわゆる周波数平均処理を行うことが必要である．

フーリエ変換出力信号への周波数平均処理を以下に示す．検出されたフーリエ変換チャンネル周波数番号

k_{peak} の二次元信号行列 $F(l, n, k_{peak})$ に対し， Np 行 Nq 列からなるサブ行列として，

$$\begin{aligned} F_S(p, q) &\equiv \text{submatrix}[F; l = q, q + Nq - 1, \\ &\quad n = p, p + Np - 1] \\ &\in C^{Np \times Nq} \\ p &= 0, \dots, N - Np, q = 0, \dots, N - Nq \end{aligned} \quad (15)$$

を定義する．ここで， $\text{submatrix}[X; n = a, b, k = c, d]$ は，行列 X の a 行から b 行， c 列から d 列までの部分行列を表す．次に，この行列の列ベクトルを行方向に一次元に並べる．

$$\begin{aligned} F_{Vec}(p, q) &\equiv \left[F_S^{(1)}(p, q)^T F_S^{(2)}(p, q)^T \dots F_S^{(Np)}(p, q)^T \right]^T \\ &\in C^{(Np \cdot Nq) \times 1} \end{aligned} \quad (16)$$

この一次元化されたベクトル F_{Vec} の部分相関行列に関する平均処理にて下記の相関行列 R を求める．

$$\begin{aligned} R &\equiv \langle F_{Vec}(p, q) F_{Vec}(p, q)^H \rangle \\ &= \frac{1}{(N - Np + 1)(N - Nq + 1)} \\ &\quad \cdot \sum_{p=0}^{N-Np} \sum_{q=0}^{N-Nq} F_{Vec}(p, q) F_{Vec}(p, q)^H \\ &\in C^{(Np \cdot Nq) \times (Np \cdot Nq)} \end{aligned} \quad (17)$$

ここで， H は行列の複素転置， $\langle * \rangle$ は p, q に関する平均操作を示す．以上が周波数平均処理である．次に，超分解能法の一例として MUSIC (Multiple Signal Classification) 法を採用したときの距離推定法を説明する．近年，超分解能法として相関関数の固有展開に基づく方法が注目されており，ここでは MUSIC がそれら手法の中で最も基本的な手法であるために採用した．

MUSIC 法では，相関行列 R (式 (17)) の固有展開を行い雑音の固有値に対応する固有ベクトル e_α ($\alpha = 1, \dots, N_s - J$) からなる雑音空間 $E = [e_1 \dots e_{N_s - J}]$ を求める．ここで， J は信号数であり，例えば雑音の固有値より大きな固有値の数から得られる．

次に，MUSIC 法にて目標距離を探索するためのモードベクトル $a(R, \theta)$ を式 (13) から求める．モードベクトル $a(R, \theta)$ の i 成分を $a_i(R, \theta)$ として

$$\begin{aligned}
 a_i(R, \theta) & \\
 &\equiv \left[\exp \left[2\pi j \left\{ \left(\frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \bmod (i, Np) \right) \right\} \right] \right] \\
 &\cdot \left[\exp \left[2\pi j \left\{ \left(2 \frac{\Delta f}{c} \frac{(i - \bmod(i, Nq))}{Nq} \cdot R \right) \right\} \right] \right] \\
 &\in C^{(Np \cdot Nq) \times 1} \quad (18)
 \end{aligned}$$

となる。ここで、 $\bmod(a, b)$ は a を b で割ったときの余りを出力する関数を表す。

モードベクトル $a(R, \theta)$ に含まれる未知数は推定対象である距離 R と角度 θ である。MUSIC 法ではこのモードベクトル $a(R, \theta)$ と前記雑音空間 E を用いて、

$$MUSIC(R, \theta) = \frac{a^H(R, \theta)a(R, \theta)}{a^H(R, \theta)E E^H a(R, \theta)} \quad (19)$$

を評価関数として、着目する距離ゲート内、送信ビーム幅内を距離・角度に関し二次元探索しピークを検出することで目標距離推定値 \hat{R} 、及び目標角度推定値 $\hat{\theta}$ が求められる。

4. 計算機シミュレーション

本章で行う計算機シミュレーションでは、図 1 に示す送信周波数シーケンスを利用可能なレーダパラメータの一例として以下の表 1 を採用する。ここで、送信周波数、観測時間、素子アンテナ数、素子アンテナ間隔は文献 [11] と同様の値とした。

また、アレーアンテナのパラメータは表 2 に示す値を採用した。

一般に上記のように、 m は大きく、 n と l は比較的小さい値である。 m 方向はフーリエ変換にて処理し、 n と l 方向は超分解能法を適用する方法が多周波ステップ ICW 方式である。本章では、速度検出後のサブ行列は $Np = Nq = 4$ とし、超分解能法適用時のデータベクトル次元は $Np \cdot Nq = 16$ とした。比較的データ

表 1 レーダパラメータ
Table 1 Radar parameters.

観測時間 T_r	12.29msec
パルス繰り返し周期 T_{PRF}	1.5 μ sec
周波数ステップ数 N	8
観測時間内同一周波数の数 M	1024
周波数ステップのステップ周波数幅 Δf	4MHz
占有帯域幅約 $B \approx N \cdot \Delta f$	32MHz

表 2 アレーアンテナパラメータ
Table 2 Array antenna parameters.

素子アンテナ数 L	8(均一分布での-3dB ビーム幅 $\theta_0 = 12.8\text{deg}$)
素子アンテナ間隔	0.5 波長 (グレーティングロブのない角度範囲 $\pm 90\text{deg}$)
素子アンテナ指向性	無指向性

ベクトルの次元が小さく固有値解析と MUSIC におけるヌルサーチに要する計算量の観点から超分解能法を適用しやすい条件である。

多周波ステップ ICW 方式において送信をパルス化する on/off 比を十分確保している場合には、受信系では距離ゲートにより遠距離目標と伝搬損の小さい近距離目標(送信リークによる反射波)の分離が可能となる。

また、式 (13) の n 方向のこう配 $(-2\Delta f/cR)$ にはナイキスト条件が存在する。条件を満足できない場合には、距離 R にアンビギュイティが発生する。

上記のように多周波ステップ ICW 方式では、パルス化によりアンビギュイティのない最大距離幅を距離ゲート程度に限定することが可能であり、CW 送信に比べ周波数ステップ幅 Δf を大きくすることが可能となり、距離分離性能を向上させることができる。

また、観測時間を一定とすると、速度分解能と速度視野はともに送信周波数に反比例するため、送信周波数を低く(マイクロ波など)すれば速度分解能は低下するが、速度視野は広がる。なお、上記パラメータでは、速度分解能 $\delta V = 0.574 \text{ km/h}$ 、速度視野 $\pm V_{\max} = 294 \text{ km/h}$ 、距離分解能 $\delta R = 5.36 \text{ m}$ (通常のレーダ方式である FMCW 方式やパルス圧縮方式を用いたとき)、最大インストルメント距離 $R_{\max} = \frac{cT_{PRF}}{2} = 225 \text{ m}$ である。

目標とアンテナは図 2 に示すジオメトリとなっている。

以下、計算機シミュレーションでは速度、距離をそれぞれ δV 、 δR で規格化し、角度はビーム幅 θ_B で規格化した値を用いて説明する。

4.1 多目標分離性能の定性的評価

自速度と各目標の速度ベクトルは簡単のため平行であるとする(すなわち $\vartheta = \theta$)。かつ各目標の速度が等速である場合の定性的効果について確認する。まず、等速(相対速度 $V = 34.8 \delta V = (20 \text{ km/h})$)、A-D 変換直後の $S/N = -6 \text{ dB}$ の目標数が 4 であるとする。各目標の距離・角度は $11.2 \delta R \sim 14.9 \delta Rm = (60 \sim 80 \text{ m})$ 、 $-1.56 \theta_B \sim 1.56 \theta_B \text{ deg} = (-20 \sim 20 \text{ deg})$ の間として乱数にて発生させ、それぞれ $R_1 = 14.589 \delta Rm$ 、 $\theta_1 = -0.142 \theta_B \text{ deg}$ 、 $R_2 = 11.952 \delta Rm$ 、 $\theta_2 = -0.994 \theta_B \text{ deg}$ 、 $R_3 = 12.451 \delta Rm$ 、 $\theta_3 = 1.271 \theta_B \text{ deg}$ 、 $R_4 = 13.348 \delta Rm$ 、 $\theta_4 = -0.757 \theta_B \text{ deg}$ とした。目標とアンテナ配置を図 3 に示す。目標までの距離は十分遠いとして、送信アンテナと受信アレーアンテナの

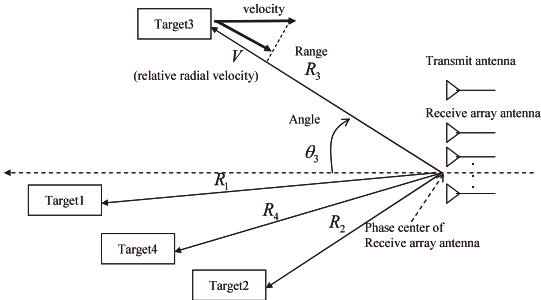
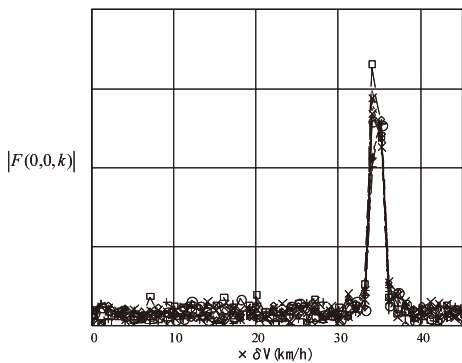
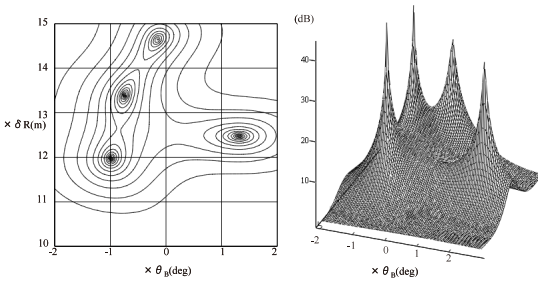


図 3 目標とアレーアンテナの位置関係

Fig. 3 Spatial relationship between targets and array antenna.



(a) Outputs of velocity detection by Fourier transformation for each frequency (#0 antenna)



(b) Outputs of angle/range estimation by MUSIC for detected velocity

図 4 等速 4 目標時の速度検出結果と角度・距離結果

Fig. 4 A result of velocity detection and angle/range estimation in case of 4 targets with same velocity.

位相中心間の距離は無視できるものとする。この状況において、フーリエ変換出力とその出力を用いた距離・角度推定結果を確認する。処理結果を図 4 に示す。図 4 で (a) が素子アンテナ番号 0 における N 個の周波数別のフーリエ変換出力である。横軸は速度に換算している。図 4 (a) から、 $35 \delta V \text{ km/h}$ 近傍にピークが

得られている。(b) は式 (12) にてピークが得られた周波数チャンネル番号 k_{peak} における $F(l, n, k_{peak})$ を入力とした二次元 MUSIC スペクトルを示している。入力 $S/N = -6 \text{ dB}$ という低 S/N であるにもかかわらず、周波数平均処理を適用した後の MUSIC スペクトルにおいて各 4 目標の距離・角度に鋭いピークが得られることが分かる。

このように、アレーアンテナを備える多周波ステップ ICW 方式では、速度を検出後に、等速の複数目標が存在した場合にも距離・角度の同時推定が可能であり、通常の up/down 掃引 FMCW 方式で問題となる多目標時の各速度、距離、角度のペアリングの誤認識を回避することが期待される。

次に、近接 2 目標の場合の評価を行う。ここでは、文献 [11] にて実施されたシミュレーションと同様の目標距離・角度諸元を採用した。すなわち目標 1 は $R_1 = 14.925 \delta R_m$, $\theta_1 = -0.078 \theta_B \text{ deg}$ 、目標 2 は、 $R_2 = 14.366 \delta R_m$, $\theta_2 = -0.055 \theta_B \text{ deg}$ である。 S/N は図 4 と同様とし、速度は文献 [11] より条件の悪い等速の $V_1 = V_2 = 34.8 \delta V \text{ km/h}$ とした。図 5 において (a) は図 4 と同様に、各周波数ステップにおける目標相対速度検出処理であるフーリエ変換出力である。各周波数ステップ番号 n に対し同じ出力チャンネル番号 m にピークが得られた。図 5 (b) はピークが得られた周波数チャンネル番号 k_{peak} における $F(l, n, k_{peak})$ を入力とした二次元 MUSIC スペクトルを示している。通常レーダでの距離分解能とビーム幅に比較して極めて近接する 2 目標に対し、提案法の MUSIC スペクトルではそれぞれ距離、角度が分離されていることが分かる。

4.2 2 目標分離性能の統計的評価

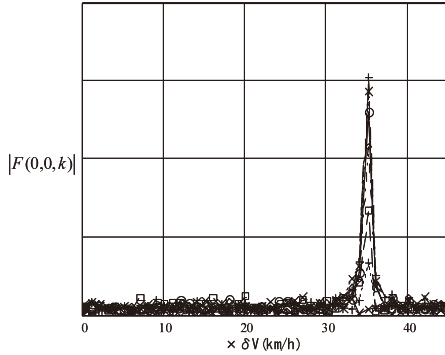
提案法における距離・角度の二次元超分解能処理において、実用上重要な評価事項は推定精度の S/N 依存性と目標相対速度依存性である。

ここでは、目標数を 2 として、これらの統計的性能評価を行う。

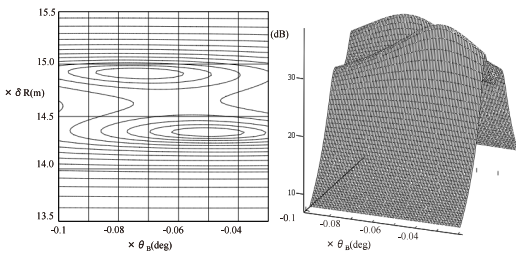
2 目標の諸元は、目標距離と角度は図 5 と同様の条件を採用し、速度と S/N 値に関しては以下表 3 を用いて評価を行った。

(1) 1 目標時の角度・距離の精度評価

図 6 に第 1 目標のみが存在した場合の、角度及び距離推定結果の標準偏差値 STDV (STandard DeViation) の S/N 依存性を示す。以下図 9 まで同様であるが、計算は同じ条件で 100 回試行し、その標準偏差値を結果と



(a) Outputs of velocity detection by Fourier transformation for each frequency (#0 antenna)



(b) Outputs of angle/range estimation by MUSIC for detected velocity

図 5 等速の近接 2 目標時の速度検出結果と角度・距離結果

Fig. 5 A result of velocity detection and angle/range estimation in case of 2 close targets with same velocity.

表 3 目標距離と角度の関係

Table 3 Relationship between target range and angle.

第 1 目標の相対速度 v_1	17.42 δv $\pm \delta v/2$ km/h の間で一様分布
第 1 目標の距離 R_1	14.925 δR m
第 1 目標の角度 θ_1	-0.078 θ_1 , deg
第 1 と第 2 目標の電力比 S/N_1	0dB
第 2 目標の距離 R_2	14.366 δR m
第 2 目標の角度 θ_2	-0.055 θ_2 , deg
第 2 目標の相対速度 v_2	17.42 δv $\pm \delta v/2$ km/h の間で一様分布
第 1 目標の信号の S/N	-12~12dB (64B ステップ) の 5 種

して示している。図 6 から角度、距離ともに標準偏差値は S/N の向上とともにほぼ $(S/N)^{-1/2}$ に比例して小さくなるのが分かる。たとえば $S/N = 0$ dB において標準偏差値として角度・距離ともに $2 \times 10^{-3} \theta_B \text{deg}$, $2 \times 10^{-3} \delta R \text{m}$ 程度という良い値が得られた。

次に、図 7 では速度依存性の結果を示している。このときの S/N は 0 dB とした。図 7(a) より角度の推定値の標準偏差値には速度依存性はなく、ほぼ速度 $0 \sim 139.37 \delta V (= 80) \text{ km/h}$ の間で一定値となった。一方、距離の標準偏差値は速度依存性がなく一定である

が、RMSE (Root Mean Square Error) では相対速度が大きくなるに従い、値が大きくなる結果が得られた。これは、推定値に距離誤差が発生したためであると考えられる。なお、図 6~図 9 において、標準偏差値と RMSE 値が異なる傾向を示したのはこの図 7(b) のみであった。

以下、この結果について考察する。今回の計算機シミュレーション条件を含め一般に、式 (3) において、ドップラー周波数の一次時間変化項は無視できるほど小さいものである。しかし、送信周波数ステップ幅や送信周波数の数が大きくなると、ドップラー周波数の送信周波数依存性の影響は無視できないことが予想される。ここで、式 (9) の近似と同様にして、目標相対速度検出処理のフーリエ変換にてピークが得られる整数値 k_{peak} を変数 x を用いて、

$$k_{peak} = \tilde{f}_n \cdot T_{PRIMN} = \frac{2v}{c} (f_0 + x\Delta f) \cdot T_{PRIMN} \quad (0 \leq x \leq N-1) \quad (20)$$

であったと考える。

このとき、式 (11) と同様にして正確な周波数チャネル k_{peak} 出力は、

$$F(l, n, k_{peak}) = \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} l \sin(\theta)\right) \cdot \left[\sum_{m=0}^{M-1} \exp\left(2\pi j \left(\frac{2v}{c} \Delta f (n-x) T_{PRIMN} \cdot m\right)\right) \right] \cdot \exp\left[2\pi j \left(\left(\frac{2v}{c} (f_0 + \Delta f \cdot n) \cdot T_{PRIMN} - \frac{2\Delta f}{c} R\right) \cdot n\right)\right] = \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} l \sin(\theta)\right) \frac{1 - \exp(2\pi j a M)}{1 - \exp(2\pi j a)} \cdot \exp\left[2\pi j \left(\left(\frac{2v}{c} (f_0 + \Delta f \cdot n) \cdot T_{PRIMN} - \frac{2\Delta f}{c} R\right) \cdot n\right)\right] \quad (21)$$

と書かれる。ここで、

$$a = \frac{2v}{c} \Delta f (n-x) \cdot T_{PRIMN} \quad (22)$$

であり、定位相項は省略した。

次に、式 (13) と同様に位相回転補正を行うと、

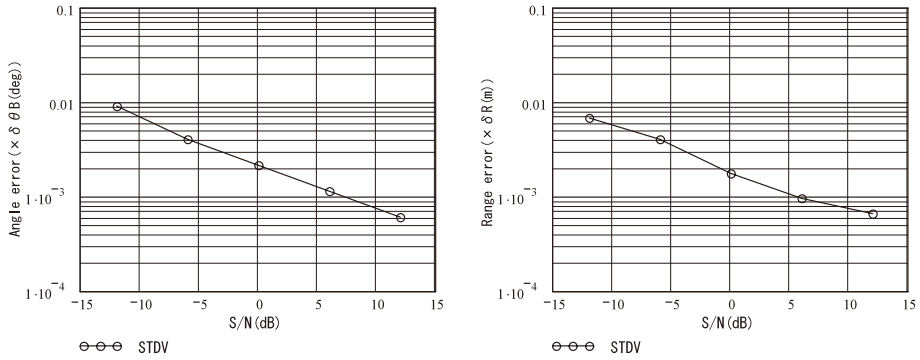


図 6 角度，距離推定精度の S/N 依存性評価結果 (1 目標)

Fig. 6 Results of angle and range estimation error in relation of S/N in case of 1 target.

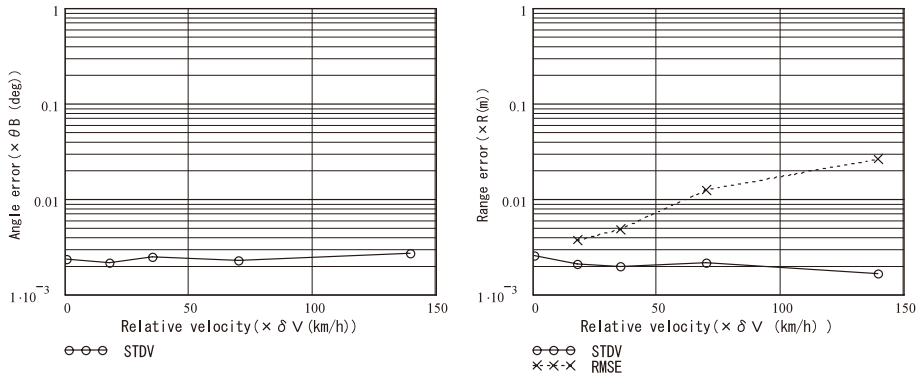


図 7 角度，距離推定精度の速度依存性評価結果 (1 目標)

Fig. 7 Results of angle and range estimation error in relation of relative velocity in case of 1 target.

$$\begin{aligned}
 &F'(n, l, k_{peak}) \\
 &= F(n, l, k_{peak}) \exp \left[-j \left(\left(2\pi \frac{k_{peak}}{MN} \right) \cdot n \right) \right] \\
 &= \exp \left(2\pi j \frac{d}{\lambda} l \sin(\theta) \right) \frac{1 - \exp(2\pi j a M)}{1 - \exp(2\pi j a)} \\
 &\quad \cdot \exp \left[2\pi j \left(\left(\frac{a}{N} - \frac{2\Delta f}{c} R \right) \cdot n \right) \right] \quad (23)
 \end{aligned}$$

となる。

提案法で採用したモードベクトルでは、変数 n 方向の位相こう配から距離 R を求めているが、上記の a は n 依存性を有しており、距離誤差の原因となり得ることが分かる。ここで用いたパラメータにおいて、その影響を確認して見ると、 a/N の影響は比較的小さく、 $\frac{1 - \exp(2\pi j a M)}{1 - \exp(2\pi j a)}$ の方が大きいことが分かった。そこで、図 7 右の四つの \times 印の速度値に対し $\frac{1 - \exp(2\pi j a M)}{1 - \exp(2\pi j a)} \doteq \rho \cdot e^{j \cdot \xi \cdot n}$ の ξ を数値的に求めてみると、 2.9×10^{-8} 、 5.8×10^{-8} 、 1.2×10^{-7} 、 2.4×10^{-7}

であり、この値に $\frac{c}{4\pi\Delta f}$ を乗算し距離に換算するとそれぞれ 0.0016 m、0.0032 m、0.0064 m、0.0128 m となり、図 7 右の RMSE 値 (\times 印) と同程度の値となり、 $\frac{1 - \exp(2\pi j a M)}{1 - \exp(2\pi j a)}$ が距離誤差を発生している主要因であることが分かった。

(2) 2 目標時の角度・距離の精度評価

第 1 目標と第 2 目標の 2 目標が存在する場合において、各目標の角度及び距離推定結果の標準偏差値の S/N 依存性を図 8 に示す。目標の角度推定値の標準偏差値 (図 8) は 1 目標時に比べ幾分低下するレベル (標準偏差値が 1.5 ~ 2.0 倍程度) に収まったが、距離に関しては約 10 倍程度に標準偏差値が大きくなる結果が得られた。二つの目標の角度差が、ビーム幅 θ_B の $1/42$ 以下という厳しい条件下において 2 目標を分離可能であることは実用上有効性が高いものと思われる。

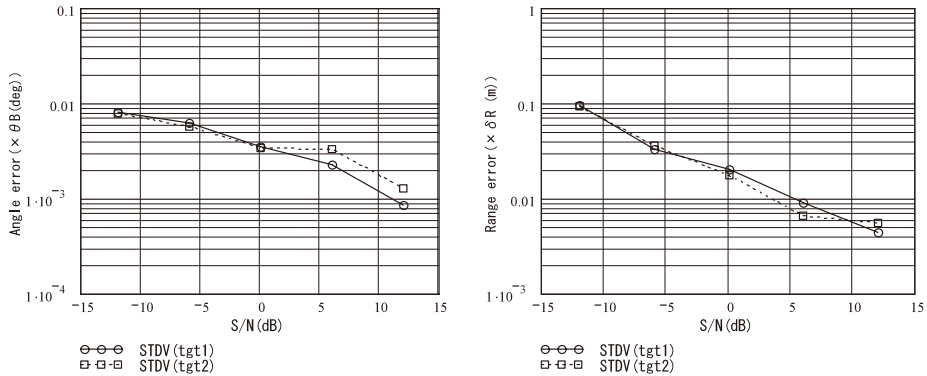


図 8 角度、距離推定精度の S/N 依存性評価結果 (2 目標)
 Fig. 8 Results of angle and range estimation error in relation of relative velocity in case of 2 targets.

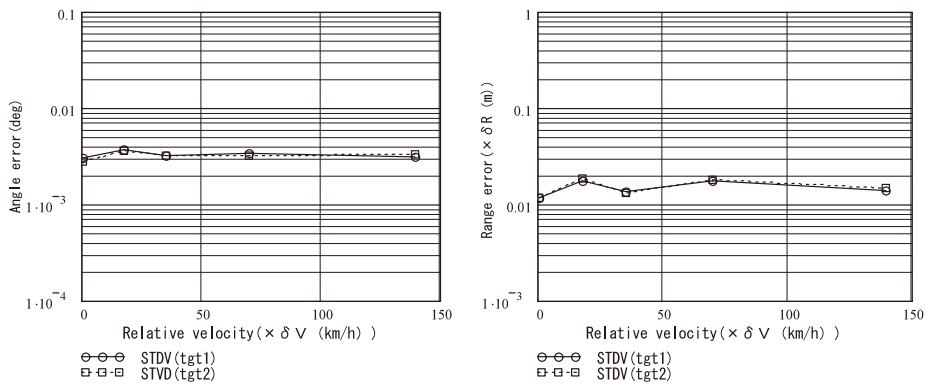


図 9 2 目標時の角度、距離推定精度の速度依存性評価結果 (2 目標)
 Fig. 9 Results of angle and range estimation error in relation of relative velocity by MUSIC in case of 2 targets.

なお、図 8 において、標準偏差値は S/N の増加に対し右下がりの傾向を示している。これは MUSIC スペクトルの探索上の問題であり多目標分離性能として意味をもつ値ではない。すなわち、入力 S/N が小さく MUSIC スペクトルが単一峰となってしまう場合が発生したものであり、このような場合にも 2 目標を前提に $\pm 0.0233\theta_B/2 \text{ deg}$ 、 $\pm 0.56\delta R/2 \text{ m}$ の限られた範囲をピーク探索した結果によるものである。MUSIC スペクトルが単峰性となることがしばしば発生する $S/N = -12 \text{ dB}$ は目標分離が困難であると判断できる。

次に、速度依存性の結果を図 9 に示す。 S/N は 0 dB とした。角度及び距離ともに推定結果の標準偏差値の速度依存性は見られなかった。1 目標時の距離推定結果において見られた RMSE が標準偏差と異なる現象は発生しなかったため標準偏差値のみを示している。この原因は、速度依存性がなくなったのではなく、

設定した $S/N = 0 \text{ dB}$ では、 S/N による誤差が支配的となり速度依存性が観測されなかったものと思われる。図 8 によれば、 $S/N = 0$ での距離推定結果の標準偏差値は約 $0.02 \delta R_m$ であり、図 9 の結果と同程度の値である。また、図 6 から 1 目標時の速度が最大の $139.373 \delta V \text{ km/h}$ で RMSE 値は同じく約 $0.02 \delta R_m$ となることから、速度 $0 \sim 139.373 \delta V \text{ km/h}$ の範囲では S/N 値が支配的に影響したためと思われる。以上より、角度・距離差の小さい近接 2 目標 ($S/N = 0$) に対し、この速度範囲においてはほぼ速度依存性のない良い推定結果が得られた。

今後、アレーアンテナの透過振幅・位相に関する誤差の影響を考慮した評価を行うこと、二次元超分解法の計算負荷を低減することが課題である。

5. むすび

多周波ステップ ICW レーダは、通常のフーリエ変換による目標速度検出処理を前処理として距離推定に超分解能法を用いることで、従来の up/down 掃引 FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 方式に比べ短い観測時間と、パルス圧縮方式や FMCW 方式に比べ少ない送信周波数占有帯域にて所望の目標距離・速度分解能を得ることを可能としている。また、FMCW 方式で問題となるペアリング誤作動の回避や、2 周波 CW 方式における課題である等速複数目標の距離分離が可能である。本論文では、角度と距離の双方の超分解能化を図るために、多周波ステップ ICW レーダがアレーアンテナを備えるものとして、各アンテナ素子及び各周波数での目標速度検出処理の出力である二次元信号を入力とした角度・距離超分解能推定法を提案した。

計算機シミュレーションにより提案法は、レーダとして実用的な入力 S/N 値において上記従来レーダ方式での課題改善が期待されることに加え、送信周波数帯域やビーム幅をはるかに超える近接 2 目標に対し高精度な角度・距離の分離性能が期待できることを示した。

文 献

- [1] M.I. Skolnik, Introduction to Radar System, McGraw-Hill, New York, 1962.
- [2] 稲葉敬之, 平井俊之, “FMCW レーダにおける移動目標検出法” 信学論 (B), vol.J88-B, no.4, pp.795–803, April 2005.
- [3] 稲葉敬之, “FMCW レーダにおけるスタガ PRI を用いた干渉抑圧” 信学技報, RCS2004-132, Aug. 2004.
- [4] M. Marc-Michael and R. Hermann, “Combination of LFCM and FSK modulation principles for automotive radar systems,” German Radar Symposium, GSR2000, Berlin, Oct. 2000.
- [5] 稲葉敬之, “多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法” 信学論 (B), vol.J89-B, no.3. pp.373–383, March 2006.
- [6] A. Kawakubo, S. Tokoro, Y. Yamada, K. Kuroda, and T. Kawasaki, “Electronically-scanning millimeter-wave radar for forward objects detection,” Proc. International Congress on Transportation Electronics, SAE, 2004-01-1122, pp.127–134, 2004.
- [7] S. Tokoro, K. Kuroda, A. Kawakubo, K. Fujita, and H. Fujinami, “Electronically-scanning millimeter-wave radar for pre-crash safety and adaptive cruise control system,” IEEE Intelligent Vehicles Symposium Proceedings, pp.304–309, 2004.
- [8] 小川 勝, 浅野孔一, 大島繁樹, 原田知育, 山田直之, 渡辺

俊明, 西川訓利, “送受アンテナ切換式電子スキャンミリ波レーダ” 信学論 (A), vol.J88-A, no.2, pp.237–246, Feb. 2005.

- [9] L. Yang, L. Liwan, P. Weifeng, C. Yaqin, and F. Zhenghe, “Signal processing method for switch antenna array of the FMCW radar,” Radar Conference, Proc. 2001 IEEE, pp.289–293, May 2001.
- [10] V. Katkovnik, M.S. Lee, and Y.H. Kim, “High-resolution signal processing for a switch antenna array FMCW radar with a single channel receiver,” Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workchop Proceedings, pp.543–547, 2002.
- [11] M.S. Lee, V. Katkovnik, and Y.H. Kim, “System modeling and signal processing for a switch antenna array radar,” IEEE Trans. Signal Process., vol.52, no.6, pp.1513–1523, June 2004.
- [12] D.S. Goshi, Y. Wang, and T. Itoh, “A compact digital beamforming SMILE array for mobile communication,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.52, no.12, pp.2732–2738, Dec. 2004.

(平成 19 年 10 月 25 日受付, 20 年 2 月 7 日再受付)



稲葉 敬之 (正員)

昭 56 東工大・理・物理卒・昭 58 同大学院理工学研究科物理学専攻修士課程了。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首席技師を経て、平 20 年 4 月より電気通信大学電子工学科教授・工博。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 18 年度本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。



福島 冬樹 (正員)

昭 63 中大・理工・電気卒。平 2 同大学院修士課程了。同年三菱電機 (株) 入社。現在, 同社情報技術総合研究所勤務。工博。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。IEEE 会員。