

多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法

稲葉 敬之^{†a)}

Multiple Target Detection for Stepped Multiple Frequency Interrupted CW Radar

Takayuki INABA^{†a)}

あらまし 本論文では多周波ステップ ICW (Interrupted Continuous Wave) レーダによる多目標分離法を提案する。提案法では、近距離目標を対象とした新しい送信周波数シーケンスを用い、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た一次元超分解能法を用いることで二次元超分解能法に比べ少ない計算量にて、従来の up/down 掃引 FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 方式や 2 周波 CW 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を回避可能であり、更に 2 周波 CW 方式における原理的課題である複数の等速目標の距離分離が可能である。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 SN 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を示す。

キーワード レーダ, FMCW, 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り低コスト化が必要なレーダ装置において多く採用されている [2], [3]。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 (クラッタと呼ぶ) 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 [4]、及びスタガ PRI を用いた干渉波対策 [5] について提案している。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 $B = \frac{c}{2 \cdot \delta R}$ (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。このことは、送受信アナログ回路部のコスト高につながっている。

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。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、相対速度が 0 の目標の距離計測が困難 (受信系が I チャネル (In-phase channel) のみ備えている場合)、及び等速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) 環境となり距離 (位相差) 計測に誤作動が発生するという実用上深刻な問題が生じる。

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 [6]。この方法では、周波

[†] 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
Co., 5-1-1 Oohuna, Kamakura-shi, 247-8501 Japan
a) E-mail: tinaba@isl.melco.co.jp

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 掃引での検出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。

このような技術的背景をかんがみて本論文では、周波数占有帯域が狭く低コスト化が期待される 2 周波 CW 方式をもとに、CW 方式の課題回避のために先に提案した FMICW 方式と同様に送受信を切換パルス化する方式を採用する。送信波をパルス化することで、2 周波 CW 方式での等速複数目標の距離分離問題は、同一距離ゲート（ゲート幅はパルス幅に相当）内に限定され、誤作動発生の緩和が期待される。また、追尾中の目標に対しては、追尾フィルタの予測距離から同一距離ゲート内に等速複数目標が混在しそうな場合には、それらを集団として追尾するグループ追尾法（距離ゲートが離れたら再び別目標としての追尾に復帰）[7] 併用が有効であると思われる。しかし本論文では、レーダ信号処理の観点から瞬時計測データにおける前記多重波問題を克服するために、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) 方式を提案する。

提案法による送信周波数シーケンスは、2 周波 CW 方式の観測時間を周波数ステップ数に応じて長くするのではなく、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（2 周波 CW 方式での一つの周波数区間）のみを用いることを特徴としている。また、複数目標の距離・速度検出という多次元未知パラメータ推定問題に対し、従来と同様に計算の簡素なフーリエ変換にて目標相対速度検出が可能であり、検出された速度成分の周波数ステップ方向の信号に一次元超分解能法を適用することで、2 周波 CW 方式の課題である等速複数目標の距離分離を可能としている。

2. 2 周波 CW 方式の概要

提案する多周波ステップ ICW 方式の基本となる 2 周波 CW 方式について説明する。

2 周波 CW 方式は、極めて狭い周波数占有帯域で目標の距離・速度検出が可能なレーダ方式である。2 周

波 CW 方式では図 1 に示すように、送信周波数 f_1 と少しだけ周波数が離れた周波数 f_2 の CW 波をそれぞれ時間 T_c （総観測時間は $2T_c$ ）の間、時分割にて送信する。受信系では送信周波数 f_1 の区間は周波数 f_1 、周波数 f_2 の区間は周波数 f_2 のローカル信号でミクシングする。ミクシング後の出力信号は、送信周波数 f_1 と f_2 の差が僅少であるため、それぞれ、

$$B_{f_1}(t) = \exp \left\{ j \left[2\pi f_d \cdot t - \frac{4\pi f_1}{c} R \right] \right\} \quad (1)$$

$$B_{f_2}(t) = \exp \left\{ j \left[2\pi f_d \cdot t - \frac{4\pi f_2}{c} R \right] \right\} \quad (2)$$

と書かれる（1 目標時）[1], [4]。すなわち同じ目標からの受信信号は送信周波数 f_1 と f_2 の両区間で同じドップラー周波数 $f_d (\equiv f_{d,1} \cong f_{d,2})$ として観測される。このときの目標との相対速度 V は $V \equiv \frac{f_d \cdot c}{f_1} = \frac{f_d}{f_1} \lambda_1 (\cong \frac{f_d}{f_2} \lambda_2)$ である。周波数 f_1 、 f_2 の各区間でのサンプリングデータをそれぞれフーリエ変換（一般的に FFT (Fast Fourier Transform) が用いられる）し、フーリエ変換出力 $|F(n, k)|$ （変数 n は周波数 f_1 、 f_2 を、 $k = (0, 1, \dots, M-1)$ はフーリエ変換の周波数チャンネル番号を表す）の値がピークとなる周波数（周波数チャンネル番号 k ）から前記ドップラー周波数（すなわち目標相対速度 V ）が、また目標距離はその周波数成分の位相差 $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ を用いて、

$$R = \frac{c\Delta\varphi}{4\pi(f_2 - f_1)} \quad (3)$$

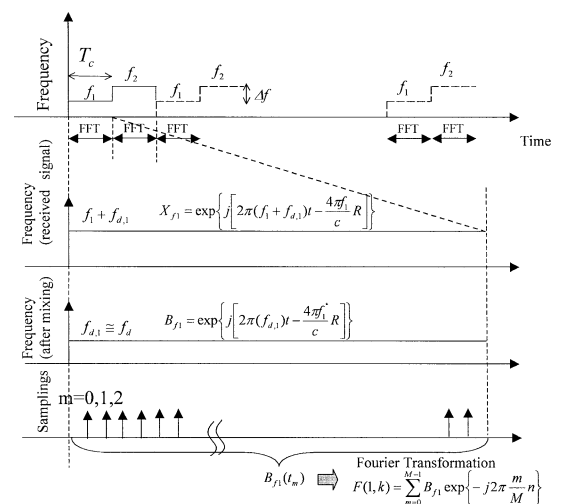


図 1 2 周波 CW の送受信タイミング
Fig. 1 Timing of frequency CW.

から求められる．このとき，距離アンビグイティが発生しないためには

$$\frac{4\pi(f_2 - f_1)}{c} R_{\max} < \pi \quad (4)$$

を満足する必要がある． R_{\max} が数百メートルのミリ波帯の近距離レーダを想定すると $\Delta f = f_2 - f_1$ はわずか数百 kHz である．このように 2 周波 CW 方式では狭い周波数占有帯域で目標距離・相対速度が得られるが，等速（式 (1)，(2) で f_d が同じ）の複数目標が存在する場合，多重波環境となりピーク周波数成分の位相差による測距法（式 (3)）では誤作動が生じるという原理的な問題がある．距離が近接する等速目標は各種実運用環境で比較的発生しやすい状況でありこの方式の課題である．また，低コスト化のために受信系を I チャンネルのみとした場合（式 (1)，(2) の実部，または虚部のみが得られる）には直流成分の位相検出が不可能であるため，相対速度 0 の目標の測距ができないという問題がある．なお，2 周波 CW 方式での（フーリエ変換による）速度分解能は，他の FMCW 方式などと同様に時間 T_c で決まり，

$$\delta V = \frac{\lambda}{2} \delta f = \frac{\lambda}{2T_c} \quad (5)$$

である．

3. 提案する多周波ステップ ICW 方式

本章では，受信系が簡素であり低コスト化が期待される 2 周波 CW 方式を拡張し，その課題である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 方式について提案する．多周波ステップ ICW レーダ方式は以下を基本とする．

① 図 2 (b) case 2 に示す送信周波数シーケンスを用いる（ここで，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処理する．

③ 通常は多周波ステップ ICW の送信周波数シーケンスの一部である 2 周波を用いて，2 周波 CW 方式により目標速度，距離を求める．

④ 同じ距離ゲート内に等速複数目標が存在しそうな場合には，上記通常的目標速度検出処理の出力を用いて一次元超分解能法にて目標距離推定を行う．

多周波ステップ ICW 方式は，基本原理が CW 方

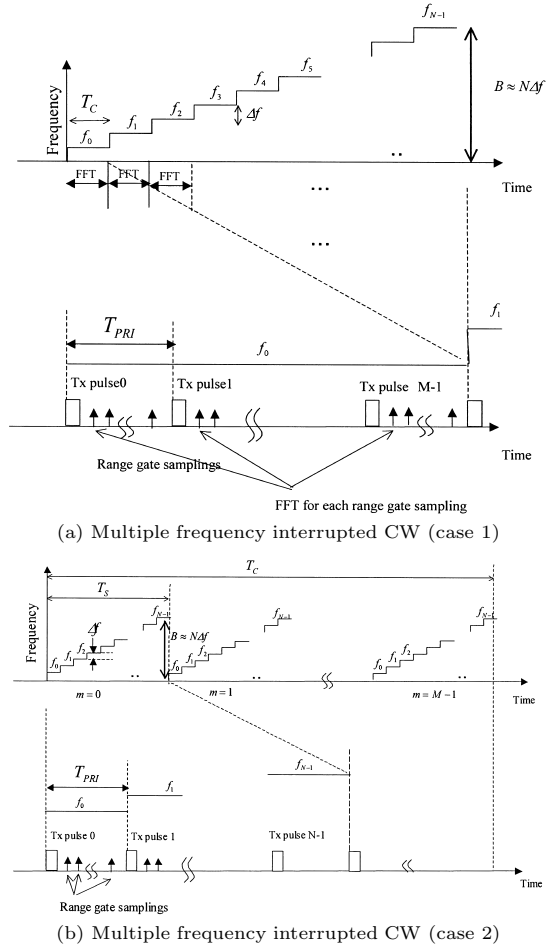


図 2 多周波ステップ ICW レーダの送受信タイミング
Fig. 2 Timing of multiple frequency interrupted CW.

式であるためパルスレーダに比べ比較的低速の信号処理で高距離分解能が得られる．また，パルス化されているために，既報告の FMCW 方式をパルス化した FMICW 方式 [4], [5] と同様に，送受のアイソレーション問題を回避可能であるとともに送受アンテナの共用化が可能となる．また，伝搬損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）の影響を回避可能である．すなわち CW レーダでは，送信波が連続波であるがゆえに，あるサンプリング時刻での受信信号にはあらゆる距離に存在する反射体からの反射波が含まれる可能性がある．近距離からの反射波電力は伝搬損が小さいため極めて大電力となり，遠距離小目標検出の障害（速度検出処理（FFT）のサイドロープからの影響）となる．一方，送

信号をパルス化することで、受信はパルス幅に相当する距離ゲート幅ごとにサンプリングし各距離ゲートごとに目標検出処理を行うことで距離ゲートの異なる目標の分離が可能であり、この効果だけでもかなりの誤検出改善が期待される。

多周波ステップ ICW 方式は 2 周波 CW 方式をパルス化し、かつ図 2 (b) case 2 に示すように多周波へ拡張することを特徴としている。更に、実用に即して考え上記③のようなシステムの工夫も取り入れている。以下、3.1 で多周波ステップ ICW レーダの基本となる送信周波数シーケンスについて説明し、3.2 では等速複数目標の距離分離法を提案する。

3.1 送信周波数シーケンス

パルス化したレーダにおいて距離アンビグイティが発生しないために、一つの送信パルスから次の送信パルスまで (パルス繰返し時間 T_{PRI} : Pulse Repetition Interval) に電波が往復するという条件から、

$$T_{PRI} \geq \frac{2R_{\max}}{c} \quad (6)$$

を満足する必要がある。ここで R_{\max} をレーダに要求される最大インストルメント距離と呼ぶ。一方、要求される速度分解能を δV とすれば、式 (5) から必要な観測時間 T_c は、

$$T_c \geq \frac{\lambda}{2\delta V} \quad (7)$$

となる。ここで、 λ は送信信号の波長であり、2 周波 CW 方式と同様に $\lambda \equiv \lambda_n = c/f_n (n = 0, 1, \dots, N - 1)$ が成り立つものとする。一つの周波数ステップ区間をこの時間幅 T_c とし、周波数をステップさせ周波数ステップ番号 N まで繰り返し増加させることを考える。このとき、所要観測時間は $T = N \cdot T_c$ となる。このときの送受信タイミング図を図 2 (a) case 1 に示す。Case 1 でも多周波化されているために、次節で説明するような等速複数目標の距離分離法の適用が可能であるが、case 1 の送信周波数シーケンスでは観測時間が長く (データレート低下) なり、ひいてはレーダシステムとしてのリアクションタイムの増加につながるという欠点がある。また、長い観測時間内での目標 RCS (radar cross section) の揺らぎや自レーダの位相雑音によりコヒーレント処理損が大きくなるという問題も発生する。

そこで本論文では、比較的近距离を対象とした送信周波数シーケンス (case 2) を用いることを提案する。Case 2 では、観測時間は上記の T_c のみである。観測

時間 T_c 内の総パルス数を N_0 とすると、

$$N_0 \leq \frac{T_c}{T_{PRI}} \quad (8)$$

となる。次に、レーダに要求される速度視野を $\pm V_{\max}$ とすると、

$$|V_{\max}| \leq \frac{\lambda}{4(T_c/M)} \quad (9)$$

を満足することが必要である。ここで M は要求速度視野を得るために必要な観測時間 T_c 内のデータサンプル数である。このとき、レーダに要求される最大インストルメント距離、速度分解能、速度視野によっては $N_0 > M$ とすることができる。このとき $T_s (\equiv T_c/M) > T_{PRI}$ でありその比を正数値 N とすると、

$$T_s \cong N \cdot T_{PRI} \quad (10)$$

とすることができる。この場合には、図 2 (b) の送信周波数シーケンス case 2 を採用することができる。比較的近距离を対象とした車載レーダなどではこれら条件を満足させることができるために、速度分解能を低下させることなく、かつ一つの観測区間 T_c のみにて多周波 CW 波の送信が可能である。正数値 N として選択可能な上限は、要求される最大インストルメント距離 R_{\max} と最大速度視野 V_{\max} に依存しており、

$$N \leq \frac{\lambda \cdot c}{8|V_{\max}| \cdot R_{\max}} \quad (11)$$

となる。

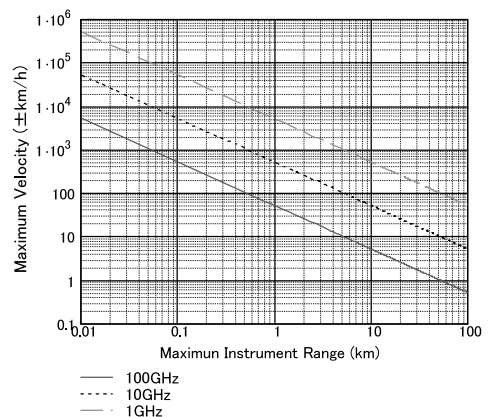


図 3 送信周波数シーケンス case 2 の使用可能な条件
Fig. 3 The conditions to make use of frequency sequence case 2.

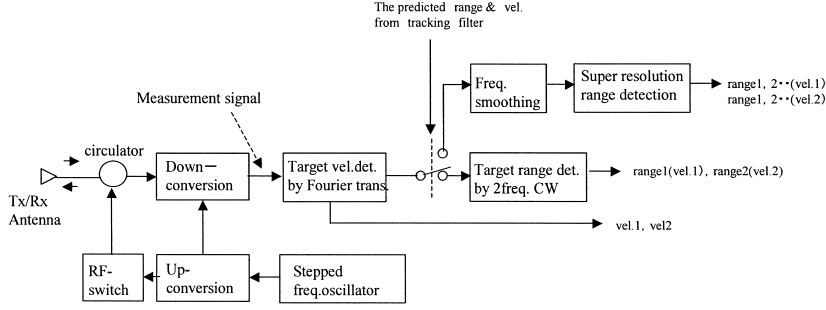


図 4 多周波ステップ ICW 方式のブロック図
Fig. 4 Schematic diagram of stepped multiple frequency interrupted CW.

例えば $N = 8$ とした場合における式 (11) の関係を図 3 に示している．図 3 の横軸は、最大インストルメント距離 R_{max} 、縦軸は最大速度視野 V_{max} である．また、実線、点線、破線はそれぞれ送信周波数が 100 GHz, 10 GHz, 1 GHz を表す．図 3 において、レーダに要求される最大インストルメント距離、最大速度視野が、それぞれの線より下の範囲であれば、case 2 の送信周波数シーケンスを用いることができる．

3.2 多周波ステップ ICW 方式における等速複数目標の距離分離法

図 2 (b) case 2 に示した送信周波数シーケンスを用いた多周波ステップ ICW 方式による等速複数目標の距離分離法について説明する．図 4 に構成ブロック図を示す．

図 4 において Stepped freq. oscillator 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 CW 波 $f_n (n = 0, 1, \dots, N - 1)$ を発生する機能を有し、それらを図 2 (b) に示すタイミングで T_{PRI} ごとに逐次切換出力する．RF-switch では、Stepped freq. Oscillator からの送信波をパルス化（パルス幅 T_W ）する．パルス化された送信波はサーキュレータを經由して送受信アンテナから空間に放射される．

多周波ステップ ICW 方式での計測信号（measurement signal）モデルを説明するにあたり、簡単のため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．振幅を 1 とすると送信波は、

$$T_n(t) = \exp [j (2\pi (f_n t) + \phi_n)] \quad (12)$$

と書かれる． ϕ_n は 2 周波 CW 方式と同様に任意の位相である．

目標にあたり反射した送信波は、目標までの往復時間に相当する時間遅延 τ の後、受信波として送受信ア

ンテナに入射する．

このとき、受信波は、

$$\begin{aligned} R_n(t) &= \exp [j (2\pi (f_n + f_{d,n}) t - 2\pi f_n \tau + \phi_n)] \\ &= \exp \left[j \left(2\pi (f_n + f_{d,n}) t - \frac{4\pi f_n}{c} R + \phi_n \right) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

と書かれる．ここでも簡単のため振幅を 1 とした．ここで $\lambda_n (\equiv c/f_n)$ とすると、 $f_{d,n} (= 2V/\lambda_n)$ 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．

この受信波は、サーキュレータを經由して、Down-conversion にて、Stepped freq. Oscillator からの送信波 $f_n (n = 0, 1, \dots, N - 1)$ とミクシングされ、目標が含まれる距離ゲート番号（すなわち時間遅延 τ ）での観測信号（measurement signal）として、

$$\begin{aligned} x_n(t) &= \exp \left[j \left(2\pi f_{d,n} t - \frac{4\pi f_n}{c} R \right) \right] \\ &= \exp \left[j \left(2\pi f_{d,t} t - \frac{4\pi f_n}{c} R \right) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

が得られる [1]．ここで 2 周波 CW 方式と同様に、送信周波数に対し各周波数ステップでの周波数 $f_n (= f_0 + n \cdot \Delta f) (n = 0, 1, \dots, N - 1)$ の差 Δf は十分小さく、各周波数ステップでのドップラー周波数は等しいとしている．

$$f_{d,n} (n = 0, 1, \dots, N - 1) \cong f_d \quad (15)$$

次に、送信をパルス化したときの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、

$$t_{n,m} = T_{PRI} n + T_{PRI} N \cdot m + \tau \quad (16)$$

であり、式 (14) 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、

$$\begin{aligned} x(n, m) &= \exp \left[j \left(2\pi f_d T_{PRI} (n + N \cdot m) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{4\pi f_n}{c} R + 2\pi f_d \tau \right) \right] \\ &= \exp \left[j \left(2\pi f_d T_{PRI} N \cdot m + \left(2\pi f_d T_{PRI} \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) \cdot n - \frac{4\pi f_0}{c} R + 2\pi f_d \tau \right) \right] \end{aligned} \quad (17)$$

と書かれる。同一距離ゲート内に複数目標が存在するときには、計測信号は式 (17) の線形和として書き表すことができる。

式 (17) から分かるように、 m 方向サンプリング信号の周波数から目標相対速度が得られ、 n 方向サンプリング信号の周波数は目標距離と相対速度の関数となることが分かる。式 (17) で示される計測信号に対し、二次元周波数分析手法として二次元 MUSIC [8]、二次元 ESPRIT/二次元ユニタリ ESPRIT、Capon などの超分解能法を適用することも可能である。

しかし前記したように多周波ステップ ICW 方式は、周波数ステップ番号 n を固定した m 方向サンプリング信号のフーリエ変換によりレーダに要求される所望の速度分解能と最大速度視野が得られる送信周波数シーケンスを用いることを特徴としている。これにより、フーリエ変換の分解能を超える距離分離を行うために、二次元超分解能法を適用する方法に比べ計算量を小さくすることを可能としている。以下、提案する信号処理構成を説明する。

(1) 目標相対速度検出処理 (Target velocity detection)

FMCW 方式では周波数が増加する周波数ステップ n 方向にフーリエ変換するが、提案法では、まず各 n 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 (17) を各 n に対し下式に示す m 方向のフーリエ変換処理を行う。

$$F(n, k) = \sum_{m=0}^{M-1} x(n, m) \exp \left[-2\pi j \left(\frac{m}{M} k \right) \right] \quad (18)$$

ここで、 $k (= 0, 1, \dots, M-1)$ は周波数チャンネル番

号である。式 (17) を式 (18) に代入した後の振幅値 $|F(n, k)|$ は、各周波数ステップ n において周波数チャンネル番号、

$$k_{peak} = f_d T_{PRI} M N \quad (19)$$

ではコヒーレント積分となりピークが得られる。

このように、式 (18) 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、目標ドップラー周波数が得られる。検出した番号 k_{peak} から目標相対速度 \hat{V} は、

$$\hat{V} = f_d \frac{\lambda}{2} = \frac{k_{peak}}{T_{PRI} M N} \frac{\lambda}{2} \quad (20)$$

から得られる。また、 k_{peak} となる周波数チャンネル出力は、

$$\begin{aligned} F(n, k_{peak}) &\cong \exp \left[j \left(\left(2\pi f_d T_{PRI} - \frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot n - \frac{4\pi \Delta f}{c} R + 2\pi f_d \tau \right) \right] \\ &= \exp \left[j \left(\left(2\pi \frac{k_{peak}}{M N} - \frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot n - \frac{4\pi \Delta f}{c} R + 2\pi f_d \tau \right) \right] \end{aligned} \quad (21)$$

となる。

なお、同じ距離ゲート内に複数の目標が存在する場合式 (17) 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 のフーリエ変換出力チャンネルの絶対値の和をとり、

$$G(k) = \sum_{n=0}^{N-1} |F(n, k)| \quad (22)$$

を検出しきい値処理のための入力値とする。

図 4 に構成を示した多周波ステップ ICW 方式では、追尾フィルタなどからの情報により、同じ距離ゲート内にフーリエ変換 (式 (18)) による速度分解能以下の速度差の複数目標が存在しないと判断される場合には、通常の 2 周波 CW 方式に基づき連続する二つの周波数ステップ (n と $n+1$) における検出周波数チャンネル k_{peak} の位相差から目標距離を求める。すなわち、 $F(n, k_{peak})$ を各周波数ステップの時間差に依存した検出周波数チャンネルの位相差を補正した、

$$\begin{aligned} H(n, k_{peak}) &= F(n, k_{peak}) \exp \left[-j \left(\left(2\pi \frac{k_{peak}}{M N} \right) \cdot n \right) \right] \\ &= \exp \left[j \left(\left(-\frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) \cdot n + 2\pi f_d \tau \right) \right] \end{aligned}$$

$$\equiv \exp [j\varphi(n, k_{peak})] \quad (23)$$

の位相 $\varphi(n, k_{peak})$ を求め、その位相差あるいは位相差の平均

$$R = \frac{1}{N-1} \frac{c}{4\pi\Delta f} \cdot \sum_{n=0}^{N-2} (\varphi(n, k_{peak}) - \varphi(n+1, k_{peak})) \quad (24)$$

から目標距離を求めることができる。

(2) 目標距離検出処理；周波数平均 (Frequency smoothing)

同一距離ゲート内に等速の複数目標が存在する可能性がある場合には、超分解能法を用いた目標距離検出処理を適用する。すなわちある距離ゲートで、式 (22) のしきい値処理にて周波数チャンネル k_{peak} がしきい値を超え目標検出が発生した場合、この距離ゲート幅と検出相対速度 (式 (20)) を中心とした速度分解能内に、事前情報 (追尾フィルタ情報, 他センサ情報など) から複数目標が存在する可能性が少しでも存在するときには、以下に示す目標相対速度検出処理でのフーリエ変換出力 $F(n, k)$ を用いた目標距離検出処理を適用する。

まず、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周波数平均を行うことが必要である。目標間の速度差は任意連続量であるため、周波数平均の入力は、フーリエ変換出力でのピーク周波数番号 k_{peak} チャンネルに限定せず本論文では周波数番号 k_{peak} とその前後 ± 1 チャンネルの合計 3 チャンネルのデータベクトル $F(n, k_{peak}-1), F(n, k_{peak}), F(n, k_{peak}+1)$ を用いることとする。

これらデータベクトルを列ベクトルとする行列 F に対し、列方向 (n 方向) の N_s 行からなるサブ行列として、

$$\begin{aligned} F_q &\equiv \text{submatrix}[F; n = q, q + N_s - 1, \\ &k = k_{peak} - 1, k_{peak} + 1] \\ &q = 0, \dots, N - N_s \in C^{N_s \times 3} \end{aligned} \quad (25)$$

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。

周波数平均とは、このサブ行列 F_q の部分相関行列の平均処理にて下記の相関行列 R を求める処理で

ある。

$$R \equiv \langle F_q F_q^H \rangle \in C^{N_s \times N_s} \quad (26)$$

ここで、 H は行列の複素転置、 $\langle * \rangle$ は q に関する平均操作を示す。

(3) 目標距離検出処理；超分解能距離推定 (Super resolution range detection)

超分解能法の一例として MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) 法を採用した時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。周波数ステップ幅 Δf を等間隔に限定した場合、より計算量の小さい ESPRIT を採用することも可能である。

MUSIC 法では、周波数平均後の相関行列 R (式 (26)) 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 $e_\alpha (\alpha = 1, \dots, N_s - L)$ からなる雑音空間 $E = [e_1, \dots, e_{N_s - L}]$ を求める。ここで、 L 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ステアリングベクトル $a(R)$ として式 (21) から

$$\begin{aligned} a(R) &\equiv \left[\exp \left[j \left\{ 2\pi \left(\left(2\pi \frac{k_{peak}}{MN} - \frac{2R}{c} \Delta f \right) n \right) \right\} \right] \right] \\ &\in C^{N_s \times 1} \end{aligned} \quad (27)$$

を用いる。ここで、 k_{peak} は目標速度検出処理により得られた周波数チャンネル番号であり式 (27) では既知量として取り扱うことができる。よって、ステアリングベクトル $a(R)$ に含まれる未知数は推定対象である距離 R のみである。MUSIC 法ではこのステアリングベクトル $a(R)$ と前記雑音空間 E を用いて、

$$MUSIC(R) = \frac{a^H(R)a(R)}{a^H(R)EE^H a(R)} \quad (28)$$

を評価関数として、着目する距離ゲート内でピークが得られる距離 R を目標距離推定値とする。等速の目標が複数個存在する場合には、式 (28) の評価関数に複数のピークが観測される。それらピークが得られる距離 R を距離推定値 \hat{R} とする。

以上説明した多周波ステップ ICW 方式では、1 回の観測時間 T_c のみの計測時間で等速多目標環境における目標距離・速度計測が可能であり、検出した各目

標相対速度に対して距離を求めているために、従来の FMCW で問題となる up 掃引と down 掃引での検出周波数のペアリング誤作動も回避可能である。なお、観測信号モデルとして式 (17) に示したように I, Q 複素信号を備える構成にて説明したが、I チャンネルのみ備える場合には、周波数符号アンビギュイティが発生するものの上記 (1) ~ (3) の手法が適用可能である。

4. 計算機シミュレーション

本計算機シミュレーションでは、図 2 (b) case 2 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を採用する。

- 送信周波数 f : 10 GHz (X バンド)
 - パルス繰返し周期 T_{PRI} : 64 μ s (最大インストルメント距離 = 9.6 km)
 - 周波数ステップ数 N : 8 (速度視野 = ± 52.7 km/h)
 - 周波数ステップのステップ周波数幅 Δf : 2 MHz
 - 占有帯域幅約 $B \cong N \cdot \Delta f$: 16 MHz (FMCW 方式において、ビート周波数分析にフーリエ変換を用いたときの距離分解能 $\delta R = 10.7$ m)
 - 観測時間内同一周波数の数 M : 256
 - 観測時間 T_c : 131 ms (観測時間の逆数に相当する速度分解能 $\delta V = 0.41$ km/h)
- 一方、目標数を 2 としてその諸元は、
- 着目する距離ゲート内等速目標数: 2
 - 第 1 目標の相対速度 V_1 : 0 ~ V_{\max} の間の一様分布
 - 第 1 目標の距離 R_1 : 500 ~ 500 + δR の間で一様分布
 - 第 1 と第 2 目標の電力比 S_1/S_2 : 0, または 10 dB
 - 第 2 目標の距離 R_2 : $R_1 + \delta R/2$, または $R_1 + \delta R$
 - 第 2 目標の相対速度 V_2 : $V_1 \pm \delta V/2$
 - 第 2 目標の観測信号 S_2/N : -3, -6, -9, -12 dB の 5 種とした。

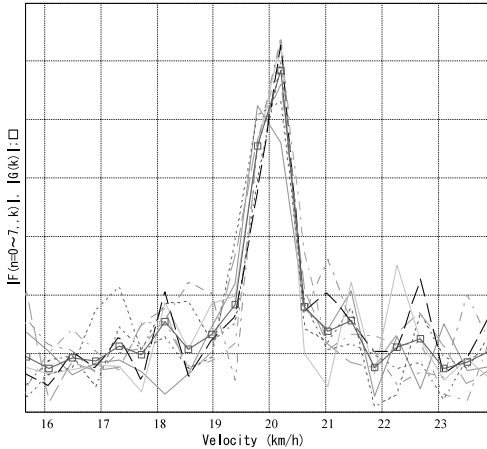
2 周波 CW では式 (4) を満足することが必要であるが、多周波ステップ ICW 方式ではパルス化し受信を距離ゲートごとの処理としているためにアンビギュイティ問題が緩和される。そこでアンビギュイティが発生しない範囲で可能となる大きな周波数ステップ幅 Δf を用いることで距離分離性能を向上させることとする。上記 $\Delta f = 2$ MHz の場合、式 (3) から距離の

折返しは 37.5 m である。よってパルス幅 (距離ゲート幅) はこの値より小さければ上記 $\Delta f = 2$ MHz でアンビギュイティは発生しない。

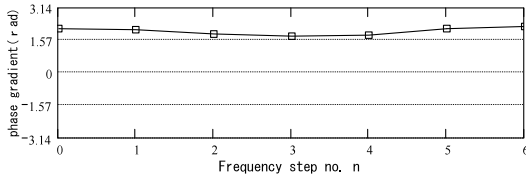
まず、着目する距離ゲート内に 1 目標 ($R_1 = 500$ m, $V_1 = 20$ km/h, $S/N = -6$ dB) のみ存在する場合と、2 目標 ($R_1 = 500$ m, $R_2 = R_1 + \delta R/2$, $V_1 = 20$ km/h, $V_2 = V_1 + \delta V/2$, $S_1/S_2 = 0$ dB, $S_2/N = -6$ dB) が存在する場合における処理例をそれぞれ図 5 (a),(b),(c), 図 6 (a),(b),(c) に示す。各図において (a) は、各周波数ステップにおける目標相対速度検出処理であるフーリエ変換出力の各周波数チャンネルの振幅 $|F(n, k)|$ とその和 $G(k)$ (□ 印), (b) はピークが得られた周波数チャンネル番号 k_{peak} における周波数ステップ方向の位相こう配 $\varphi(n, k_{peak}) - \varphi(n+1, k_{peak})$, 及び (c) は $F(n, k_{peak}-1)$, $F(n, k_{peak})$, $F(n, k_{peak}+1)$ を入力とした MUSIC スペクトルを示している。図 5 (a) から、20 km/h 近傍にピークが得られている。しかし、周波数ステップ番号 n によっては、ピーク位置が異なる状況も発生していることが分かる。一方、位相こう配はほぼ安定した一定値が得られ、式 (22) を用いて 2 周波 CW 原理にて目標距離を求めることができる。 $F(n, k_{peak}-1)$, $F(n, k_{peak})$, $F(n, k_{peak}+1)$ を入力とした MUSIC スペクトルでは、入力 $S/N = -6$ dB という低 SN 比であるにもかかわらず、目標距離に鋭いピークが得られることが分かる。

なお、図 6, 及び後の図 7 のシミュレーションでは、目標数が 2 の場合においてもそれらの速度差がフーリエ変換による分解能以下としているために、ここでは $G(k)$ に対する特別なしきい値処理は省略し、 $G(k)$ の値がピークとなる周波数チャンネル番号 k_{peak} を選択するという方法とした。更に、 $M = 256$ 点のフーリエ変換による SN 比向上として $24 (= 10 \log(256))$ dB が期待されるため、入力 SN 比が -12 dB (図 7 における最悪ケース) の場合でも、フーリエ変換出力では $S/N = 12$ dB が期待され、検出したピークが雑音である確率 (誤検出率) は十分に小さいものである [9]。

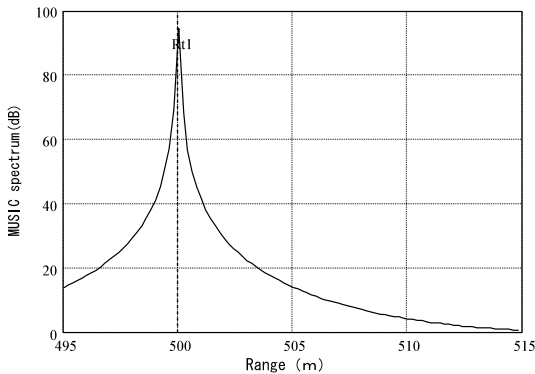
一方、図 6 は第 1 目標と第 2 目標の相対速度差と距離差が、それぞれ速度分解能と距離分解能の 1/2 という僅少差の場合の結果である。図 6 (a) から、目標が 2 目標であるにもかかわらず速度差が小さいため図 5 (a) とほぼ同様に 20.2 km/h の周波数チャンネルにピークが一つだけ得られている。また図 6 (b) から位相こう配もほぼ一定値が観測されるが、この位相こう配値は、目標 1, 2 のいずれでもない誤った距離に相当するも



(a) Outputs of Fourier trans. for each frequency step n



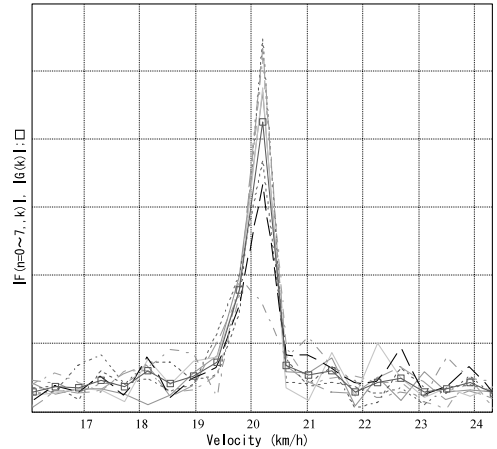
(b) The phase gradient of k_{peak} channel



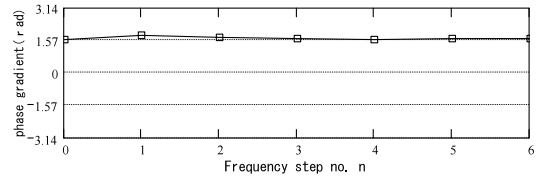
(c) MUSIC spectrum

図 5 1 目標時の目標相対速度検出力及び MUSIC スペクトル

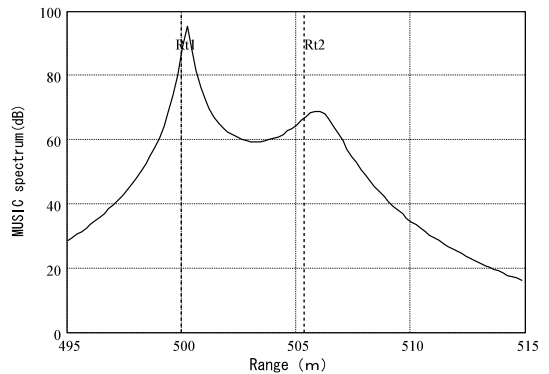
Fig. 5 Outputs of Fourier trans. and MUSIC spectrum (single target).



(a) Outputs of Fourier trans. for each frequency step n



(b) The phase gradient of k_{peak} channel



(c) MUSIC spectrum

図 6 2 目標時の目標相対速度検出力及び MUSIC スペクトル

Fig. 6 Outputs of Fourier trans. and MUSIC spectrum (2 targets).

のである。一方、図 6(c) の MUSIC スペクトルでは、入力 $S/N = -6$ dB という低 SN 比であるにもかかわらず、距離分解能の $1/2$ (≒ 約 5 m) という近接した 2 目標の距離分離が可能であることが分かる。なお、以下同様であるが周波数平均は Forward/Backward 平均を用いた。

次に、前記した 2 目標パラメータ値において、図 6(c) に相当する MUSIC スペクトルのピーク検出の統計的

評価結果を図 7 に示す。図 7(a) は、 $S_1/S_2 = 0$ dB の場合 (すなわち同じ受信信号電力の 2 目標が存在する場合)、 S_2/N (目標素帯速度検出処理前の目標 2 電力対雑音電力比) を横軸パラメータとし、縦軸は各目標の距離推定値 \hat{R}_1, \hat{R}_2 の誤差標準偏差値 (RMSE) を距離分解能 δR で規格化した値である。図 7 の RMSE 値は各 100 回の試行により求めた。2 目標の距離差は $\delta R/2$ と δR の 2 ケースについて評価した。図 7 で例

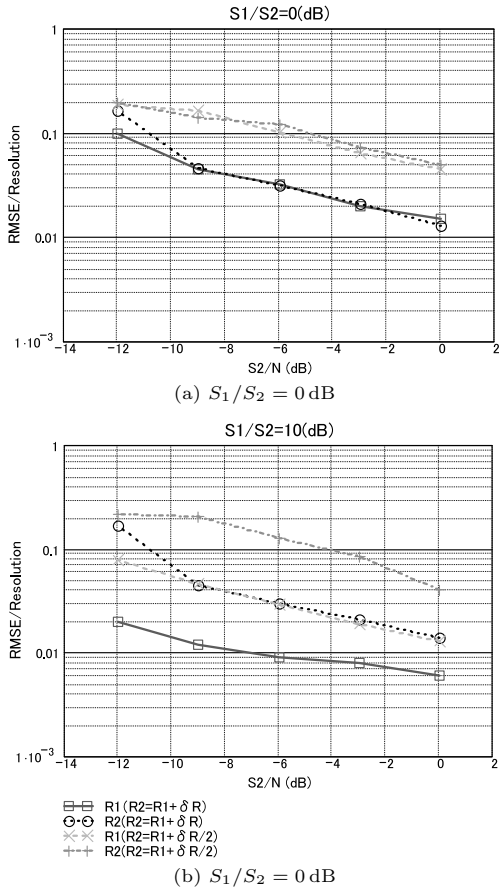


図7 フーリエ変換出力ピーク $ch \pm 1ch$ を用いた MUSIC 法による 2 目標距離分離評価結果

Fig. 7 Results of range estimation using FFT peak $ch \pm 1ch$ by MUSIC.

例えば縦軸値が 0.1 とは RMSE 値が $0.1\delta R = 1.07$ m であることを示している。

なお通常の FMCW 方式で 1 m の分解能を得るためには 150 MHz の周波数占有帯域が必要である。

図 7(a) から距離差が δR の場合に比べ $\delta R/2$ では、RMSE 値が約 3~4 倍に増加する。また、距離差が $\delta R/2$ のときに RMSE 値が $0.1\delta R$ となるための計測信号の S_2/N は -6 dB であった。一方図 7(b) は $S_1/S_2 = 10$ dB の場合であり、大きな第 1 目標の近傍に小さい第 2 目標 ($S_2/N = 0$ dB) が存在する場合の結果である。第 2 目標の距離推定 RMSE 値は悪化するが、第 1 目標は SN 比が良いため誤差が小さく、ほぼ図 7(a) と同様の RMSE 値が得られた。

なお、図 7 において $S_2/N = -12$ dB 以外は右下

りの直線 (ほぼ $(S/N)^{-1/2}$ 比例) に適合する傾向を示しているが、 $S_2/N = -12$ dB では直線からずれる値となっている。これは処理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。入力 SN 比が小さく MUSIC スペクトルが単一峰に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 スペクトルが単一峰となることがしばしば発生する $S_2/N = -12$ dB は目標分離が困難な条件であると判断することができる。

5. む す び

本論文では多周波ステップ ICW レーダを提案した。提案法による送受信シーケンスを用いることで、up/down 掃引を用いる従来の FMCW 方式や 2 周波 CW 方式に比べ短い観測時間と、FMCW 方式に比べ比較的少ない送信周波数占有帯域にて目標相対速度・距離が得られることを説明した。また、FMCW 方式でのペアリング誤作動問題や 2 周波 CW 方式での課題である等速複数目標が存在する場合の距離分離問題に対し、目標相対速度検出結果を入力とした次元超分解能法を用いることで次元超分解能法に比べ少ない計算量にて等速複数目標の距離分離を可能とすることを示した。更に、計算機シミュレーションにて、フーリエ変換を用いた FMCW 方式で得られる距離分解能 δR の $1/2$ という距離差の 2 目標に対し、それらの入力 SN 比が -6 dB という低 SN 比条件下においても距離推定 RMSE 値として $0.1\delta R$ が得られることを示した。今後、実際のハードウェアを試作し実験を行うことが課題である。

文 献

- [1] M. I. Skolnik, Introduction to Radar System, McGraw-Hill, New York, 1962.
- [2] 大機智洋, 田野倉保雄, “クルマで覗き始める電子の「眼」, カメラとミリ波レーダ, 目指すは全車標準装備,” 日経エレクトロニクス, 2003.8.4, pp.57-68, Aug. 2003.
- [3] 堀松哲夫, 一津屋正樹, “実用化を迎えたミリ波レーダシステム,” 信学誌, vol.87, no.9, pp.756-759, Sept. 2004.
- [4] 稲葉敬之, 平井俊之, “FMICW 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.
- [5] 稲葉敬之, “FMICW 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.
- [6] M. Marc-Michael and R. Hermann, “Combination of LFCM and FSK modulation principles for automotive radar systems,” German Radar Symposium, GSR2000, pp.155-159, Berlin, Oct. 2000.

- [7] 木林知子, 系 正義, 平井俊之, “目標間の相対位置を保持するグループ追尾方式” 信学技報, SANE2004-15, May 2004.
 - [8] R.O. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
 - [9] S.A. Hovanessian, Radar system design and analysis, Artech House, MA, 1984.
- (平成 17 年 7 月 12 日受付, 9 月 16 日再受付)



稲葉 敬之 (正員)

昭 56 東工大・理・物理卒・昭 58 同大
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。
現在, 同社情報技術総合研究所に勤務。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に従事。