

等価時間サンプリング符号変調 CW 方式の提案

秋田 学^{†a)} 新田 大輔[†] 渡辺 優人[†] 稲葉 敬之[†]

A Signal Processing of Phase Coded CW Radar Using Equivalent Time Sampling

Manabu AKITA^{†a)}, Daisuke NITTA[†], Masato WATANABE[†], and Takayuki INABA[†]

あらまし レーダの変調方式において PN 符号を用いた符号変調 CW 方式は、高距離分解能化が可能であるが、その距離分解能は PN 符号のチップ幅に依存するため、高距離分解能化のためには高速の A/D 変換器が必要となる。本論文では、等価時間サンプリング方式と符号変調 CW 方式を組み合わせた方式を実用的な A/D 変換器を用いて高分解能が得られる手段として提案する。また、A/D 変換器の追加に伴うハードウェア的負荷が許容されるとき、検出された目標速度を用いて距離推定の前にドップラ補償を行うことで、ドップラの影響によるサイドローブ特性の劣化を抑制する手法を提案する。後者の手法ではまた、目標に対応する疑似信号を生成し、受信信号に対して減算することで、検出できる目標電力の下限値が信号の最大電力から符号数に依存する電力差に限られる課題及び弱信号に強信号のメインローブが重畳し弱信号の検出が困難となる課題の解決を図る。

キーワード レーダ, 符号変調 CW 方式, PN 符号, 等価時間サンプリング

1. ま え が き

近年 79GHz 帯のように広帯域 (3GHz) が割り当てられ、この広帯域な周波数を活用することで高分解能を備えるレーダの研究開発が進められている。現在、ITS 産業分野で一般的に用いられているレーダ変調方式として、低速の信号処理でかつ高い距離分解能が得られる FMCW 方式があげられる [1]。FMCW 方式における up 掃引と down 掃引のビート信号にはそれぞれ目標の距離と速度の情報が重畳して含まれ、複数目標環境下ではベアリングの課題 [2], [3] があり、追尾フィルタ [4] などの処理で対処している。

これに対し、PN 符号を用いた符号変調 CW (Continuous Wave) 方式 [5], [6] は、ベアリングなく、チップ幅に依存した距離分解能が得られる方式であるが、高距離分解能化のためには、数 GHz のサンプリングレートとレーダに必要なダイナミックレンジ (bit 数) を備える A/D 変換器が必要となり、極めて高価であり開発上の課題となる。

一定周期で繰り返される広帯域な信号を実用的な A/D 変換器 (サンプリング周波数が数 MHz 程度以下) を用いて、受信する手段として、受信信号をディザリング (等価時間サンプリング (Equivalent Time Sampling (ETS))) する方法が知られている。等価時間サンプリング方式は、観測時間内のサンプリング点数の減少により、その信号処理で得られる S/N (Signal to Noise ratio) 改善能力は低いが、S/N が良好な環境においては、低いサンプリングレートにて高分解能が得られる方式である [7]。この等価時間サンプリング方式と符号変調 CW 方式を組み合わせた方式 (本論文では、提案法 (a) と呼ぶこととする) が実用的な A/D 変換器で高分解能を得る一つ的手段として考えられる。

本論文では、もう 1 台の A/D 変換器 (サンプリング周波数は上記の A/D 変換器と同程度) の追加に伴うハードウェア的負荷が許容されるとき、PN 符号を用いた符号変調 CW 方式の課題 ((1) 距離推定において、ピークサイドローブレベル (Peak Sidelobe Level (PSL)) が符号長によって決まるので、最大受信電力から検出できる目標電力の下限値が決められる [5], [6]。 (2) 弱信号と近い距離に強信号が存在する場合、弱信号に強信号のメインローブが重畳し、弱信号の検出が困難となる。 (3) 目標のドップラの影響により、PSL が符号数に依存する電力差よりも劣化する [8]。詳細

[†] 電気通信大学大学院情報理工学系研究科, 調布市
Graduate School of Electro-Communications, The University of Electro-Communications, 1-5-1 Choufugaoka, Choufu-shi, 182-8585 Japan

a) E-mail: akita.manabu@uec.ac.jp

は 2.2.1 で述べる) と等価時間サンプリングによる S/N 改善能力の低下に対処する方式 (本論文では, 提案法 (b) と呼ぶこととする) を提案する.

本論文では, 2. にて, 提案法 (a) について受信信号及び信号処理を定式化によって示す. また, 2 台の A/D 変換器を用いて PN 符号を用いた符号変調 CW 方式のもつ課題の解決を図る提案法 (b) の受信信号及び信号処理を定式化によって示す. 3. では, 提案法の基本的な性能を示すために, 移動 1 目標環境, 及び等速複数目標環境下における実験結果, FMCW 方式との比較として異速 2 目標環境下での基礎実験結果を示す. 4. で本論文における結論を述べる.

2. 等価時間サンプリング符号変調 CW 方式

2.1 提案法 (a)

2.1.1 提案法 (a) の概要

本章では, 提案法 (a) の送信信号・受信信号及び信号処理について述べる. 提案法 (a) は以下を基本とする.

- ① 図 1 に示すように送信波として PN 符号にて符号変調された符号変調 CW を採用する.

- ② 図 1 に示すように, 符号数 N , チップ幅 T_w の PN 符号を M 回繰り返して送信し, 等価時間サンプリングより符号長 (繰り返し周期) より 1 チップ長いサンプリング周期にて符号方向の受信信号のサンプル (サンプル番号 sn) を取得する. 信号処理において複素信号を扱うため, A/D 変換器の前には IQ 検波器を有し, I 信号, Q 信号をそれぞれ A/D 変換を行う (後述の提案法 (b) についても同様である).

- ③ 図 2 に示すように時間遅延サンプル k ($= 0, 1, \dots, N-1$) ごとの受信信号に対して, 送信信号を符号長より 1 チップ長いサンプリング周期にてサンプリングした信号を参照関数として, 複素共役積をとることにより PN 符号の符号補正を行う.

- ④ 符号補正後の受信信号に存在するドップラ周波数を sn 方向フーリエ変換で推定することで目標の速度と距離が紐付して検出される.

等価時間サンプリング符号変調 CW 方式は, $N \cdot T_w$ の周期で M 回繰り返される符号変調 CW をチップ幅 T_w よりも 1 チップ長いサンプリング周期 $(N+1)T_w$

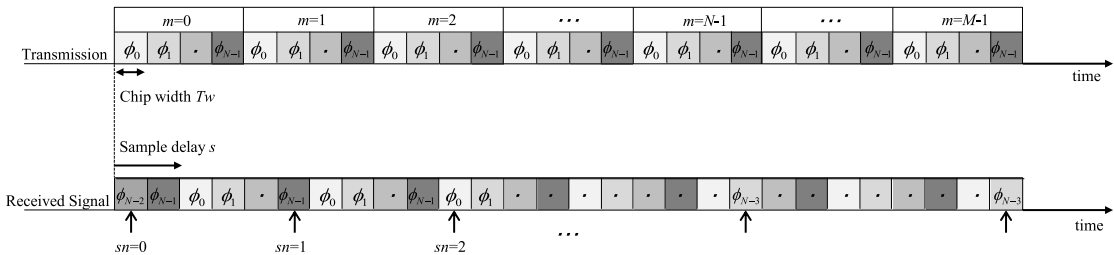


図 1 提案法 (a) におけるサンプリングタイミング (図中の矢印はサンプリングタイミングを示す. 図は例として $s = 2$ のとき)

Fig. 1 Transmission sequence and sampling timing of the method (a). The arrows in the figure indicates the sampling timing.

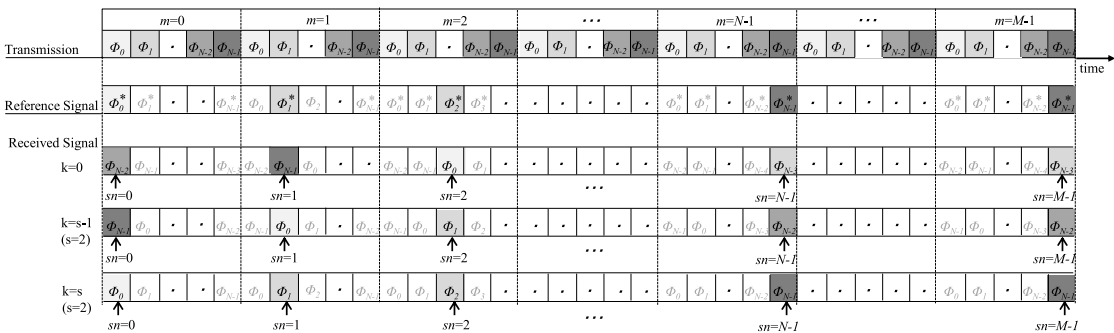


図 2 提案法 (a) の時間遅延サンプル k ごとに得られる sn 方向の受信信号

Fig. 2 Received signals obtained at each time delay sample in the method (a).

にて A/D 変換することで、サンプリングレートの低速化が可能となる。以下、提案法 (a) の送信信号・受信信号の定式化、目標の相対速度と距離の推定法について述べる。

2.1.2 提案法 (a) における信号処理

提案法 (a) は図 1 に示すように、PN 符号にて符号変調された CW 信号を繰り返し送信する。このとき、符号数を N ($n = 0, 1, \dots, N-1$) とすると送信波は以下の式で表される。

$$Tx(t) = \exp[j(2\pi f_c t + \varphi)] \exp[j\phi_n] \left(n = \left\lfloor \frac{\text{mod}(t, T_w \cdot N)}{T_w} \right\rfloor \right) \quad (1)$$

ここで、 f_c は搬送波周波数、 ϕ_n は PN 符号の変調符号項、 φ は n に依存しない初期位相項を表す。ここで $\text{mod}(x, y)$ は、 x を y で除算したときの剰余、 $[x]$ は x の整数部を表す。また、この送信波に対して、受信波はドップラシフト及び時間遅延 τ の影響を受けて、

$$Rx(t, n) = \exp[j(2\pi(f_c + f_d)t - 2\pi f_c \tau + \varphi)] \exp[j\phi_{n-s}] = \exp\left[j(2\pi(f_c + f_d)t - \frac{4\pi f_c}{c} R + \varphi)\right] \exp[j\phi_{n-s}] \quad (2)$$

と表される。ここで、ドップラ周波数 $f_d = 2v f_c / c$ 、 v は目標相対速度、 c は光速である。また、 s は時間遅延量であり、目標距離を R とすると以下の式にて与えられる。

$$T_w s \cong \tau = \frac{2R}{c} \quad (3)$$

この受信波は搬送波周波数 f_c にてミキシングされ、ベースバンド信号に変換され、受信信号として

$$x(t, n) = \exp\left[j\left(2\pi f_d t - \frac{4\pi f_c}{c} R\right)\right] \exp[j\phi_{n-s}] \quad (4)$$

が得られる。

提案法 (a) は、図 2 に示すように A/D サンプリングの取得タイミングを $T_w(N+1)$ 遅延させた受信信号を、時間遅延サンプル k ($= 0, 1, \dots, N-1$) ごとに得られる sn 方向の受信信号を用いて、相対速度 v 及び距離 R の推定を行う。サンプル番号 sn と等価時間サンプリングにおける実時間 $t_{sn,k}$ を以下式にて定義する。

$$t_{sn,k} = T_w(N+1)(sn+k) \quad (5)$$

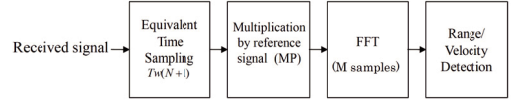


図 3 提案法 (a) の距離と速度推定までの信号処理フロー
Fig. 3 Signal processing flow of range/velocity estimation of the method (a).

よって、等価時間サンプリング後の時間遅延サンプル k ごとの n 方向の受信信号 $x_{ETS}(sn, k)$ は

$$x_{ETS}(sn, k) = \exp\left[j\left(2\pi f_d T_w(N+1)(sn+k) - \frac{4\pi f_c}{c} R\right)\right] \cdot \exp[j\phi_{n+k-s}] \quad (6)$$

$(n = \text{mod}(sn, N))$

と記述される。以下、図 3 に示す信号処理フローに従い、目標速度と距離推定法について述べる。等価時間サンプリング後の受信信号 $x_{ETS}(sn, k)$ に対して、時間遅延サンプル k ごとに PN 符号 ϕ_n を参照関数として複素共役積にて符号補正を行う。

$$X(sn, k) = x_{ETS}(sn, k) \cdot \exp[j\phi_n]^* = \begin{cases} \exp\left[j\left(2\pi f_d T_w(N+1)(sn+k) - \frac{4\pi f_c}{c} R\right)\right] \cdot \exp[j(\phi_{n+k-s} - \phi_n)] & (k \neq s) \\ \exp\left[j\left(2\pi f_d T_w(N+1)(sn+k) - \frac{4\pi f_c}{c} R\right)\right] & (k = s) \end{cases} \quad (7)$$

ここで、式 (7) 中の $*$ は複素共役を示す。図 2 に示すように、時間遅延量 s と時間遅延サンプル k が一致する場合、式 (7) より参照関数の複素共役積後の受信信号の sn 方向の位相勾配はドップラ周波数 f_d のみに依存する関数となる。符号補正後の時間遅延 k ごとの受信信号に対して sn 方向フーリエ変換によりドップラ周波数 f_d が求められる。

$$F(l, k) = \sum_{sn=0}^{M_0-1} X(sn, k) \exp\left(-2\pi j \frac{sn}{M_0} l\right) \quad (8)$$

$$\left(M_0 = M - \frac{M}{N}\right)$$

ここで、 l ($= 0, 1, \dots, M_0 - 1$) 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) に代入後の振幅値 $|F(l, k)|$ は

$$l_{peak} \cong f_d T_w (N+1) M_0 \quad (9)$$

のとき、ピークが得られる。よって、符号補正後の時間遅延サンプル k ごとの受信信号に対するフーリエ変換の出力振幅値がピークとなる周波数番号 l_{peak} と時間遅延サンプル k_{peak} を検出することにより、目標の距離と相対速度が

$$\hat{V} = f_d \frac{\lambda}{2} = \frac{l_{peak}}{T_w(N+1)M_0} \frac{\lambda}{2} \quad (10)$$

$$\hat{R} = \frac{c T_w}{2} k_{peak} \quad (11)$$

と紐付されて求められる。

2.1.3 提案法 (a) の課題

以上より、提案法 (a) の利点として低速のサンプリングレートにてチップ幅 T_w に相当する高距離分解能が得られる。一方で、本方式は目標検出に関して、まがきでも述べたように、PN 符号を用いた符号変調 CW 方式に伴う以下に示す三つの課題を有する。

- ・ PN 符号を用いた符号変調 CW 方式の PSL の下限値は、符号数 N に依存する $20 \log N$ [dB] で与えられるため、検知できる目標の電力が最大電力をもつ目標から $20 \log N$ [dB] までに限られる。このため、弱信号の検出には、長い符号長が必要となるが、サンプリング周期は $(N+1)T_w$ であるため、符号長 N が増えるとサンプリング周期が長くなるため、観測時間当たりのサンプリング点数が減少する。信号処理利得は、式 (8) における $10 \log$ (サンプリング点数) [dB] であるため [8]、サンプリング点数の低下に伴い信号処理利得が低下し、S/N 比が低下する (課題 1)。

- ・ 弱信号と近い距離に強信号が存在する場合 (例えば送信アンテナからの直接波のある環境において、近距離にレーダ反射面積 (Radar Cross Section, RCS) の小さい目標が存在する場合)、弱信号に強信号のメインローブが重畳し、弱信号の検出が困難となる (課題 2)。

- ・ 式 (7) から示されるように、符号の位相遅延量 s と一致する信号成分以外に符号の位相遅延量 s と時間遅延サンプル k が一致しない信号成分が存在するとき、その信号成分が雑音となるため、PSL が劣化する (課題 3)。例として、送信アンテナからの直接波とドップラをもつ目標が存在する場合、式 (7) に示すように符号補正後の信号は目標と直接波 ($f_d = 0$) の線形和と

なる。直接波に対する時間遅延量を s_0 、目標に対する時間遅延量を s_1 (s_1 は符号補正により消去される) とすると、

$$\begin{aligned} X(sn, k) &= x_{ETS}(sn, k) \cdot \exp[j\phi_n]^* \\ &= A_0 \exp\left[-\frac{4\pi j f_c}{c} R_0\right] \cdot \exp[j(\phi_{n+k-s_0} - \phi_n)] \\ &\quad + A_1 \exp\left[j\left(2\pi f_d T_w (N+1)(sn+k) - \frac{4\pi f_c}{c} R_1\right)\right] \end{aligned} \quad (12)$$

となり、式 (12) の第一項 (直接波の信号成分) が目標の信号成分に対して雑音となる。ここで、 A_0 と A_1 はそれぞれ A/D 変換器で受信時の直接波の振幅及び目標の振幅である。提案法 (a) における PSL は、符号長で決められる $20 \log$ (符号長) と上記雑音を含んだ信号処理後の S/N の小さい方となる。

2.2 提案法 (b)

2.2.1 提案法 (b) の概要

PN 符号を用いた符号変調 CW 方式における 2.1.3 で述べた課題 1 及び課題 2 について、近距離レーダのように送受信を切り替えないレーダの場合、一般的に最大電力となる信号は、送信アンテナから受信アンテナへの直接波である。送信アンテナから受信アンテナへの直接波による影響は、ハードウェアの小型化が求められる ITS 産業分野 (車載レーダ等) での応用においては、送受信アンテナ間のアイソレーションの確保の困難さが想定されるため対処せざるを得ない課題である。また、PN 符号を用いた符号変調 CW 方式では課題 3 の受信波に含まれるドップラの影響により、PSL が符号数に依存する電力差よりも劣化する。これに対して、2 種類の PN 符号による符号変調 CW を用いるドップラ補償法が過去に報告されているが、ドップラ補償用に 2 種類の送信波形を必要とするため観測時間が増大するという課題がある [9]。

本章では、2 台の A/D 変換器を用いて上記の PN 符号を用いた符号変調 CW 方式の課題と等価時間サンプリングによる S/N 改善能力の低下に対処する提案法 (b) の受信信号及び信号処理を定式化によって示す。提案法 (b) における信号処理は以下のとおりである。

- ① 送受信信号は、提案法 (a) と同様に PN 符号にて符号変調された符号変調 CW を採用する。
- ② 新たに速度検出用に A/D 変換器を追加し、図 4 に示すように同一符号をサンプリングする。サンプリング

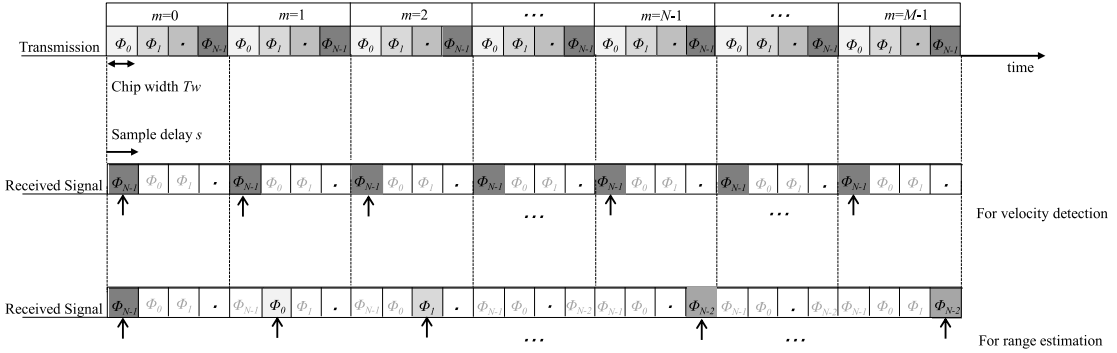


図 4 提案法 (b) における速度推定用及び距離推定用サンプリングタイミング (図中の矢印はサンプリングタイミングを示す. 図は例として $s = 1$ のとき)

Fig. 4 Transmission sequence and sampling timing of the method (b). The arrows in the figure indicates the sampling timing.

リング後のデータに対し、フーリエ変換による速度推定を行う。

- ③ ドップラシフトによる PSL の劣化の抑制のため、速度検出用サンプリングにて検出された目標推定速度を用いて距離推定 (相関処理) の前にドップラ補償を行う。
- ④ 図 4 に示すように、符号長 (繰り返し周期) より 1 チップ長いサンプリング周期にて符号方向の受信信号のサンプルを取得する。変調符号 ϕ_n を参照関数とする相関処理にて目標距離を推定する

- ⑤ 検出できる目標電力の下限値が符号長に依存する課題に対して、CA 法 [10] の概念に基づき、速度、距離、複素振幅の検出信号をもとに、最大電力の目標の疑似信号を生成し、受信信号から減算する。電力の大きい目標から順に検出と減算処理を繰り返す。

以下、提案法 (b) における送信信号・受信信号の定式化及び相対速度・距離推定法について示す。

2.2.2 提案法 (b) における信号処理

提案法 (b) においても、提案法 (a) と同様に図 4 に示す PN 符号にて符号変調された CW 信号が繰り返し送信される。新たに速度検出用として、同一符号周期 $T_w \cdot N$ で $M_v (= M)$ 点 ($m_v = 0, 1, \dots, N-1, \dots, M_v-1$) サンプリングを行う。このとき、サンプリング後の受信信号 x_v は

$$x_v(m_v) = \begin{cases} \exp[2\pi j(f_d \cdot T_w \cdot N \cdot m_v)] \exp[j(\phi_{N-s})] & (s \neq 0) \\ \exp[2\pi j(f_d \cdot T_w \cdot N \cdot m_v)] \exp[j(\phi_0)] & (s = 0) \end{cases} \quad (13)$$

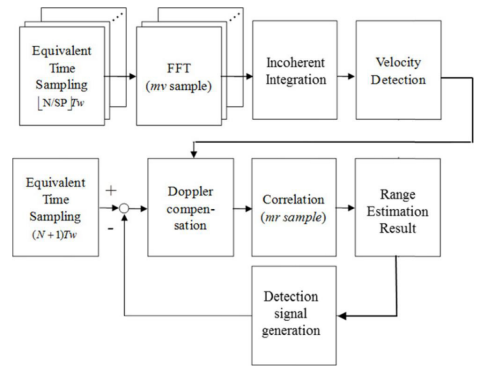


図 5 提案法 (b) における信号処理フロー
Fig. 5 Signal processing flow of range/velocity estimation of the method (b).

距離推定には提案法 (a) と同様に、サンプリング周期 $(N+1)T_w$ で M_r 点 ($\neq M$) ($m_r = 0, 1, \dots, N-1, \dots, M_r-1$) 等価時間サンプリングにて取得される以下の式に示す受信信号を用いる。

$$x_r(m_r) = \exp\left[j\left(2\pi f_d T_w (N+1)m_r - \frac{4\pi f_c R}{c}\right)\right] \cdot \exp[j\phi_{n-s}] \quad (14)$$

$$(n = \text{mod}(m_r, N))$$

式 (14) から、ドップラ周波数 f_d による位相回転が補償されると、目標距離 R における時間遅延による符号変調 ϕ_n の位相回転のみに依存する関数であることが分かる。図 5 に示す信号処理フローに従い、目標速度と距離の推定法について述べる。まず、サンプリング周期 $T_w \cdot N$ の速度検出用サンプリング後の m_v 方向にフーリエ変換を行う。

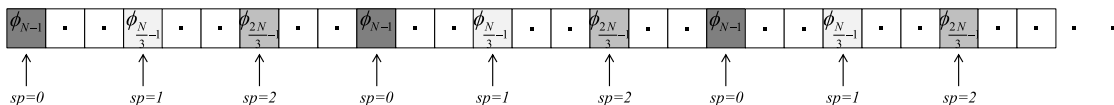


図 6 速度検出用として PN 符号の 1 周期内にサンプルする回数 (図は例として SP = 3 のとき)

Fig. 6 The number of samples in PN code sequence for velocity estimation.

$$F_v(l) = \sum_{m_v=0}^{M_v-1} x_v(m_v) \exp\left(-2\pi j \frac{m_v}{M_v} l\right) \quad (15)$$

ここで, l ($= 0, 1, \dots, M_v - 1$) は離散フーリエ変換の出力周波数チャンネル番号であり, 振幅値 $|F_v(l)|$ は

$$l_{peak} \cong f_d \cdot T_w \cdot N \cdot M \quad (16)$$

のときピークが得られる. ピーク周波数番号 l_{peak} により目標相対速度は \hat{V}

$$\hat{V} = f_d \frac{\lambda}{2} = \frac{l_{peak}}{T_w \cdot N \cdot M_v} \frac{\lambda}{2} \quad (17)$$

と求められる. ここで式 (13) から示されるように提案法 (b) の速度検出処理においては, 距離が異なる目標が存在する場合においても式 (15) の m_v 方向のフーリエ変換には符号の干渉がないことがわかる.

距離推定用サンプルにおける受信信号 $x_r(m_r)$ における変調符号 ϕ_n の位相回転から目標距離を求める. そこで, 式 (17) の目標速度検出用サンプリングによって得られる目標相対速度を用いて, ドップラによる時間差に依存する位相差を補正 (ドップラ補償) することでドップラの影響による, PSL 劣化 (課題 3) に対処する.

$$\begin{aligned} H(m_r) &= x_r(m_r) \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{l_{peak}}{T_w \cdot N \cdot M_v} T_w (N+1) m_r\right)\right] \\ &= \exp\left[j \left(2\pi f_d T_w (N+1) m_r - \frac{4\pi f_c}{c} R\right)\right] \\ &\quad \cdot \exp[j\phi_{n-s}] \\ &\quad \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{l_{peak}}{T_w \cdot N \cdot M_v} T_w (N+1) m_r\right)\right] \\ &= \exp\left[j \cdot \left(\left(2\pi \left(f_d - \frac{l_{peak}}{T_w \cdot N \cdot M}\right) \cdot T_w \cdot (N+1) \cdot m_r\right) - \frac{4\pi f_c}{c} R\right)\right] \exp[j\phi_{n-s}] \\ &\cong \exp\left[j \cdot \left(-\frac{4\pi f_c}{c} R\right)\right] \exp[j\phi_{n-s}] \end{aligned}$$

$$= \exp\left[j \cdot \left(-\frac{4\pi f_c}{c} R\right)\right] \exp[j\phi_{\text{mod}(m_r, N)-s}] \quad (18)$$

ドップラ補償後の受信信号 $H(m_r)$ に対し変調符号 ϕ_n を参照関数とする相関処理にて目標距離を推定する.

$$\begin{aligned} C(k) &= \sum_{m_r=0}^{M_r-1} H(m_r) \cdot \exp[j\phi_{n-k}]^* \\ &= \sum_{m_r=0}^{M_r-1} H(m_r) \cdot \exp[j\phi_{\text{mod}(m_r, N)-k}]^* \quad (19) \end{aligned}$$

式 (18) を式 (19) に代入すると, 相関処理出力における振幅値 $|C(k)|$ は,

$$k_{peak} \cong s \quad (20)$$

のときコヒーレント積分となり, ピークサンプル番号 k_{peak} から目標距離 \hat{R} は

$$\hat{R} = \frac{cT_w}{2} k_{peak} \quad (21)$$

と T_w に相当する高距離分解能が得られる.

ここで, 提案法 (b) における PSL は, 符号長で決められる $20 \log(\text{符号長})$ と信号処理後の S/N (受信時の S/N に信号処理利得 $10 \log(M_r)$ を加えたもの) の小さい方となる. 提案法 (a) における課題 1 と同様の理由で, 等価時間サンプリングによる信号処理利得の低下に伴い, S/N が低下することが考えられる [8]. 以下の処理は A/D 変換器のハードウェア的負荷が許容される範囲内で処理に加えることで, 誤検知の低減につながると思われる. 速度検出用の A/D 変換器が PN 符号の 1 周期内にサンプルする回数を前述の 1 回から図 6 に示すように SP ($sp = 0, 1, \dots, SP-1$) に増加させることを考える (図 6 では SP = 3 のとき). サンプリング周期 $T_w(N/SP)$ の等価時間サンプリング後の m_v 方向と sp 方向の受信信号 $x_v(m_v, sp)$ に対して, 符号サンプル番号 sp ごとに m_v 方向にフーリエ変換を行う.

$$F_v(l, sp) = \sum_{m_v=0}^{M_v-1} x_v(m_v, sp) \exp\left(-2\pi j \frac{m_v}{M_v} l\right) \quad (22)$$

ここで、 $l (= 0, 1, \dots, M-1)$ は離散フーリエ変換の出力周波数チャンネル番号であり、振幅値 $|F_v(l, sp)|$ は

$$l_{peak} \cong f_d \cdot T_w \cdot N \cdot M_v \quad (23)$$

のときピークが得られる。更に、 m_v 方向のフーリエ変換後の周波数スペクトル $|F_v(l, sp)|$ を sp 方向にインコヒーレント積分（スカラ積分）にて加算平均を行う。

$$F_{v_mean}(l) = \frac{1}{SP} \sum_{sp=0}^{SP-1} |F_v(l, sp)| \quad (24)$$

sp 方向に加算平均を行うことで、雑音（レイリー分布）の周波数領域の分散が抑えられるため、誤検知の低減が期待される。更に、提案法 (b) では符号変調 CW 方式の課題 (1)～(2) を解決するために、多重波の周波数分離推定手法として知られている CA (Cyclic Algorithm) 法の概念に基づき、速度検出結果と距離推定結果の推定振幅の大きい順に、検知信号の目標相対速度 \hat{V} 、距離 \hat{R} 、複素振幅 $A(\hat{V}, \hat{R})$ に基づき疑似信号を生成し、受信信号に対して減算する。検出目標数 Det 、検出目標番号を $det = 0, 1, \dots, Det-1$ とすると検知信号の疑似信号 x_{r_det} は式 (14) から、

$$\begin{aligned} & x_{r_det}(m_r, \hat{R}_{det}, \hat{V}_{det}, A) \\ &= A \exp \left[2\pi j \frac{2\hat{V}_{det}}{\lambda} \cdot T_w \cdot (N+1) \right. \\ & \quad \left. \cdot (m_r - s'(\hat{R}_{det})) + \phi_{n-s'(\hat{R}_{det})} \right] \quad (25) \end{aligned}$$

と表される。ここで、 $s'(\hat{R})$ は推定距離における時間遅延のサンプル数であり

$$s'(\hat{R}) = \left[\frac{2\hat{R}}{c} \frac{1}{T_w} \right] \quad (26)$$

と表される。本方式において振幅 A は距離推定における式 (19) の複素振幅から求められる。また、受信信号がコヒーレント性の保持された式 (25) の検知信号 x_{r_det} の線形和により重畳していると仮定すると、原信号に対する減算により以下式に示す受信信号が得られる。

$$\begin{aligned} & \Delta x_r(m_r) \\ &= x_r(m_r) \\ & \quad - \sum_{det=0}^{Det-1} x_{r_det}(m_r, \hat{R}_{det}, \hat{V}_{det}, A) \quad (27) \end{aligned}$$

このように、距離推定における相関処理では、距離推定の出力振幅の大きい順に検知信号の減算を繰り返し行い、速度検出の出力振幅の大きい順に式 (18) のドップラ補償、式 (19) の相関処理を適用し、検出速度に応じた目標距離を推定する。提案法 (b) では、検出される最大電力をもつ信号の疑似信号を生成し、受信信号に対して減算することにより、検出できる目標電力の下限値が、信号の最大電力から符号数に依存する電力差に限られる課題に対して、検出対象の信号が雑音より大きいとき、目標の検出が期待される手法である。また、上記理由により、提案法 (a) に比べ短い符号長で目標速度と距離の推定が可能であることが期待される。

3. 実験的検証

本章では、提案法 (a) 及び提案法 (b) の基本的な目標検出性能を示すために、移動 1 目標環境及び等速複数目標環境における実験結果を示し、異速複数目標環境において、FMCW 方式との目標検出性能の比較結果を示す。ここで、各種変調方式の送信パラメータを表 1 に示す。各種変調方式の目標検出性能を比較するために、送信帯域幅、観測時間を統一する。本実験において用いられるレーダの RF 部は送受信アンテナ間の距離が 70mm と短く、送信アンテナからの直接波が最大受信電力となる。実験に使用するハードウェアの都合上、送信帯域幅は 50MHz となっている。使用する符号は代表的な PN 符号である M 系列 [11] とする。

表 1 各種変調方式における送信パラメータ
Table 1 Radar parameter of each method.

	Method (a)	Method (b)	FMCW
Transmit frequency f_0 (GHz)	24.15	24.15	24.15
Transmit bandwidth (MHz)	50	50	50
Range resolution (m)	3	3	3
Velocity resolution (km/h)	1.06	0.53	1.10
Receiving bandwidth (MHz)	90	90	0.016
Code Length	1023	127	-
Repetition	1024	16384	-
Sampling frequency(KHz)	48.8	390.6	20
		For Range estimation 393.8 (SP=1) 3150 (SP=8) For velocity estimation	
Observation time (ms)	41.9	41.6	40

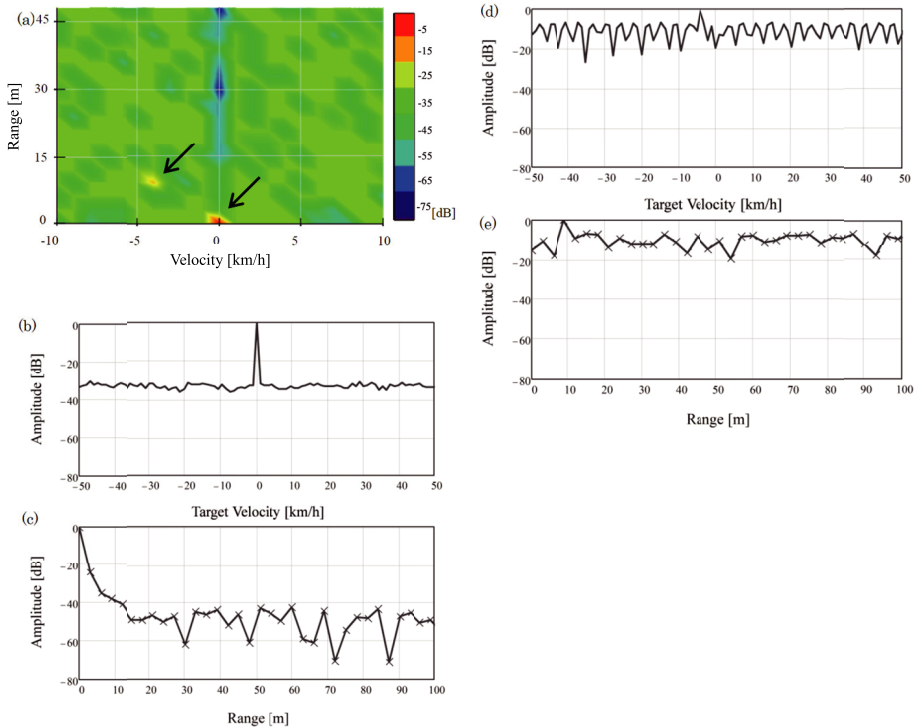


図7 提案法 (a) による移動1目標環境における速度距離推定結果 ((a) 距離速度推定結果, (b) 速度推定結果 (距離 0m), (c) 距離推定結果 (速度 0km/h), (d) 速度推定結果 (距離 9m), (e) 距離推定結果 (速度 -4.2km/h)

Fig. 7 Velocity and range estimation results by the method (a) ((a) Range and velocity estimation result, (b) Velocity estimation at the range of 0m, (c) Range estimation at the velocity of 0km/h, (d) Velocity estimation at the range of 9m, (e) Range estimation result at the velocity of -4.2km/h).

提案法 (a) と提案法 (b) の符号数に関して、2.2.2 で述べたとおり、提案法 (b) は提案法 (a) に比べて必要な符号数が少ないことから、ここでは提案法 (a) 及び提案法 (b) の符号数をそれぞれ 1023 及び 127 とする。また、提案法 (b) では、速度推定用の A/D 変換器としてハードウェア的の負荷が比較的低いと思われるサンプリング周波数を数 MHz まで許容したときの結果も合わせて示す。本実験では、提案法の上記特性について議論に限定するため、観測時間内に目標はチップ幅に相当する距離 (距離分解能) を超えない速度とする。

3.1 移動1目標環境における実験結果

電波暗室において、十分な S/N を確保するためにアクチュエータに取り付けられたコーナリフレクタ (RCS = 10dBsm) を移動目標とし、レーダに対して視線方向に速度 -4km/h で距離 10m~11.6m (入力 S/N 約 13dB) の範囲を移動させる。提案法 (a) における信号処理結果を図7に示す。図7(a)は提案法 (a)

における式 (8) の振幅値を示したものである。図7(a)において、図中の矢印で示す二つのピークが確認される。最大電力に対応するピークは、距離と速度から、送信アンテナから受信アンテナへの直接波であると考えられる。図7(a)における最大電力に対応するピークについて、図7(b)は、式 (8) において距離 0m に対応する速度検出結果であり、図7(c)は速度 0km/h に対応する距離推定結果である。同様に、図7(a)における二つ目のピークについて、図7(d)は距離 9.0m に対応する速度検出結果、図7(e)は速度 -4.2km/h に対応する距離推定結果である。ここで、図7(e)より式 (7) における位相遅延量 s と一致しない信号成分 (ここでは直接波) が雑音となって干渉し、PSL が平均で -10dB 程度にとどまっていることが確認される。ここで、図7(a)における速度 0km/h に対応する距離推定結果において、サイドローブレベルが目標の速度に対応する距離推定結果よりも低くなっている。提

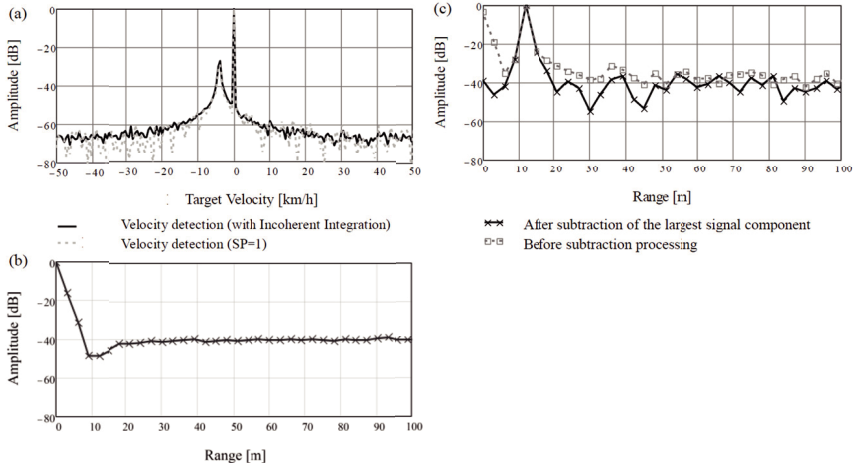


図 8 提案法 (b) による移動 1 目標環境における目標速度及び距離推定結果 ((a) 速度検出結果, (b) 距離推定結果 (速度 0km/h), (c) 距離推定結果 (速度 -4.2km/h))
 Fig.8 Velocity and range estimation results in the single target situation using the method (b) ((a) velocity detection result, (b) range estimation result corresponding to the velocity of 0km/h, (c) range estimation result corresponding to the velocity of -4.2km/h).

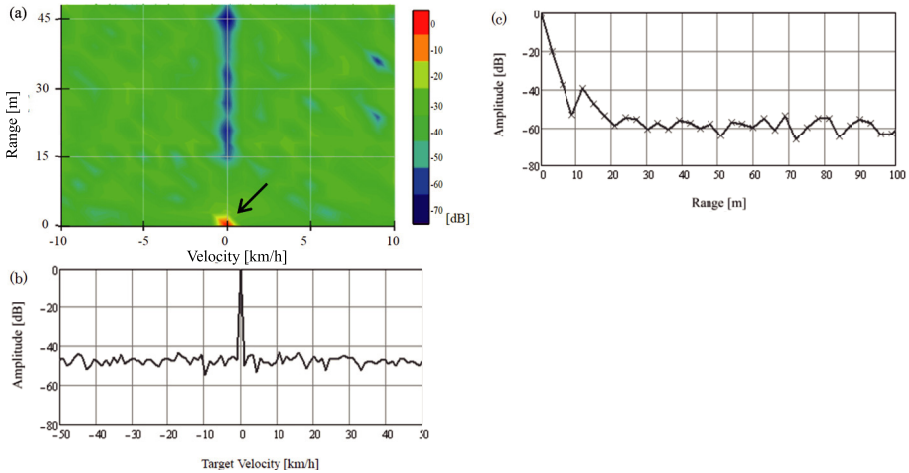


図 9 提案法 (a) による静止複数目標環境における速度距離推定結果 ((a) 距離速度推定結果, (b) 速度推定結果 (距離 0m), (c) 距離推定結果 (速度 0km/h))
 Fig.9 Velocity and range estimation results by the method (a) in the multiple stationary target situation ((a) Range and velocity estimation result, (b) Velocity estimation at the range of 0m, (c) Range estimation at the velocity of 0km/h).

案法 (a) において速度 0km/h における距離推定結果で雑音となるのは、式 (7) と式 (12) より速度をもつ目標の信号成分である。一方、目標の速度に対応する距離推定結果で雑音となるのは、直接波の信号成分である。本実験セットアップでは、送信アンテナから受信アンテナへの直接波が最大電力となり、この電力が

目標の電力に比べ大きいため、目標の距離推定結果においてはこれが雑音となり、PSL が大きく劣化する。一方で、直接波に対応する距離推定結果の方がこの雑音 (目標の信号成分) の影響が小さい。これは後述の図 9 (a) 及び図 12 (a) においても同様である。

次に、提案法 (b) を用いた場合の信号処理結果を

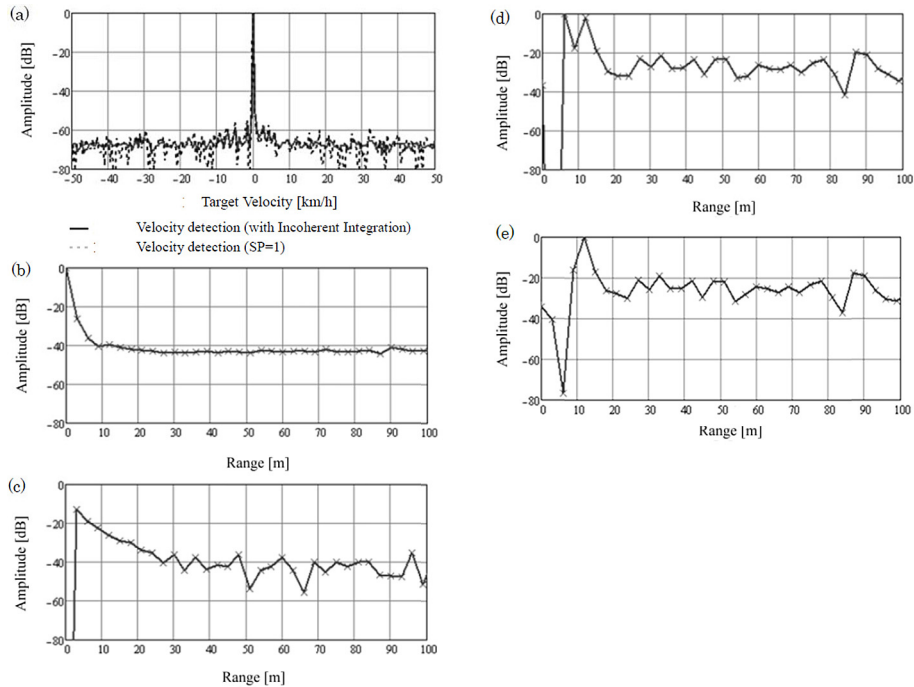


図 10 提案法 (b) による静止複数目標環境における目標速度及び距離推定結果 ((a) 速度検出結果, (b) 距離推定結果 (速度 0km/h), (c) 最大電力減算後の距離推定結果 (速度 0km/h), (d) 目標 1 減算後の距離推定結果 (速度 0km/h), (e) 目標 2 減算後の距離推定結果 (速度 0km/h))

Fig. 10 Velocity and range estimation results in the multiple stationary target situation using the method (b) ((a) velocity detection result, (b) range estimation result corresponding to the velocity of 0km/h, (c) range estimation result after subtraction of largest signal component, (d) range estimation result after subtraction of 2nd largest signal component corresponding to the velocity of 0km/h, (e) range estimation result after subtraction of 3rd largest signal component).

図 8 に示す. 図 8 (a) は式 (15) 及び式 (24) に示す目標速度検出用サンプリングによる目標速度検出結果 (実線: 加算平均あり, 点線: 加算平均なし), 図 8 (b) は, 速度 0km/h に対応する距離推定結果, 図 8 (c) は, -4.2km/h に対応する距離推定結果である. 図 8 (a) より, 同一符号間隔の速度検出用サンプリングにおいて, 移動目標と送信アンテナからの直接波が分離されて検出されていることがわかる. また, ドップラ周波数スペクトルの加算平均にて雑音の分散の低減が確認される. 図 8 (c) の距離推定結果においても速度推定用サンプルを用いたドップラ補償にて, 距離方向の PSL は平均で 41dB 程度となり符号長に依存する PSL ($20 \log(127) = 42\text{dB}$) と同程度まで改善されていることが確認される. また, 検知信号の減算処理によって, 送信アンテナからの直接波の成分が 40dB 程

度抑圧されていることがわかる.

3.2 等速複数目標環境における実験結果

検知できる目標の電力が, 最大電力をもつ目標から符号数に依存する課題と強信号のメインローブにより弱信号の検出が困難となる課題 (提案法 (a) における課題 1 及び課題 2) に対する提案法 (b) の改善効果を示すために, 設定条件として, 提案法 (a) における課題 1 及び課題 2 のみが発生する条件として, 送信アンテナからの直接波と同じドップラ周波数をもつ静止目標を 1.25m, 5m, 10m の距離に配置する. ここで, 送信アンテナからの直接波との電力差を大きくする目的のため, 本実験では静止目標はコーナリフレクタを用いず, プラスチックのポールとする.

目標 1: 距離 1.25m, 相対速度 0km/h

目標 2: 距離 5m, 相対速度 0km/h

目標 3：距離 10m, 相対速度 0km/h

提案法 (a) における信号処理結果を図 9 に示す。図 9(a) は図 7(a) と同様、式 (8) の振幅値を示したものである。図 9(b) は、距離 0m に対応する速度検出結果である。図 9(c) は速度 0km/h に対応する距離推定結果である。図 9(a)~(c) より、距離 0m, 速度 0km/h においてピークが確認され、送信アンテナからの直接波であると考えられる。図 9(c) より距離 12m に目標 3 に対応するピークが確認されるが、その他の二つの目標については、送信アンテナからの直接波のメインローブにより確認されない。PSL については、ドップラを有する目標が存在しないため、符号長に依存する ($20 \log(1023) = 60\text{dB}$) となっていることが確認される。

次に、提案法 (b) を用いた場合の信号処理結果を図 10 に示す。図 10(a) は、目標速度検出用サンプリングによる目標速度検出結果 (実線：加算平均あり, 点線：加算平均なし), 図 10(b) は、速度 0km/h に対応する距離推定結果である。図 10(b) において、距離 0m すなわち直接波以外に目標は確認されない。また、PSL は符号長に依存する約 -42dB ($20 \log 127$) となっている。送信アンテナからの直接波の疑似信号を生成し、減算した結果を図 10(c) に示す。距離 3m に目標 1 に対応するピークが確認される。同様に、目標 1 の疑似信号を生成し、減算処理を施した結果を図 10(d) に示す。図 10(d) において、距離 6m 及び距離 12m に目標 2 及び目標 3 に対応するピークがそれぞれ確認される。最大電力である距離 6m の目標に対して、同様の処理を行った結果を図 10(e) に示し、距離 12m において目標 3 に対応するピークが確認される。

本実験において、提案法 (b) により最大電力である直接波のメインローブの影響を受ける 10m 以内における検知性能 (逆光, 悪天候, 夜間, 車高の高い車両などに用途においては重要) 向上が示された。また、ここで示された手法は同様に、大きな目標 (大型車等) に対して適用することでその近くに存在する小さな目標 (人物等) の検知性能向上が期待されるものである。

3.3 異速複数目標環境における実験結果

異速 2 目標試験として、3.1 で示した実験で用いたコーナリフレクタを以下の条件で配置する。

目標 1: 距離 5~6.6m, 相対速度 4km/h (視線方向)

目標 2: 距離 10~11.6m, 相対速度 -2km/h (視線方向)

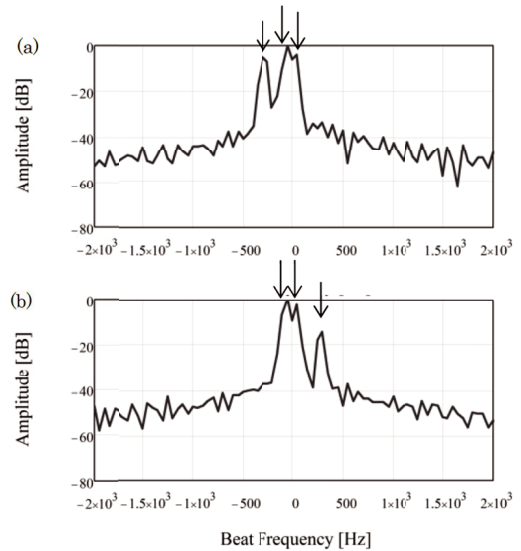


図 11 FMCW 方式による移動 2 目標環境におけるビート周波数 ((a) up 掃引信号, (b) down 掃引信号)

Fig. 11 Beat frequency spectrum for two targets and direct signal from the transmission antenna ((a) up-chirp signal, (b) down-chirp signal).

まず、比較方式である FMCW 方式におけるビート周波数の推定結果を図 11 に示す。図 11(a) は up 掃引におけるビート周波数, 図 11(b) は down 掃引におけるビート周波数である。図 11 からわかるように down 掃引と up 掃引にてそれぞれ三つのスペクトルのピークが得られている。これより、三つのピークは送信アンテナからの直接波, 目標 1 及び目標 2 に対応するものと考えられる。down 掃引と up 掃引のスペクトルからそれぞれの目標に対応するスペクトルのピークの選び方は 6 通りあり一意に定まらない (ペアリングの課題)。更に目標数が増える条件においてはより複雑な問題となる。

提案法 (a) による信号処理結果を図 12 に示す (入力 S/N は目標 1 と目標 2 でそれぞれ約 25dB 及び約 13dB)。図 12(a) は提案法 (a) 式 (8) の振幅値を示したものであり、図中の矢印で示す三つのピークが確認される。図 12(b) 及び (c) は、図中の矢印で示す距離 6m に対応する速度推定結果及び速度 4.2km/h に対応する距離推定結果である。また同様に、図 12(d) 及び (e) は図中の矢印で示す距離 12m に対応する速度推定結果及び速度 -2.1km/h に対応する距離推定結果である。図 12 よりペアリング処理を行うことなく二つの目標に対応するピークが確認される。提案法 (a)

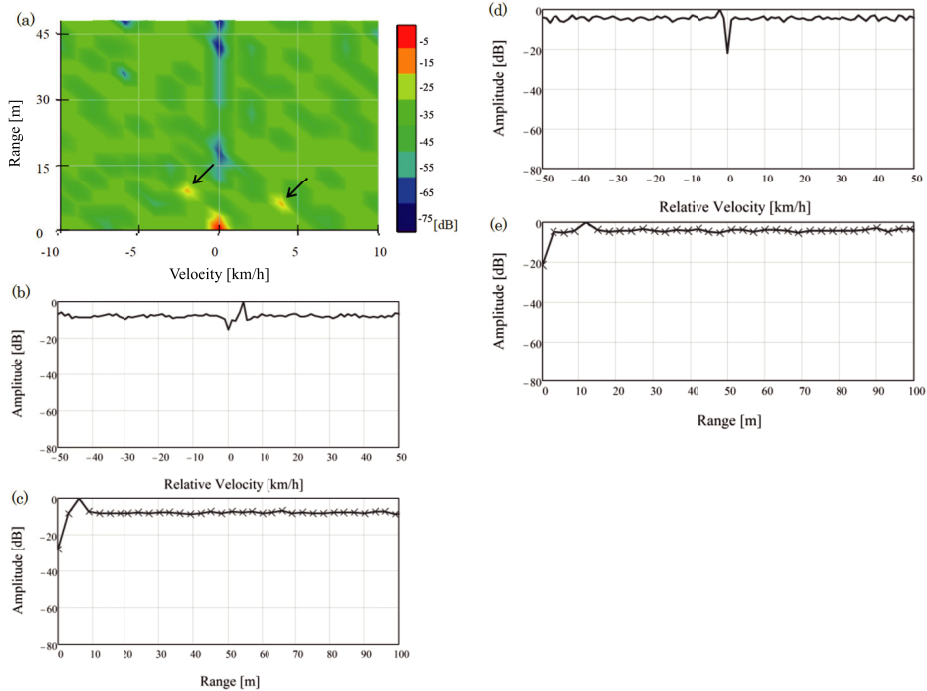


図 12 提案法 (a) による異速 2 目標環境における速度距離推定結果 ((a) 距離速度推定結果, (b) 速度推定結果 (距離 6m), (c) 距離推定結果 (速度 4.2km/h), (d) 速度推定結果 (距離 12m), (e) 距離推定結果 (速度 -2.1 km/h))

Fig. 12 Velocity and range estimation results by the proposed method (a) in the multiple target situation where the targets have different velocities ((a) Range and velocity estimation result, (b) Velocity estimation at the range of 6m, (c) Range estimation at the velocity of 4.2km/h, (d) Velocity estimation at the range of 12m, (e) Range estimation at the velocity of -2.1 km/h).

では、移動 1 目標環境における実験結果と同様、他の目標（直接波を含む）が雑音となり、PSL がそれぞれ -8 dB, -4 dB にとどまっている。

提案法 (b) による信号処理結果を図 13 に示す。図 13 (a) は速度検出結果、図 13 (b) 及び (c) は各目標における距離推定結果であり、移動 1 目標環境における実験と同様に、信号強度の大きい直流成分、目標 1 の推定速度、目標 2 推定速度の順に、減算処理を適用する。図 13 (a) から、送信アンテナからの直接波（速度 0 km/h）、目標 1 及び目標 2 のドップラ周波数である 4.2 [km/h] 及び -2.1 [km/h] をそれぞれ分離していることがわかる。図 13 (b) と (c) から、速度の異なる 6.0 [m] と 9.0 [m] に目標 1 及び目標 2 に対応するピークが得られていることがわかる。

4. む す び

本論文では、等価時間サンプリングを用いることで、低いサンプリングレートにて高い距離分解能を有する等価時間サンプリング符号変調 CW 方式について二つの方式（提案法 (a) 及び (b)）を提案した。提案法 (a) は等価時間サンプリング方式と符号変調 CW 方式を組み合わせた方式であり、FMCW 方式で課題となる複数目標環境下においてもペアリング処理を行うことなく複数の目標を検知することが可能であることを示した。一方、**3.1** 及び **3.3** で示した図 7 (a)、図 12 (a) におけるドップラをもつ目標の距離推定結果に対して、PSL を劣化させている要因は送信アンテナから受信アンテナへの直接波である。送信の漏れ込みの影響が少なく（すなわち送受アイソレーションが良好な場合）この影響は小さくなり、図 7 (a)、図 12 (a)

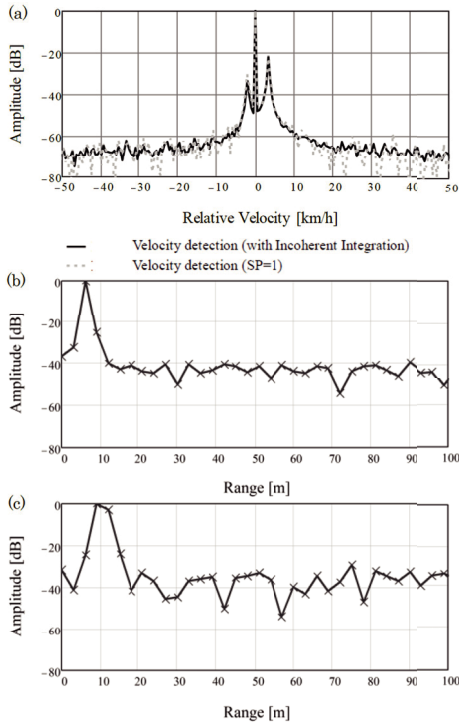


図 13 提案法 (b) による移動 2 目標環境における目標速度及び距離推定結果 ((a) 速度検出結果, (b) 距離推定結果 (速度 4.2km/h), (c) 距離推定結果 (速度 -2.1km/h))

Fig. 13 Velocity and range estimation results in the multiple target situation using proposed method (b) ((a) velocity detection result, (b) range estimation result at the velocity of 4.2km/h, (c) range estimation result at the velocity of -2.1km/h).

に示す PSL よりも改善が期待される。また、目標がドップラをもたない場合、3.2 で示した図 9 に示すように PSL の劣化なく目標の距離推定を行えるが、強信号と弱信号が近い距離に存在するとき強信号のメインローブにより弱信号の検出が困難となる例を示した。

提案法 (b) は、同一符号周期の速度検出用の A/D 変換器を追加し、観測時間が伸びることなく 1 種類の送信波形を用いて距離推定の前処理としてのドップラ補償により PSL の劣化が抑制される手法である。更に検出できる目標の電力が最大電力をもつ目標から符号数に依存する電力差までに限られる課題に対して、検出される最大電力をもつ信号の疑似信号を生成し、受信信号に対して減算することにより、弱信号の検出が期待される。電波暗室における基本的な条件のもと実施した提案法の原理検証実験にて、移動 1 目標環境

における実験では、速度検出用サンプリングの追加により検出したドップラ周波数を用いてドップラ補償を行うことで PSL 特性劣化へのドップラの干渉の影響を低減することを示した。等速複数目標環境における実験では、検出できる目標の電力が最大電力をもつ目標から符号数に依存する電力差までに限られる課題に対して、検出される最大電力をもつ信号の疑似信号を生成し、受信信号に対して減算することによる弱信号の検出について実験的に示した。FMCW 方式との性能比較実験では FMCW 方式でペアリングが起こる異速 2 目標環境においても、目標を分離できることを実験的に示した。

提案法 (b) において、実験では信号処理後の S/N が 42dB よりも大きく、 $20 \log(\text{符号長})$ を達成していると考えられる。2.2.2 でも述べたように、提案法 (b) における PSL は、符号長で決められる $20 \log(\text{符号長})$ と信号処理後の S/N の小さい方となる。提案法 (b) においてより長い符号長を用いると符号長で決められる PSL は改善するが、提案法 (a) の課題 1 でもふれたように、サンプリング点数の低下に伴い信号処理利得が低下し、信号処理後の S/N 比が低下する。実運用では、これらが同等となるように観測対象に合わせて適当な符号長が選択されることが望ましいと思われる。本論文で示した実験結果は提案法の原理検証のための基礎実験であり、送信帯域はハードウェアの都合上、50MHz となっている。これより、距離分解能は 3m となり、実際の目標距離から差異が生じている。今後は、より広帯域な送信帯域を有する実験装置にて実験を行い、またそれに伴い生じる観測時間内における目標のチップ幅に相当する距離を超える移動の影響について考察する。また、他レーダの直接波である干渉波の抑圧や静止不要反射物の存在する屋外環境における目標検出能力の向上の検討が今後の課題である。

文 献

- [1] 山野真市, 東田博文, “シングルチップ MMIC 応用自動車用 76GHz ミリ波レーダ,” 富士通テン技報, vol.22, no.1, pp.12-19, 2004.
- [2] E. Hyun, W. Oh, and J.-H. Lee, “Multi-target detection algorithm for FMCW radar,” Radar Conference, IEEE, pp.338-341, May 2012.
- [3] M. Goppelt, H.-L. Blöcher, and W. Menzel, “Analytical investigation of mutual interference between automotive FMCW radar sensors,” Proc. 6th German Microwave Conference, March 2011.
- [4] 三本 雅, 岡田隆光, 岡村 敦, 小菅義夫, “ビート周波数追尾フィルタを用いた FMCW レーダの性能評価,” 信

学技報, 宇宙・航行エレクトロニクス研究会, 4, 2002.

- [5] J. Ketchum and J.G. Proakis, "Adaptive algorithms for estimating and suppressing narrow-band interference in PN spread-spectrum systems," IEEE Trans. Commun., vol.30, no.5, pp.913-924, May 1982.
- [6] J. Chen, H. Gu, H. Wang, and W. Su, "Mathematical analysis of main-to-sidelobe ratio after pulse compression in pseudorandom code phase modulation CW radar," IEEE Radar Conference, pp.1-5, May 2008.
- [7] 毛馬内洋典, 富澤良行, 三輪空司, 荒井郁男, "地中海レーダにおける遅延帰還増幅器の S/N 改善効果," 信学技報, 宇宙・航行エレクトロニクス研究会, 16, 1999.
- [8] 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.
- [9] S.X. Wang and Y., "Doppler Compensation Algorithm Based on Pseudorandom Sequence," Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009 3rd IEEE International Symposium on, Oct. 2009.
- [10] J. Ling, P. Stoica, J. Li, and Y.I. Abramovich, "On using cyclic algorithms for sinusoidal parameter estimation," Electron. Lett., vol.44, no.19, pp.1160-1161, Sept. 2008.
- [11] 羽瀨裕真, "M 系列を基に構成される系列とその通信への応用," 基礎・境界ソサイエティ機関誌, vol.3, no.1, pp.32-34, July 2009.

(平成 27 年 1 月 7 日受付, 5 月 17 日再受付)



渡辺 優人 (正員)

平成 21 電通大・電気通信・電子工卒, 平 23 同大学院博士前期課程了。現在, 同大産学官連携研究員。



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長を経て, 平 20 年 4 月より電通大教授。工博。レーダ信号処理, 超電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。



秋田 学 (正員)

平 18 大阪大・工・電子情報エネルギー工卒, 平 20 同大学院工学研究科電気電子情報工学専攻博士前期課程了。平 23 同大学院博士後期課程了。平 24 ニューメキシコ工科大学博士研究員を経て, 平 25 電気通信大学大学院情報理工学研究科助教。



新田 大輔

平 24 電通大・電気通信・電子工卒, 平 26 同大学院情報理工学研究科知能機械工学専攻博士前期課程了。